



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO

CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

**SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN BASADO EN OFDM  
MEDIANTE SIMULINK**

Previa la obtención del Título

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

ELABORADO POR:

Cristhian Daniel Pazán Pincay

Guayaquil, 30 de Agosto del 2014



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.  
**Cristhian Daniel Pazán Pincay** como requerimiento parcial para la  
obtención del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES.

Guayaquil, 30 de Agosto del 2014

DIRECTOR

---

MsC. Edwin F. Palacios Meléndez

REVISADO POR

---

MsC. Washington Medina.  
Revisor Metodológico



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

**DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD**

CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY

DECLARÓ QUE:

El proyecto de tesis denominado “**Simulación de un Sistema de Comunicación basado en OFDM mediante Simulink**” ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Consecuentemente este trabajo es de mi autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del proyecto de grado en mención.

Guayaquil, 30 de Agosto del 2014

EL AUTOR

CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY



UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

## INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

### AUTORIZACIÓN

Yo, CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del proyecto titulado: “**Simulación de un Sistema de Comunicación basado en OFDM mediante Simulink**”, cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, 30 de Agosto del 2014

EL AUTOR

CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY

## **DEDICATORIA**

Dedico este trabajo en primer lugar a Dios, por haberme permitido llegar hasta este momento tan importante de mi formación profesional y bendecirme en cada paso que doy. De igual manera a mis padres, hermanas por ser un ejemplo de perseverancia en mi vida, a mi abuelita que desde el cielo me ayudo a cumplir una meta más de la cual ella me vio comenzar. A mi esposa e hija que son por cual lucho día a día. A mis maestros, gracias por su tiempo, por su apoyo y por sus conocimientos brindados. A todas las personas que ayudaron a la realización de este proyecto.

**EL AUTOR**

**CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY**

## **AGRADECIMIENTO**

La presente tesis se la dedico a mis padres por ser un pilar fundamental en mi vida, gracias por su paciencia y su apoyo incondicional, por confiar en mí, también me gustaría que estas líneas sirvieran para expresar el más profundo y sincero agradecimiento a todas aquellas personas que con su ayuda han colaborado en la realización del presente trabajo, a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil por abrirme las puertas de tan prestigiosa institución. A mis profesores que gracias a sus enseñanzas y apoyo incondicional pude concluir la carrera universitaria exitosamente

EL AUTOR

CRISTHIAN DANIEL PAZÁN PINCAY

## Índice General

Índice de Figuras .....	IX
Índice de Tablas.....	XII
Resumen .....	XIII
CAPÍTULO 1: GENERALIDADES DEL TRABAJO DE TITULACIÓN .....	14
1.1. Antecedentes. ....	14
1.2. Justificación del Problema.....	14
1.3. Definición del Problema.....	15
1.4. Objetivos del Problema de Investigación.....	15
1.4.1. Objetivo General.....	15
1.4.2. Objetivos Específicos. ....	15
1.5. Hipótesis.....	16
1.6. Metodología de Investigación.....	16
CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE DE LA MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS ORTOGONALES .....	17
2.1. Introducción.....	17
2.2. Perspectiva histórica de OFDM.....	18
2.3. Fundamentos de OFDM. ....	22
2.3.1. Ortogonalidad entre subportadoras y subbandas OFDM. ....	22
2.3.2. Implementación de la Transformada Discreta de Fourier en OFDM. ....	29
2.3.3. Prefijo Cíclico para OFDM. ....	31
2.3.4. Eficiencia Espectral para OFDM Óptico. ....	35
2.3.5. Relación de potencia de pico a promedio para OFDM. ....	37

2.4. Sistemas Ópticos Coherentes OFDM. ....	43
2.4. Promoviendo la Investigación y expectativas dadas. ....	45
CAPÍTULO 3: SOFTWARE DE MODELADO OFDM y CDMA USANDO	
SIMULINK. ....	49
3.1. Simulación del Sistema OFDM a través de SIMULINK. ....	49
3.2. Simulación del Sistema CDMA mediante SIMULINK. ....	55
3.3. Editor de nodos. ....	56
CAPÍTULO 4: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN .....	
4.1. Resultados de la simulación OFDM. ....	60
4.2. Resultados de la simulación CDMA. ....	69
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES. ....	
5.1. Conclusiones. ....	73
5.2. Recomendaciones. ....	73
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS. ....	75

## Índice de Figuras

### Capítulo 2

Figura 2. 1: Diagrama conceptual de una modulación de múltiples portadoras del sistema (MCM).....	22
Figura 2. 2: Principio de ortogonal-banda multiplexado OFDM. ....	25
Figura 2. 3: Esquemático de implementación OBM-OFDM en circuitos de señal mixta para (a) el transmisor y (b) el receptor.....	26
Figura 2. 4: Detección de una sola banda y detección de dos bandas. ....	26
Figura 2. 5: Ejemplos de tres diferentes métodos utilizados en la detección de n portadoras por muestreo.....	28
Figura 2. 6: Rendimiento de sensibilidad de la relación S/N de dos subportadoras EDGE en (a) la transmisión ida y regreso, y (b) la transmisión de 1.000 km. ....	29
Figura 2. 7: Señales OFDM (a) sin prefijo cíclico en el transmisor, (b) sin prefijo cíclico en el receptor, (c) con prefijo cíclico en el transmisor, y (d) con prefijo cíclico en el receptor. ....	32
Figura 2. 8: Señales OFDM en el dominio del tiempo para un símbolo OFDM completo. ....	35
Figura 2. 9: Espectros óptico para (a) N-longitud de onda multiplexados por división de canales CO-OFDM, (b) zoom en la señal OFDM para una longitud de onda, y (c) a través del canal cruzado OFDM (XC OFDM) sin banda de guarda.....	36
Figura 2. 10: Función complementaria de distribución acumulativa (CCDF), con un factor de sobremuestreo fijado en 2.....	40

Figura 2. 11: Función complementaria de distribución acumulativa (CCDF) para el PAPR de una señal OFDM con diversos factores de sobremuestreo. El número de subportadora se fija en 256. ....	42
Figura 2. 12: Diagrama conceptual de las arquitectura de la multiplexación y demultiplexación durante 1 Tbps .....	46
Figura 2. 13: Diagrama conceptual de las arquitectura de la multiplexación y demultiplexación durante 1 Tbps .....	47
Figura 2. 14: Bloques funcionales de un transceptor CO-OFDM y su asignación correspondiente a un chip integrado de silicio. ....	48

### **Capítulo 3**

Figura 3. 1: Esquemático del Sistema OFDM bajo SIMULINK .....	50
Figura 3. 2: Diagrama de bloques para la generación de datos. ....	50
Figura 3. 3: Diagrama de bloques del modulador IQ. ....	51
Figura 3. 4: Diagrama de bloques de modulación OFDM. ....	53
Figura 3. 5: Diagrama de bloques del canal de transmisión. ....	53
Figura 3. 6: Estructura de DS-CDMA para usuario único. ....	55

### **Capítulo 4**

Figura 4. 1: Señal OFDM en el dominio del tiempo. ....	61
Figura 4. 2: Señal OFDM en el dominio de la frecuencia.....	61
Figura 4. 3: BER v / s SNR para OFDM en AWGN Channel. ....	62
Figura 4. 4: Diagrama de Constelación para una SNR=1 dB.....	63
Figura 4. 5: Diagrama de Constelación cuando SNR = 20 dB.....	64

Figura 4. 6: Diagrama de Constelación cuando SNR = 60 dB.....	65
Figura 4. 7: BER vs SNR en el canal de desvanecimiento .....	66
Figura 4. 8: BER vs Recorte de potencia para un sistema OFDM.....	67
Figura 4. 9: Variación de BER con Efecto Doppler Shift.....	68
Figura 4. 10: BER vs SNR en el canal AWGN para el sistema CDMA. ....	69
Figura 4. 11: BER v / s Número de parcela usuario.....	70
Figura 4. 12: BER vs Número de usuario en una celda de enlace inverso en CDMA.....	71

## Índice de Tablas

### Capítulo 2

Tabla 2. 1: Principales hitos de la técnica OFDM. .... 19

Tabla 2. 2: Principales desarrollos de OFDM en la últimas décadas. .... 20

## **Resumen**

El presente proyecto de titulación tiene como finalidad modelar matemáticamente la modulación OFDM en un sistema de comunicación mediante cualquier medio de transmisión, que para este proyecto se escoge un canal de comunicación que se asemeje a uno en la parte real. Previamente en el capítulo 1, se presentan las generalidades del trabajo de titulación. En el capítulo 2, se realiza la descripción básica del estado del arte de la modulación OFDM, que permita establecer los parámetros necesarios en Simulink. En el capítulo 3, se realiza el diseño en simulink de dos sistemas de comunicación, el primero mediante OFDM y el otro mediante CDMA, para comparar resultados. En el capítulo 4, se muestran los resultados obtenidos en la simulación de los sistemas de comunicación. Finalmente, en el capítulo 5, se exponen las conclusiones y recomendaciones del trabajo de titulación.

## **CAPÍTULO 1: GENERALIDADES DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

### **1.1. Antecedentes.**

En los sistemas de comunicaciones inalámbricos y ópticos emplean diferentes tipos de modulación, pero la modulación de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), se utiliza para investigaciones presentadas en Congresos Internacionales y existen miles de artículos publicados en revistas indexadas, especialmente si el medio de transmisión es el canal óptico.

En diferentes Universidades tanto Nacionales como Internacionales, se han encontrado trabajos de grado académico de tercer nivel (Ingenierías) y de cuarto nivel (Máster y Doctorado), que emplean la modulación OFDM. En la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, específicamente en la Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo (FETD) no se ha encontrado trabajos que utilice la herramienta de simulación MatLab/Simulink para emular la modulación OFDM.

### **1.2. Justificación del Problema.**

Como se explicó en la sección anterior, no disponemos de trabajos de titulación en la que se pueda simular la modulación OFDM a través de MatLab/Simulink, para lo cual se justificaría el uso de esta robusta herramienta de simulación para el proyecto de titulación e inclusive para futuros temas de investigación.

### **1.3. Definición del Problema.**

De acuerdo a lo expuesto en los antecedentes y justificación, surge la necesidad de realizar la simulación de un sistema de comunicación basado en la modulación OFDM mediante Simulink.

### **1.4. Objetivos del Problema de Investigación.**

Con lo descrito en las secciones anteriores, se exponen el objetivo general y los objetivos específicos.

#### **1.4.1. Objetivo General.**

Elaborar la Simulación de un Sistema de Comunicación basado en la modulación OFDM mediante Simulink.

#### **1.4.2. Objetivos Específicos.**

- Describir los fundamentos teóricos de la modulación de multiplexación por división de frecuencia ortogonal
- Diseñar el sistema de comunicación basado en la modulación OFDM a través de la plataforma MatLab/Simulink.
- Evaluar el sistema de comunicación basados en la modulación OFDM versus el sistema CDMA.
- Mostrar los resultados obtenidos de la simulación de los sistemas OFDM y CDMA.

### **1.5. Hipótesis.**

Mediante el empleo de MatLab/Simulink se demostrará el funcionamiento de un sistema de comunicación basado en la modulación OFDM como si estuviera funcionando en la parte real, también permitirá que los estudiantes de Ingeniería en Telecomunicaciones se interesen en buscar temas de investigación para posibles temas de trabajo de titulación.

### **1.6. Metodología de Investigación.**

El trabajo de titulación es de carácter Exploratorio y Explicativo, pues se explorará la técnica de modulación de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) que suscitan el fenómeno del proyecto actual, para lo cual se describe la situación y pretende explicar los fundamentos de OFDM a través de una herramienta de simulación como MatLab/Simulink.

Así mismo, el modelo de investigación utilizado es el Empírico-Analítico con un enfoque Cuantitativo, y el método empleado es Ex post facto. El Diseño de la investigación es transversal, puesto que se manipulan los parámetros de simulación.

## **CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE DE LA MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS ORTOGONALES**

### **2.1. Introducción.**

Hemos sido testigos de un aumento espectacular y del interés de la comunidad por la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) en sistemas de comunicaciones ópticos en los últimos años. Inclusive el número de publicaciones sobre OFDM, específicamente en redes ópticas ha crecido dramáticamente desde que fue propuesto como un formato de modulación atractivo para la transmisión de larga distancia, ya sea en la detección coherente (Ma, Y., Yang, Q., Tang, Y., Chen, S., & Shieh, W., 2009) o en la detección directa (Lowery, A. J., Du, L., & Armstrong, J., 2006) (Djordjevic, I. B., & Vasic, B., 2006).

Para Ma, Y., et al (2009) en los últimos años, las tasas de transmisión de datos netas crecieron a un factor de 10 por año a nivel experimental, es decir que para ese año, la demostración experimental de transmisión fue de hasta 1 Tbps en un solo canal y para Dischler, R., & Buchali, F. (2009) se logró transmisiones de 10.8Tbps basados en FFT óptica, mientras que para Giddings, R. P., Jin, X. Q., Hugues-Salas, E., Giacomidis, E., Wei, J. L., & Tang, J. M. (2010) la demostración de OFDM óptica en tiempo real mediante procesamiento de señal digital (DSP) ha superado los 10Gbps. Estos avances podrían conducir a la realización de productos de transmisión de

comerciales basados en OFDM óptico en el futuro, con los beneficios potenciales de la alta eficiencia espectral y diseño de red flexible.

El presente capítulo tiene la intención de dar una breve introducción sobre OFDM óptico, de sus conceptos matemáticos fundamentales para los resultados experimentales hasta a la fecha. Esto está organizado en siete secciones, incluyendo esta introducción las secciones 2.1 y 2.2 donde se revisan los desarrollos históricos de OFDM y su aplicación en la transmisión óptica. Mientras que en la sección 2.3 se describen los fundamentos y diferentes aplicaciones de OFDM óptico.

Como este trabajo de titulación se centra en la no linealidad óptica, que es una preocupación importante para la transmisión de larga distancia, el OFDM óptico coherente (CO-OFDM) es considerado, en este capítulo. La sección 2.4 ofrece una introducción sobre COOFDM. Los procedimientos de la DSP también se discuten en detalle en esta sección. En la sección 2.5 se presentan direcciones de investigaciones prometedoras para CO-OFDM.

## **2.2. Perspectiva histórica de OFDM.**

OFDM juega un papel significativo en el módem de telecomunicaciones para ambas comunicaciones inalámbricas y por cable. La historia de la multiplexación por división de frecuencia (FDM) se inició en 1870 cuando se utilizó el telégrafo para transmitir información a través de múltiples canales. El principio fundamental de FDM ortogonal fue propuesto por Chang, R. W.

(2013) como una manera de superponer los espectros de canales múltiples dentro de un ancho de banda limitado y sin interferencia, teniendo la consideración de los efectos tanto de filtro y las características del canal.

Desde entonces, muchos investigadores han estudiado y perfeccionado la técnica en los últimos años y se ha adoptado con éxito en muchos niveles. La Tabla 2.1 muestra algunos de los principales hitos de la técnica OFDM en radiofrecuencia (RF).

Tabla 2. 1: Principales hitos de la técnica OFDM.

1966	R.Chang, trabajo en la fundación de OFDM.
1971	S. B.WeinsteinyP.M.Ebert, implementación DFTdeOFDM.
1980	R.Peledy A.Ruiz, Introduccióndeprefijo cíclico.
1985	L.Cimini, OFDMpara comunicaciones móviles.
1995	DSLadoptó formalmente la modulación por multitonodiscreto (DMT), como una variación deOFDM.
1995	(1997)Estándar europeo ETSI, de radiodifusión de audio y video digital, (DAB y DVB).
1999	(2002)Estándar WirelessLAN 802.11 a(g), Wi-Fi.
2004	Estándar WirelessMAN, 802.16, WiMax.
2009	Long Term Evolution (LTE), estándarmóvil4G.

Fuente: Giddings, R. P., et al. (2010).

Pan, Q., & Green, R. J. (1996) aunque OFDM ha sido estudiada en el dominio de RF por más de cuatro décadas, la investigación sobre OFDM en comunicación óptica no comenzó hasta finales de 1990. Mientras que para Dixon, B. J., Pollard, R. D., & Iezekiel, S. (2001) las ventajas fundamentales

de OFDM en un canal óptico se dieron a conocer por primera vez a finales del 2000, donde la transmisión de larga distancia por OFDM óptico ha sido investigada por unos pocos grupos.

Dos de las principales líneas de investigación aparecieron, la primera fue la detección directa óptica OFDM (ODD-OFDM) (Djordjevic, et al., 2006) (Lowery, A. J., et al., 2006) que mira en una realización sencilla basada en los componentes ópticos de bajo costo y CO-OFDM (Shieh, W. & Athaudage, C., 2006) con el objetivo de lograr una alta eficiencia espectral y sensibilidad del receptor. Desde entonces, el interés en OFDM óptico ha aumentado de manera espectacular. Para Shieh, W., Yi, X., & Tang, Y. (2007) fue reportado por primera vez experimento CO-OFDM en el mundo con velocidad de línea de 8Gbps.

Tabla 2. 2: Principales desarrollos de OFDM en la últimas décadas.

1996	OFDM para CATV
2001	OFDM en sistemas de modulación directa y OFDM sobre fibra multimodo.
2005	Experimento de 10 Gbps en OFDM óptico sobre fibra multimodo (MM) y OFDM ópticoeficiente de energía en los sistemas demodulación directa.
2006	Detección directa óptica OFDM (DDO-OFDM) de larga distancia y óptica coherente OFDM (CO-OFDM) de larga distancia.
2007	Óptica coherente OFDM transmite a 8 Gbps sobre 1000 km.
2008	Velocidad > 100 Gbps para transmisiones de canal único CO-OFDM sobre 1000 km.
2009	Velocidad > 1 Tbps para transmisiones CO-OFDM de larga distancia.

Fuente: Giddings, R. P., et al. (2010).

En los últimos años, la capacidad de transmisión continuó creciendo alrededor de diez veces al año. En los artículos de investigaciones de Ma, Y., et al., (2009) y Dischler, R., et al., (2009) afirmaron que la tasa de transmisión llegaba hasta 1 Tbps en OFDM óptico el mismo que fue demostrado con éxito. En la tabla 2.2 se muestra el desarrollo de OFDM óptica en las dos últimas décadas.

Los DSPs estaban fuera de línea, pero a partir del 2009, algunos grupos de investigación comenzaron a investigar en tiempo real transmisiones ópticas mediante OFDM. La primera demostración de OFDM en tiempo real se llevó a cabo en el 2009, 3 años más tarde se dio en tiempo real con una sola portadora de recepción óptica coherente. El ritmo de desarrollo de OFDM en tiempo real ha sido rápido, con tasas de transmisión de 10 Gbps.

Por otra parte, mediante el uso multiplexación ortogonal de banda, que es una ventaja clave para OFDM, con transmisiones desde 56Gbps hasta 110Gbps en más de 600 kilómetros mediante el estándar de fibra óptica monomodo (SSMF) fue demostrado con éxito. Más recientemente, 41.25Gbps, por una sola banda fue reportado por Qian, D., Kwok, T. T., Cvijetic, N., Hu, J., & Wang, T. (2010). Como se desprendió la comercialización de receptores ópticos coherentes de una sola portadora, fue previsible que en tiempo real la transmisión óptica OFDM sea mucho

mayor que tasa neta se materialice en un futuro próximo sobre la base de diseño del estado del arte ASIC.

### 2.3. Fundamentos de OFDM.

Antes de pasar a la descripción de la transmisión óptica OFDM, se revisan algunos conceptos fundamentales y ciertas expresiones matemáticas básicas de OFDM. Es bien sabido que OFDM es una clase especial de modulación multiportadora (MCM), cuya aplicación genérica es representada por subportadoras individuales.

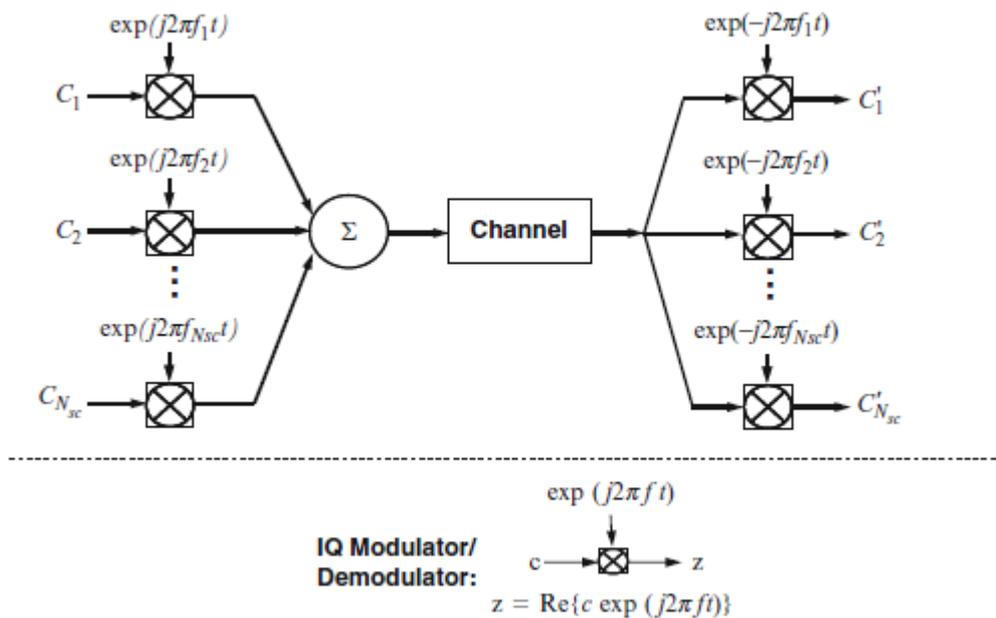


Figura 2. 1: Diagrama conceptual de una modulación de múltiples portadoras del sistema (MCM).

Fuente: Qian, D., et al. (2010).

#### 2.3.1. Ortogonalidad entre subportadoras y subbandas OFDM.

La señal transmitida de MCMs( $t$ ) se representa como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (2.1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (2.3)$$

Donde  $c_{ki}$  es el  $i$ -ésimo símbolo de información en la subportadora  $k$ -ésimo,  $s_k$  es la forma de onda para la subportadora  $k$ -ésimo, la  $N_{sc}$  es el número de subportadoras,  $f_k$  es la frecuencia de la subportadora, y  $T_s$  es el período de símbolo,  $\Pi(t)$  es la función pulso de conformación.

El detector óptimo para cada subportadora podría utilizar un filtro que coincide con la forma de onda subportadora, o un correlador emparejado con la subportadora como se muestra en la figura. 2.1. Por lo tanto, la información detectada de símbolo  $c'_{ik}$  en la salida del correlador se da por:

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (2.4)$$

Donde  $r(t)$  es la señal de dominio de tiempo recibida. La MCM clásica utiliza señales de banda limitada no superpuesta, y puede ser implementada con un banco de gran número de osciladores y filtros, tanto en los extremos de transmisión y recepción (Shieh, W., Bao, H., & Tang, Y., 2008). La principal desventaja de MCM es que requiere un ancho de banda excesivo. Esto es porque con el fin de diseñar los filtros y osciladores rentables, la

separación entre canales tiene que ser múltiplo de la velocidad de símbolos, reduciendo en gran medida la eficiencia espectral.

Un nuevo enfoque llamado OFDM se investigó mediante el empleo conjunto superpuesto de señal todavía ortogonal. Esta ortogonalidad se origina en correlación directa entre cualesquiera dos subportadoras, dada por:

$$\begin{aligned}\delta_{kl} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi (f_k - f_j)t) dt \\ &= \exp j\pi(f_k - f_j)T_s) \frac{\sin(\pi (f_k - f_j)t) dt}{\pi(f_k - f_j T_s)}\end{aligned}\quad (2.5)$$

Se puede ver que si la siguiente condición  $f_k - f_j = m \frac{1}{T_s}$  se satisface, entonces las dos subportadoras son ortogonales entre sí. Esto significa que estos conjuntos de subportadoras ortogonales, con sus frecuencias espaciadas a múltiplo de inversa de la velocidad de símbolos se pueden recuperar con los filtros adaptados en la ecuación 2.5, sin interferencia de interportadora (ICI), a pesar de la fuerte superposición espectral de la señal.

Por otra parte, el concepto de esta ortogonalidad se puede ampliar para combinar múltiples bandas OFDM en una señal con anchura espectral mucho más grande. Para Shieh, W., et al., (2008) tal enfoque se introdujo por primera vez en su estudio, que permitió ampliar de forma flexible la capacidad de una sola longitud de onda. Este método de subdividir el

espectro de OFDM en múltiples bandas ortogonales es la llamada " banda ortogonal-multiplexada OFDM" (OBM-OFDM).

La figura 2.2 se muestra el concepto de multiplexación ortogonal de banda, donde todo el espectro está compuesto por  $N$  subbandas de OFDM. Con el fin de mantener la ortogonalidad, la separación de frecuencia entre dos bandas de OFDM tiene que ser un múltiplo constante de la separación de frecuencia de la subportadora.

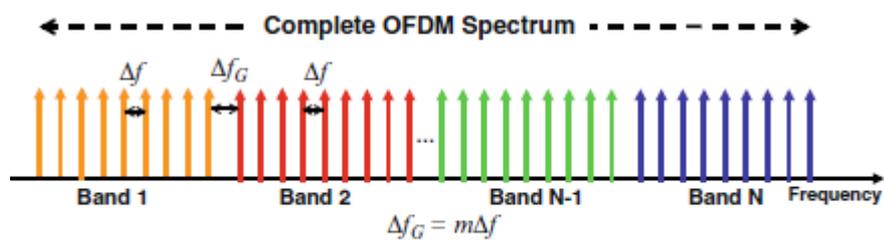


Figura 2. 2: Principio de ortogonal-banda multiplexado OFDM.  
Fuente: Shieh, W., et al., (2008).

La condición ortogonal entre las diferentes bandas se da por  $\Delta f_G = m\Delta f$ , donde  $m$  es un número entero. Esto garantiza que cada banda OFDM, es una extensión ortogonal de otra, y es un método poderoso para aumentar la capacidad del canal mediante la adición de subbandas OFDM para el espectro.

Un diagrama esquemático de la configuración de transmisor y receptor para OBM-OFDM se muestra en la figura. 2.3. El método ha sido propuesto por Shieh, W., et al., (2008), donde se lo denomina como canales cruzados de OFDM (XC-OFDM). La única ventaja de este método es que la velocidad

de datos puede ser simplemente extendida o modificada para la especificación del ancho de banda de una manera.

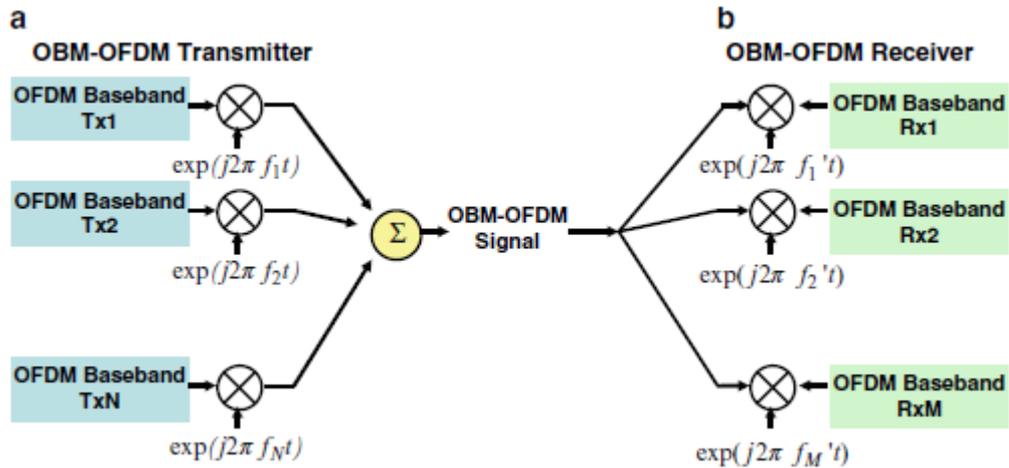


Figura 2. 3: Esquemático de implementación OBM-OFDM en circuitos de señal mixta para (a) el transmisor y (b) el receptor.

Fuente: Shieh, W., et al., (2008).

Tras la recepción, el espectro se puede dividir en múltiples subbandas. La partición de banda en el receptor no es necesario ser el mismo que el transmisor. La figura 2.4 muestra un ejemplo de la detección de una sola banda y detección multibanda. En el primer caso, el láser oscilador local del receptor se sintoniza en el centro de cada banda, y un filtro anti-aliasing (Filtro I) selecciona una única banda de OFDM para ser detectados por separado.

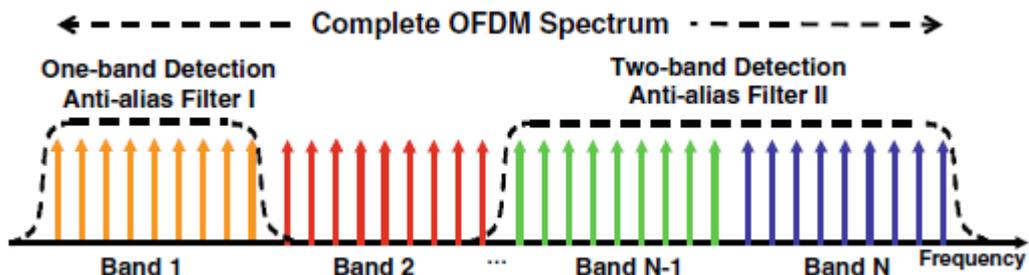


Figura 2. 4: Detección de una sola banda y detección de dos bandas.

Fuente: Shieh, W., et al., (2008).

En este último caso, el láser sintonizado recibido en el centro de la banda de guarda, y un filtro anti-aliasing (Filtro II) separan las dos bandas de OFDM, que se convierten en símbolos digitales y separadas al final de los convertidores digitales a ser detectados simultáneamente.

En cualquiera de los casos, la interferencia entre bandas (IBI) se evita debido a la ortogonalidad entre las bandas vecinas, a pesar de la "fuga" de las subportadoras de bandas vecinas. Así, CO-OFDM puede lograr una alta tasa neta empleando OBM sin requerir convertidores DA/AD, y funcionando a muy altas velocidades de muestreo.

Una ventaja adicional de la detección multibanda es su capacidad para guardar el número de componentes ópticos requeridos en el receptor. Una demostración experimental de esto se ha demostrado en la investigación realizada por Liu, X., Chandrasekhar, S., Zhu, B., & Peckham, D.W. (2010), donde se transmiten 24 bandas ortogonales de OFDM para generar un velocidad de datos total de 1,2 Tbps. En el receptor, se utilizan tres esquemas:

1. La detección de 1 banda mediante convertidores AD con un factor de sobremuestreo de 4,
2. La detección de 2 bandas mediante convertidores AD con un factor de sobremuestreo de 2,
3. La detección de 3 bandas mediante convertidores AD con un factor de sobremuestreo de 1,33.

Los tres esquemas pueden recuperar completamente la señal recibida. Asumiendo que el ancho de banda del convertidor AD es suficientemente amplio, más el número de bandas que se detectan de forma simultánea, lo cual permite su funcionamiento con menos receptores ópticos (véase la figura 2.5).

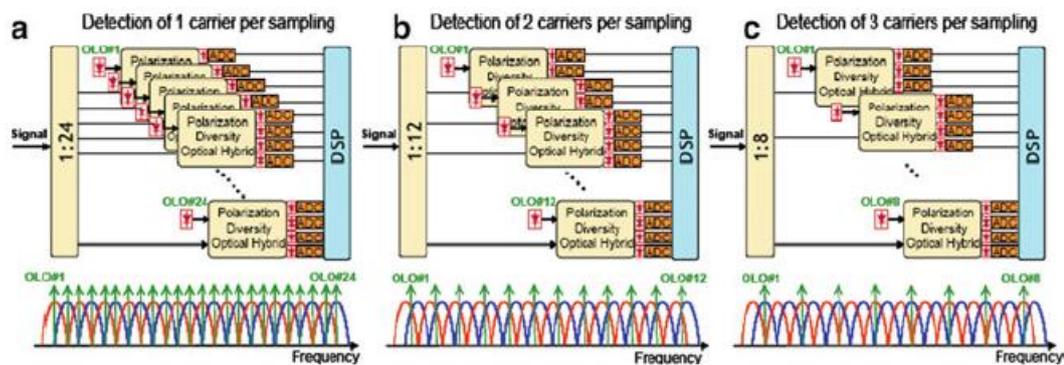


Figura 2. 5: Ejemplos de tres diferentes métodos utilizados en la detección de  $n$  portadoras por muestreo.

Fuente: Shieh, W., et al., (2008).

Como se mencionó anteriormente, la condición de ortogonalidad se cumple cuando la banda de seguridad  $\Delta fG$  es múltiplo de espaciado subportadora  $\Delta f$ . Un estudio generalizado de la influencia de la banda de guarda para el rendimiento del sistema lo realizaron Yang, Q., Shieh, W., & Ma, Y. (2008). La validez de la condición de ortogonalidad que minimiza la interferencia entre bandas (IBI), se verificó a través del experimento. Debido a la IBI, las subportadoras en los bordes de cada banda llevan la mayor penalidad de entrebandas.

En la figura 2.6a y 2.6b se muestran las relaciones S/N recibida de las "subportadoras EDGE" (el primero y el último de la subportadora de la

banda) como una función de la banda de seguridad normalizada a la separación de subportadora, en la transmisión de ida y regreso de 1.000 km, respectivamente. Por simplicidad, se presenta sólo una polarización.

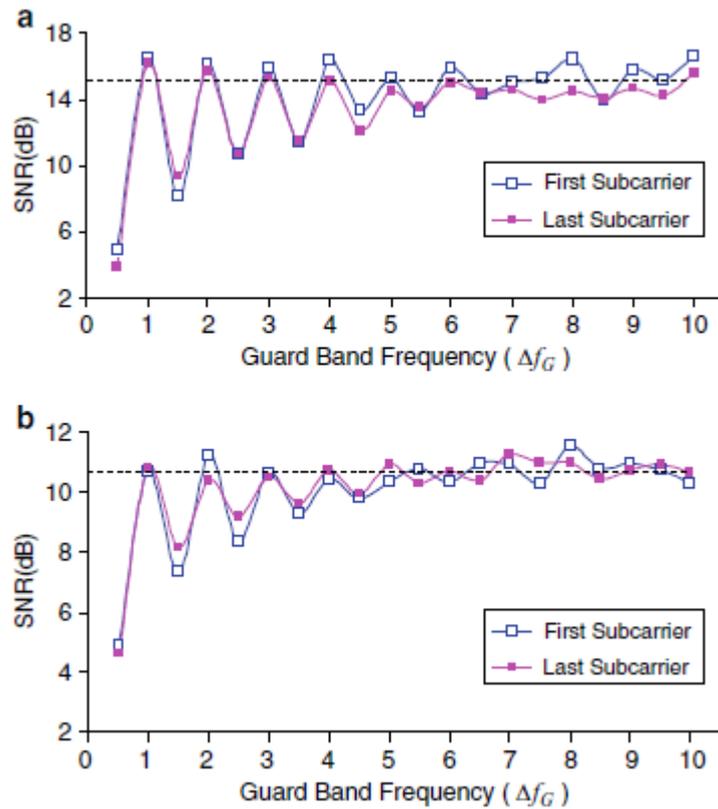


Figura 2. 6: Rendimiento de sensibilidad de la relación S/N de dos subportadoras EDGE en (a) la transmisión ida y regreso, y (b) la transmisión de 1.000 km.  
Fuente: Yang, Q., et al. (2008).

### 2.3.2. Implementación de la Transformada Discreta de Fourier en OFDM.

Reescribiendo las expresiones 2.1, 2.2 y 2.3 para un símbolo OFDM como:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \exp\left(j2\pi \frac{i}{T} t\right), 0 \leq t \leq T \quad (2.7)$$

Esta expresión, es la forma compleja de la señal de banda OFDM. Si muestreamos la señal compleja con una frecuencia de muestreo de  $N/T$ , y añadimos a continuación un factor de normalización  $1/N$ :

$$S_n = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} A_i \exp\left(j2\pi \frac{i}{N} n\right), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

Donde  $S_n$  es la muestra  $n$ -ésima en el dominio del tiempo. Esta expresión es exactamente la Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT). Esto significa que la señal de banda de OFDM puede ser implementado por IDFT. Las señales precodificadas están en el dominio de la frecuencia, y la salida del IDFT está en el dominio del tiempo. Del mismo modo, en el lado del receptor, los datos se recuperan por la transformada discreta de Fourier (DFT), que está dada por:

$$A_i = \sum_{n=0}^{N-1} R_n \exp\left(-j2\pi \frac{i}{N} n\right), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

Donde  $R_n$  es la señal muestreada recibida, y  $A_i$  se recibe símbolo de información para la subcarrier  $i$ . Hay dos ventajas fundamentales de aplicación DFT/IDFT de OFDM. Primero, pueden ser implementados por (inversa) transformada rápida de Fourier (I) algoritmo de FFT, donde el número de multiplicaciones complejas se reduce de  $N^2$  para  $\frac{N}{2} \log_2(N)$ , ligeramente superior a la escala lineal con el número de subportadoras,  $N$  [36].

En segundo lugar, un gran número de subportadoras ortogonales pueden ser moduladas y demoduladas, sin recurrir a una serie de osciladores de RF y filtros complejos. Esto lleva a una arquitectura relativamente simple para la aplicación de OFDM cuando se requiere gran número de subportadoras.

### **2.3.3. Prefijo Cíclico para OFDM.**

Además de la modulación y demodulación de muchas subportadoras ortogonales a través de (I) FFT, uno tiene que mitigar los efectos de canales dispersivos, tales como dispersiones cromáticas y modo de polarización para un buen rendimiento. A este respecto Giddings, R. P., et al (2010) manifiesta que una de las técnicas que permiten para OFDM es la inserción de prefijo cíclico.

Consideremos primeramente dos símbolos OFDM consecutivos que se someten a un canal dispersivo con una dispersión de retardo de  $t_d$ . Por simplicidad, cada símbolo OFDM incluye sólo dos subportadoras con el retraso rápido y dispersión de retardo lento en  $t_d$  representado por una "subportadora rápida" y otra "subportadora lenta", respectivamente.

La figura 2.7a muestra que dentro de cada símbolo OFDM, las dos subportadoras, "subportadora rápido" y "lento subportadora" están alineados en la transmisión. La figura 2.7b muestra las mismas señales OFDM en la

recepción, donde la "subportadora lento" se retrasa  $t_d$  contra la otra "subportadora rápido."

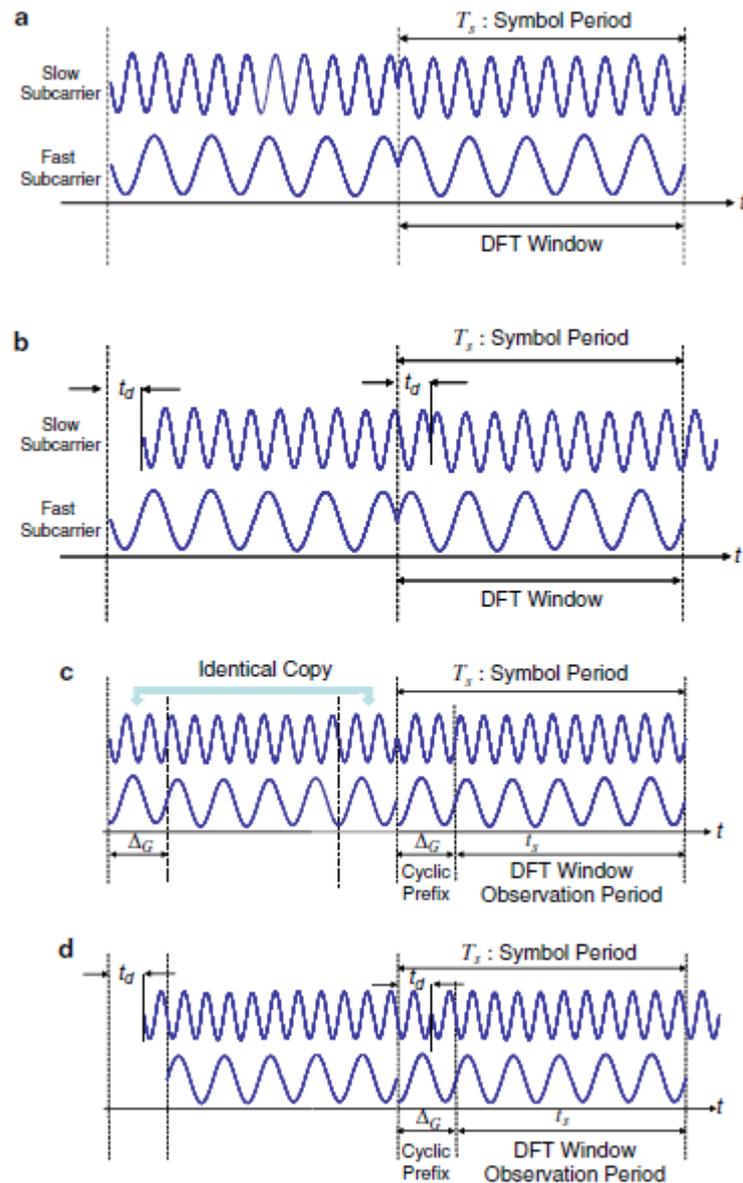


Figura 2. 7: Señales OFDM (a) sin prefijo cíclico en el transmisor, (b) sin prefijo cíclico en el receptor, (c) con prefijo cíclico en el transmisor, y (d) con prefijo cíclico en el receptor.

Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

Seleccionamos una ventana de la transformada discreta de Fourier (DFT) que contiene un símbolo OFDM completo para la "subportadora

rápida". Es evidente que debido a la dispersión de canal, la "subportadora lenta" ha cruzado el límite del símbolo que conduce a la interferencia entre símbolos OFDM adyacentes (vecinos), formalmente denominada interferencia inter símbolo (ISI).

Además, debido a que la forma de onda de OFDM en la ventana de la DFT para "subportadora lenta" es incompleta, la condición de ortogonalidad crítico para las subportadoras se pierde, lo que resulta en una pena de interportadora-interferencia (ICI). Giddings, R. P., et al (2010) manifiesta que el prefijo cíclico, se propuso para resolver la dispersión inducida de canal ISI e ICI.

La figura 2.7c muestra la inserción de un prefijo cíclico por extensión cíclica de la forma de onda de OFDM en el intervalo de guarda  $\Delta_G$ , es decir que la forma de onda en el intervalo de guarda es esencialmente una copia idéntica de la ventana de DFT, con desplazamiento en el tiempo por " $T_s$ " hacia adelante. La figura 2.7d muestra la señal OFDM con el intervalo de guarda a la recepción. Suponiendo que la señal ha atravesado el mismo canal dispersivo, y seleccionando la misma ventana DFT que contiene un símbolo OFDM completo para la forma de onda de la "subportadora rápida".

Se puede ver que a partir de la figura 2.7d, un símbolo OFDM completo para "subportadora lenta", también se mantiene en la ventana de la DFT, porque una proporción del prefijo cíclico se ha movido en la ventana de la

DFT para reemplazar la parte idéntica que se ha desplazado hacia fuera. Como tal, el símbolo OFDM para "subportadora lenta" es una copia idéntica de la forma de onda transmitida con un desplazamiento de fase adicional.

Este cambio de fase se aborda a través de la estimación de canal y se eliminará posteriormente para la toma de símbolos. La condición importante para ISI-libre transmisión OFDM está dado por:

$$t_d < \Delta_G \quad (2.10)$$

Se puede observar que después de la inserción del intervalo de guarda, mayor que la extensión de retardo, dos procedimientos críticos deben llevarse a cabo para recuperar el símbolo de información OFDM adecuadamente, a saber:

1. Selección de una ventana de la DFT apropiado, llamado de sincronización de ventana de la DFT.
2. La estimación del desplazamiento de fase para cada subportadora, denominada estimación de canal o la recuperación de la subportadora.

El símbolo OFDM de dominio de tiempo correspondiente se ilustra en la figura. 2.8, que muestra un símbolo OFDM completo compuesto por período de observación y el prefijo cíclico. La forma de onda dentro del período de observación se utiliza para recuperar los símbolos de información de dominio de frecuencia.

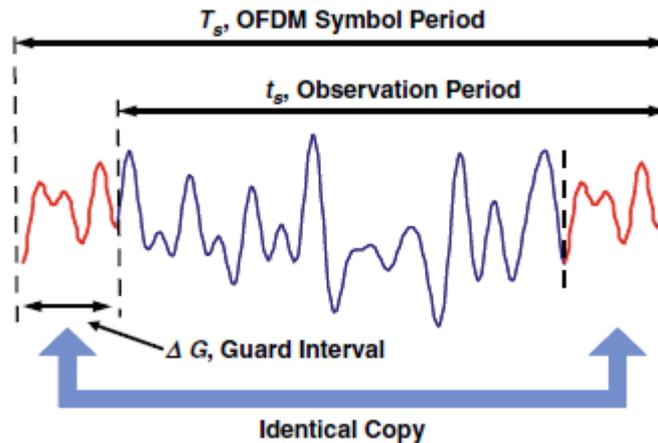


Figura 2. 8: Señales OFDM en el dominio del tiempo para un símbolo OFDM completo.

Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

### 2.3.4. Eficiencia Espectral para OFDM Óptico.

En los sistemas de DDO-OFDM, el campo eléctrico de la señal óptica por lo general, no es una réplica lineal de la señal de banda base, y se requiere una banda de guarda de frecuencias entre la principal portadora óptica y el espectro de OFDM, reduciendo así la eficiencia espectral. La eficiencia espectral óptica neta depende de los detalles en la implementación.

Vamos a centrar nuestra atención en la eficiencia espectral óptico para sistemas de CO-OFDM. En sistemas OFDM, las subportadoras  $N_{sc}$  se transmiten en cada periodo de símbolo OFDM de  $T_s$ . Por lo tanto, la velocidad de símbolo R total para sistemas OFDM está dada por:

$$R = \frac{N_{sc}}{T_s} \quad (2.11)$$

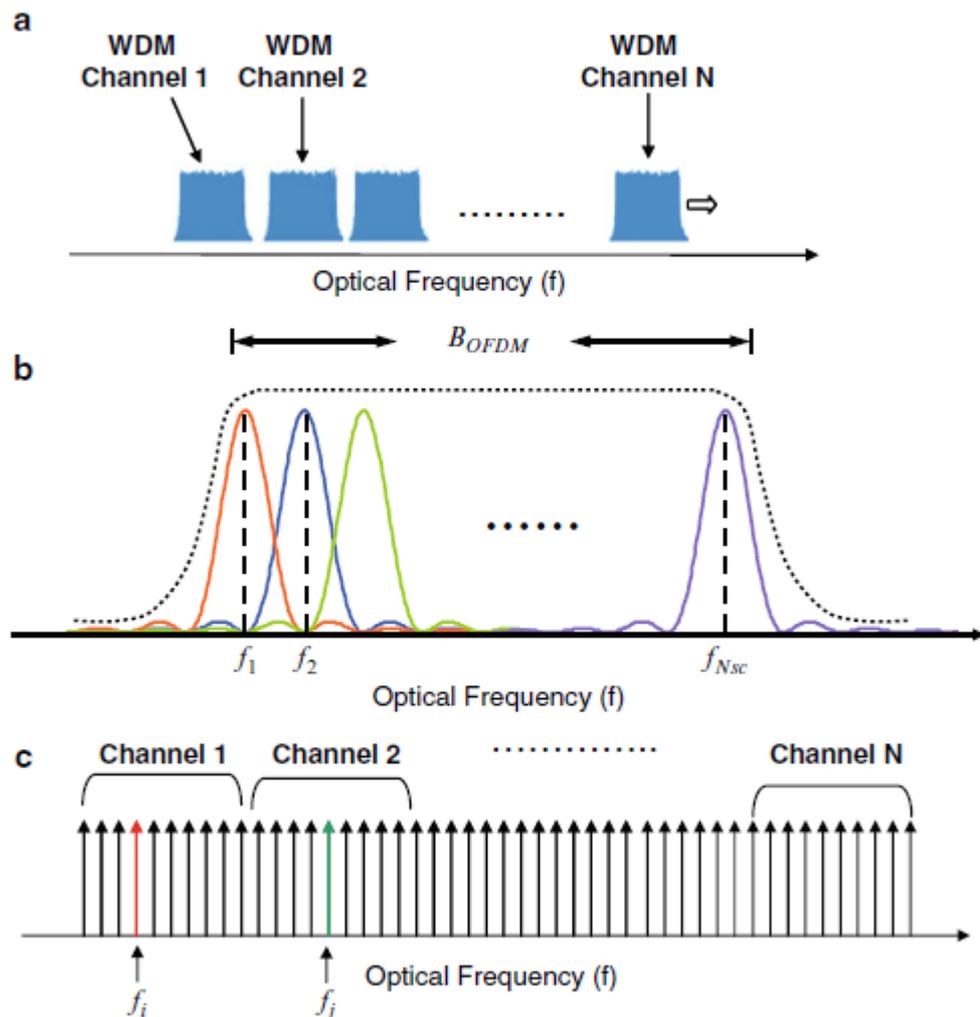


Figura 2. 9: Espectros óptico para (a) N-longitud de onda multiplexados por división de canales CO-OFDM, (b) zoom en la señal OFDM para una longitud de onda, y (c) a través del canal cruzado OFDM (XC OFDM) sin banda de guarda.

Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

La figura 2.9a muestra el espectro de canales de la multiplexación por división de longitud de onda (WDM) CO-OFDM, y la figura 2.9b muestra el zoom del espectro óptico para cada canal de longitud de onda. Nosotros usamos la primera frecuencia nula de la subportadora más externa para indicar el límite de cada canal de longitud de onda. El ancho de banda de OFDM,  $B_{OFDM}$ , está dado por:

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{N_{sc} - 1}{t_s} \quad (2.12)$$

Donde  $t_s$  es el período de observación (véase nuevamente la figura 2.8). Suponiendo que un gran número de subportadoras utilizadas, la eficiencia  $\eta$  del ancho de banda de OFDM, será:

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2\alpha, \quad \alpha = \frac{t_s}{T_s} \quad (2.13)$$

El factor de 2 cuenta para dos polarizaciones en la fibra. El uso de un valor típico de 8/9, se obtiene el factor de eficiencia espectral óptico  $\eta$  de 1,8 baudios/Hz. La eficiencia espectral óptica es 3,6  $b/Hz$  si la modulación QPSK se utiliza para cada subportadora. La eficiencia espectral se puede mejorar aún más mediante el uso de orden superior modulación.

### 2.3.5. Relación de potencia de pico a promedio para OFDM.

La alta relación de potencia de pico a promedio (PAPR) se cita como uno de los inconvenientes del formato de modulación OFDM. En los sistemas de radio frecuencia (RF), el principal problema reside en los amplificadores de potencia, en el extremo del transmisor, donde la ganancia de entrada del amplificador se saturará en potencia.

Una de las maneras de evitar que la señal OFDM relativamente "picos" es operar el amplificador de potencia en el llamado régimen pesado "back-off", donde la potencia de la señal es mucho menor que la potencia de

saturación del amplificador. Por desgracia, esto requiere un exceso de potencia de saturación grande para el amplificador de potencia, lo que conduce inevitablemente a la baja eficiencia de potencia.

En los sistemas ópticos, curiosamente, el amplificador de potencia óptica (predominantemente una hoy-amplificador dopado con erbio) es idealmente lineal independientemente de su potencia de la señal de entrada debido a su tiempo de respuesta lento en el orden de milisegundos. Sin embargo, el PAPR todavía representa un reto para las comunicaciones por fibra óptica debido a la no linealidad de la misma (González H., O. B., 2005).

El origen de PAPR alta de una señal de OFDM, se puede entender fácilmente a partir de su naturaleza de multiportadora. Debido a que el prefijo cíclico, se trata de una copia desplazada en el tiempo, avanzada de una parte de la señal OFDM en el período de observación (véase figura 2.8), nos centramos en la forma de onda dentro del período de observación. La forma de onda de transmisión en el dominio de tiempo de un símbolo OFDM, se puede escribir como:

$$s(t) = \sum_{K=1}^{N_{sc}} c_K e^{j2\pi f_k t}, \quad f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (2.14)$$

El PAPR de la señal OFDM se define como:

$$PAPR = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_s] \quad (2.15)$$

Para la simplicidad, suponemos que utiliza una codificación M-PSK, donde  $|c_k| = 1$ . El máximo teórico de PAPR es  $10 \log_{10}(N_{SC})$  en dB, mediante el establecimiento de  $c_k = 1$  y  $t = 0$  en la ecuación 2.14. Para los sistemas OFDM con 256 subportadoras, la PAPR máxima teórica es 24 dB, lo que obviamente es excesivamente alto.

Afortunadamente, como una alta PAPR es un evento raro, de tal manera que no necesitamos preocuparnos de ello. Una mejor manera de caracterizar el PAPR, es utilizar la función complementaria de distribución acumulativa (CCDF) de PAPR, donde  $P_c$ , se expresa como:

$$P_c = \Pr\{\text{PAPR} > \zeta_p\} \quad (2.16)$$

A saber,  $P_c$  es la probabilidad de que PAPR supera un determinado valor de  $\zeta_p$ . La figura 2.10 muestra la CCDF con diferentes números de subportadoras variables. Se ha supuesto la codificación QPSK para cada subportadora. Un PAPR de 11,3 dB es todavía muy alto, ya que implica que el valor de pico, es aproximadamente un orden de magnitud más fuerte que el promedio, y alguna forma de reducción de PAPR se debe utilizar.

También es interesante notar que la PAPR de una señal de OFDM aumenta ligeramente a medida que el número de subportadoras aumenta. Por ejemplo, los PAPR aumenta en aproximadamente 1,6 dB cuando el número de subportadora aumenta 32 a 256.

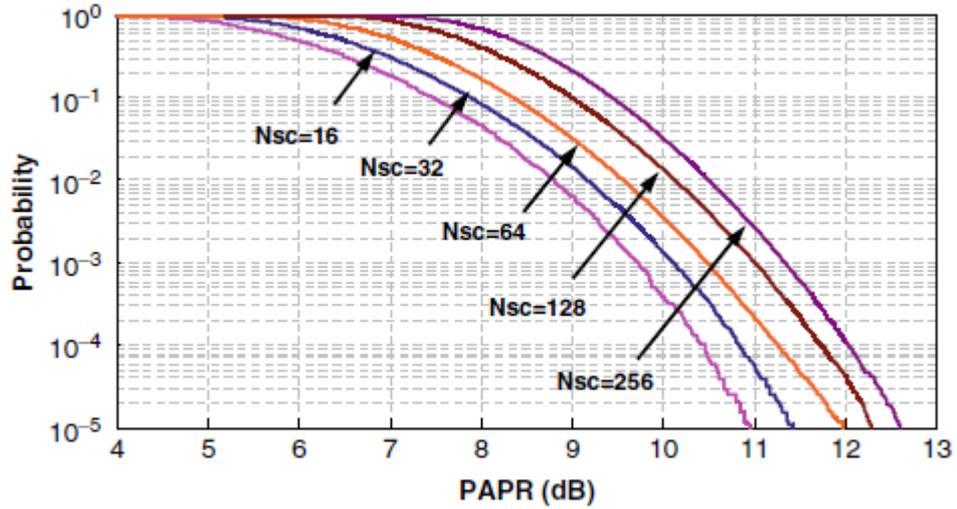


Figura 2. 10: Función complementaria de distribución acumulada (CCDF), con un factor de sobremuestreo fijado en 2.  
Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

La forma de onda muestreada, se utiliza para la evaluación PAPR, y posteriormente los puntos de muestra pueden no incluir el valor máximo real de la señal OFDM. Por lo tanto, es esencial para sobremuestrear la señal de OFDM y así obtener una PAPR precisa. Supongamos que en el muestreo el factor es  $h$ , es decir, el número de los puntos de muestreo aumenta desde  $N_{sc}$  hasta  $hN_{sc}$  con cada punto de muestreo dado por:

$$t_t = \frac{(l-1)T_s}{hN_{sc}}, \quad l = 1, 2, \dots, hN_{sc} \quad (2.17)$$

Sustituyendo  $f_k = \frac{k-1}{T_s}$  y la ecuación 2.17 en la ecuación 2.14, la

l muestras  $s_t(t)$  se convierte en:

$$s_t = (t_t) = \sum_{K=1}^{N_{sc}} c_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(l-1)}{hN_{sc}}}, \quad l = 1, 2, \dots, hN_{sc} \quad (2.18)$$

Ampliar el número de subportadoras  $c_k$  de  $N_{sc}$  a  $hN_{sc}$  añadiendo ceros a la serie original, el nuevo símbolo de la subportadora  $c'_k$  después del relleno de cero, se da formalmente por:

$$\begin{aligned} c'_k &= c_k, & k &= 1, 2, \dots, N_{sc} \\ c'_k &= 0, & k &= N_{sc} + 1, N_{sc} + 2, \dots, hN_{sc} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Usando el nuevo conjunto de subportadoras  $c'_k$ , ceros a la izquierda, la ecuación 2.18, se reescribe como:

$$Sl = \sum_{k=1}^{hN_{sc}} c'_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(l-1)}{hN_{sc}}} = F^{-1}(c'_k), \quad l = 1, 2, \dots, hN_{sc} \quad (2.20)$$

A partir de la ecuación 2.20, se deduce los tiempos  $h$  veces de sobremuestreo, se puede lograr mediante la IFFT de un nuevo conjunto de subportadoras. La figura 2.11 muestra la CCDF de PAPR con diferentes factores de sobremuestreo de 1 a 8. Puede observarse que la diferencia entre el muestreo de Nyquist ( $h = 1$ ) y ocho veces más de sobremuestreo, es de aproximadamente 0,4 dB con una probabilidad de  $10^{-3}$ .

Sin embargo, la mayor parte de la diferencia se lleva a cabo por debajo del factor de sobremuestreo de 4 y más allá de esto, PAPR cambia muy poco. Por lo tanto, utilizar un factor de sobremuestreo igual a 4, para propósitos investigativos de PAPR, pareciera ser suficiente.

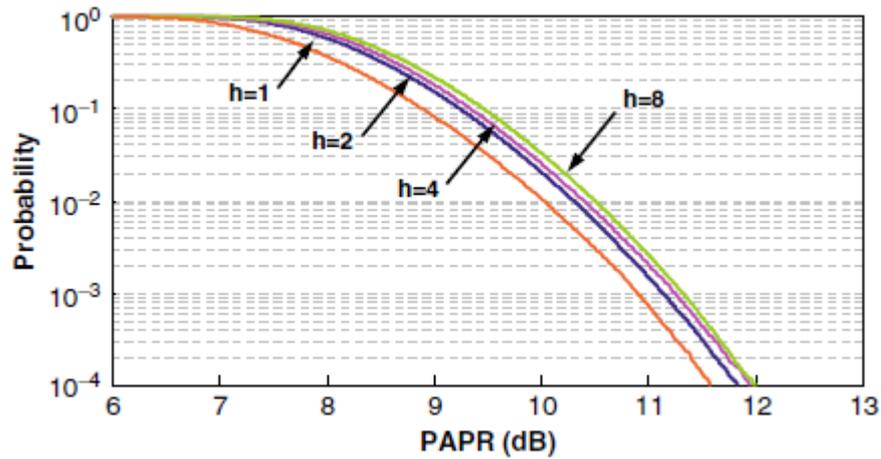


Figura 2. 11:Función complementaria de distribución acumulativa (CCDF) para el PAPR de una señal OFDM con diversos factores de sobremuestreo. El número de subportadora se fija en 256.

Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

Es obvio que la PAPR de una señal de OFDM es excesivamente alta, ya sea para sistemas ópticos o de RF. En consecuencia, la reducción de PAPR ha sido un campo intensamente perseguido. Teóricamente, para la codificación QPSK, un PAPR menor que 6 dB se puede conseguir con sólo un 4% de redundancia (González H., O. B., 2005).

Desafortunadamente, tal código no ha sido identificado hasta el momento. Los algoritmos de reducción de PAPR propuestos hasta el momento permiten la compensación entre tres cifras de fondo de la señal OFDM:

1. PAPR,
2. La eficiencia del ancho de banda, y
3. La complejidad computacional.

Los más populares métodos de reducción de PAPR se pueden clasificar en dos categorías:

1. **Reducción PAPR con distorsión de la señal:** esto se hace simplemente por tener una saturación en la señal OFDM. La consecuencia de la saturación, incrementaba el BER y la distorsión fuera de banda.
2. **Reducción PAPR sin distorsión de la señal:** La idea detrás de este enfoque, es mapear la forma de onda original a un nuevo conjunto de formas de onda que tienen un PAPR más baja que el valor deseable, la mayor parte del tiempo, con una cierta reducción de ancho de banda. Los algoritmos de reducción sin distorsión PAPR incluyen mapeo selectivo (SLM), los enfoques de optimización, tales como la secuencia de transmisión parcial (PTS), y la constelación de señales modificadas o extensión de constelación activa (ACE).

#### **2.4. Sistemas Ópticos Coherentes OFDM.**

Las comunicaciones ópticas coherentes, fue estudiada una vez intensamente en finales de 1980 y principios de 1990 debido a su alta sensibilidad. Sin embargo, con la invención de los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs), la comunicación óptica coherente ha sido abandonado literalmente desde principios de la década de 1990. A principios del siglo XXI, la impresionante demostración experimental de registros de rendimiento utilizando un sistema de modulación diferencial de

desplazamiento de fase (DPSK), a pesar de una forma incoherente de modulación por sí mismo, reavivó el interés en las comunicaciones coherentes.

La segunda etapa se realizó investigaciones sobre las comunicaciones coherentes, donde se destaca por sus notables manifestaciones teóricas y experimentales de varios grupos de todo el mundo. Es bastante instructivo señalar que las circunstancias y las tecnologías subyacentes de la unidad actual para comunicaciones coherentes son totalmente diferentes de las de hace una década, gracias al rápido avance tecnológico dentro de los últimos diez años en varios campos.

En primer lugar, los sistemas actuales de detección coherente, están fuertemente arraigados en DSP y basados en silicio, para la estimación de fase de la señal de alta velocidad y ecualización de canal. En segundo lugar, la tecnología multiportadora, que ha surgido y prosperado en el dominio de RF durante la última década, ha invadido poco a poco en el dominio óptico.

En tercer lugar, en contraste con el sistema óptico que estaba dominado por una baja velocidad, y el sistema de un solo canal punto a punto hace una década, los sistemas de comunicación óptica modernas han avanzado a la multiplexados por división de longitud de onda (WDM) y redes ópticas configurables con una velocidad de transmisión de aproximadamente 100Gbps.

En pocas palabras, el objetivo principal de comunicaciones coherentes se ha desplazado hacia el apoyo a estas redes dinámicas de alta velocidad mediante la simplificación de la instalación de red, monitoreo y mantenimiento. Cuando la técnica de modulación de OFDM se combina con detección coherente, los beneficios aportados por estas dos poderosas técnicas son múltiples:

1. Alta eficiencia espectral;
2. Robusto en la dispersión cromática y dispersión de modo de polarización;
3. Alta sensibilidad del receptor;
4. Los módulos de compensación de dispersión (DCM) libre de la operación;
5. Menor complejidad de los DSPs;
6. Menor factor de sobremuestreo;
7. Más flexibilidad en la conformación espectral y filtrado adaptado.

#### **2.4. Promoviendo la Investigación y expectativas dadas.**

En esta sección, consideramos algunos temas de investigación realizados acerca de las tendencias de OFDM óptica para investigación futuras:

1. OFDM óptico para el transporte Ethernet a 1 Tbps.

A medida que Ethernet a 100Gbps se ha convertido cada vez más en una realidad comercial, la siguiente cuestión apremiante sería un camino de migración hacia el transporte Ethernet a 1 Tbps, para enfrentar

el constante crecimiento del tráfico de Internet. De hecho, algunos expertos de la industria pronosticaban que la normalización de 1 TbE llegaría en el 2012.

CO-OFDM podría ofrecer una ruta alternativa prometedora hacia transportes en Tbps, ya que posee una alta eficiencia espectral, la resistencia al desalineamiento de temporización, y las más importante de todas, la dispersión cromática y PMD. En la figura 2.12 se muestra la arquitectura de la multiplexación y demultiplexación de CO-OFDM, donde 1,2 Tbps se divide en 12 afluentes en el dominio de la frecuencia a 100 Gbps cada uno.

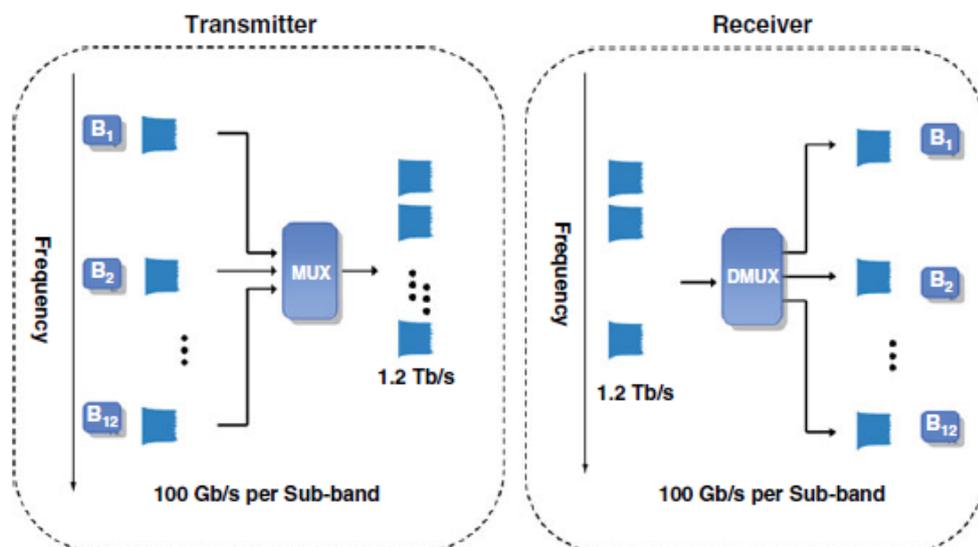


Figura 2. 12: Diagrama conceptual de las arquitectura de la multiplexación y demultiplexación durante 1 Tbps  
Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

Usando el esquema de multiplexación ortogonal de banda (OBM), OFDM puede darse cuenta de la gran capacidad, sin sacrificar la eficiencia espectral o el aumento de la complejidad computacional.

2. La fibra multimodo (MM) de alta eficiencia espectral para transmisiones a larga distancia.

Las fibras multimodo (MM), hace mucho tiempo se han percibido como un medio, limitado a los sistemas de corto alcance, aunque se puede conseguir una capacidad muy alta. Experimentos recientes para transmisiones de 20Gbps mediante transmisión CO-OFDM con más de 200 km de fibra MM, podrían modificar este estereotipo y así estimular intereses de investigación en la transmisión de larga distancia basada en fibras MMF.

La figura 2.13 muestra el diagrama conceptual de un sistema de larga distancia basada en fibra MM. Sin embargo, los sistemas de larga distancia basados en fibras MM, no sólo implican el procesamiento de señales masivos, debido a una mayor recepción de órdenes MIMO, pero también requiere de muchos dispositivos críticos que no están empleados en las comunicaciones ópticas convencionales, tales como el modo de multiplexor y un amplificador de MMF.

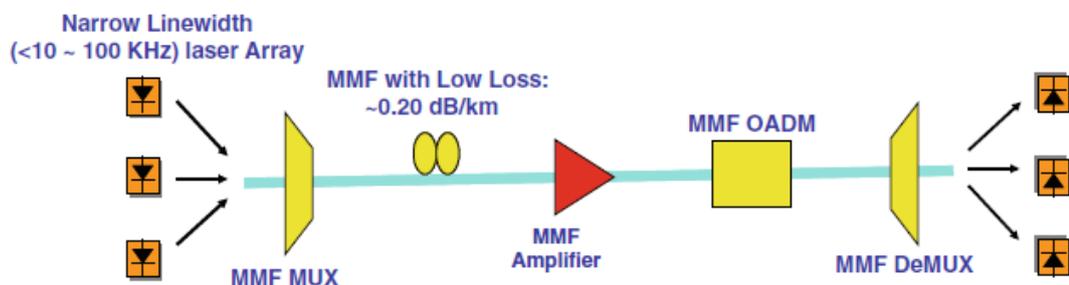


Figura 2. 13: Diagrama conceptual de las arquitectura de la multiplexación y demultiplexación durante 1 Tbps  
Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

3. Circuitos integrados optoelectrónicos (SICAV) para OFDM óptico.

La idea del SICAV promete colocar gran número de los dispositivos ópticos y electrónicos en un solo chip, que se remontan alrededor de cuatro décadas. Debido al extenso procesamiento de señales implicada en OFDM óptica, es natural esperar que la tecnología de silicio como la plataforma de elección para integrar los componentes electrónicos DSPs y componentes fotónicos en un solo chip.

La figura 2.14 muestra una arquitectura del transceptor CO-OFDM, que incluye cuatro bloques funcionales, que incluyen:

1. al transmisor OFDM de banda de base,
2. convertidor ascendente de RF a óptica (RTO), y
3. convertidor descendente de RF (OTR) a RF óptico, y de banda base del receptor OFDM.

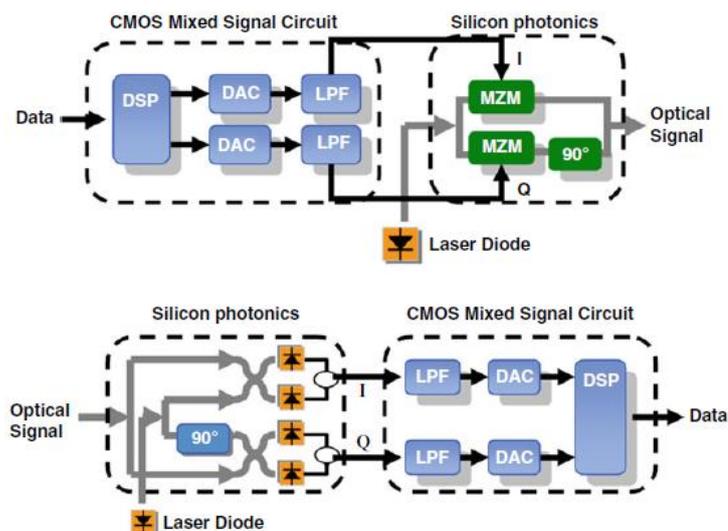


Figura 2. 14: Bloques funcionales de un transceptor CO-OFDM y su asignación correspondiente a un chip integrado de silicio.

Fuente: Giddings, R. P., et al (2010)

## **CAPÍTULO 3: SOFTWARE DE MODELADO OFDM y CDMA USANDO SIMULINK.**

Los sistemas OFDM y CDMA se modelaron y simularon utilizando SIMULINK (R2013b). SIMULINK proporciona una interfaz gráfica de usuario para la simulación de sistemas dinámicos. Tiene un conjunto de bloques del sistema de comunicación bien definido que contiene todas las funciones necesarias para el modelado y simulación de un sistema de comunicación,

### **3.1. Simulación del Sistema OFDM a través de SIMULINK.**

Para la presente simulación, modelamos el Sistema OFDM, tanto en el transmisor como en el receptor OFDM. Los bloques del transmisor se muestran en color amarillo, los bloques del receptor se muestran en color azul, el canal se muestra en color verde, mientras que los bloques de salida se muestran en el color marrón.

A continuación se describen los parámetros de configuración para este modelo:

- Tiempo de simulación: 1000 s
- Tipo de solución: Paso variable, ode45 (Dormand-Prince)
- Tolerancia relativa:  $1e^{-3}$
- Número de pasos nulos consecutivos: 1000

El modelo del Sistema OFDM mediante SIMULINK se muestra se muestra en la Figura 3.1.

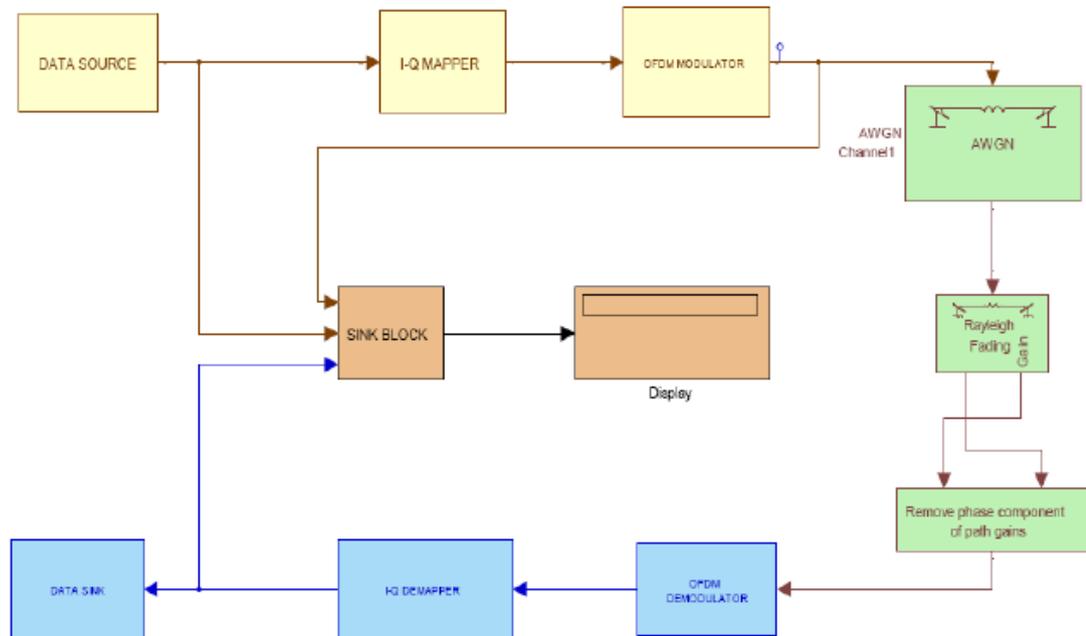


Figura 3. 1: Esquemático del Sistema OFDM bajo SIMULINK  
Elaborado por: El Autor.

En las secciones siguientes se explican los diferentes componentes de este sistema.

### (a) FUENTE DE DATOS

Este bloque se utiliza para generar datos de entrada basados en tramas. Se compone de dos subbloques, como se muestra en la figura 3.2:

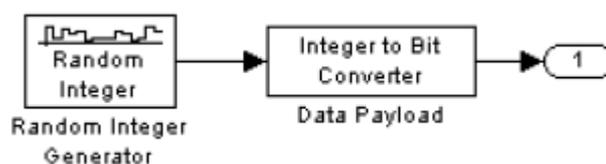


Figura 3. 2: Diagrama de bloques para la generación de datos.  
Fuente: Software MatLab-Simulink.

El bloque “*Random Integer*” genera un número de 4-aria y emite los datos en un formulario basado en tramas, que contiene 192 muestras por trama con un tiempo de muestreo de 1/192 segundos. El tipo de datos de salida es doble. Mientras que el bloque “*Integer to Bit Converter*”, se utiliza para convertir los números enteros a bits, con la finalidad de facilitar el cálculo de la BER.

**(b) MODULADOR /IQ.**

Este bloque se utiliza para modular la corriente de datos de entrada usando la modulación QAM, tal como se muestra en figura 3.2. El bloque “*Bit to Integer Converter*” es utilizado para convertir los bits nuevamente a números enteros, esto debe ser así, porque el bloque de modulación “*General QAM*” funciona solamente con números enteros y no con números binarios (bits).

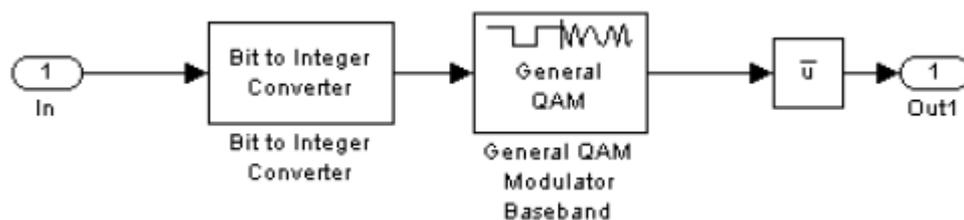


Figura 3. 3: Diagrama de bloques del modulador IQ.  
Fuente: Software MatLab-Simulink.

En la salida del modulador, la constelación de la señal especificada por la modulación QAM, es:

$$-[0.7071 + 0.7071i \ 0.7071i - 0.7071i - 0.7071 + 0.7071i \ -0.7071 - 0.7071i].$$

Posteriormente, el bloque de conjugado  $\bar{u}$  encuentra los complejos conjugados de la muestra de datos.

### **(c) Modulador OFDM**

Este esquemático de Modulación OFDM consiste básicamente en el bloque IFFT que calcula la transformada rápida de Fourier Inversa de los datos de entrada. La operación de IFFT, es matemáticamente idéntica a la operación de OFDM. Por lo tanto, se podría decir que este es el bloque que realmente implementa a OFDM.

Antes de alimentarse de las muestras de datos para el bloque IFFT, la corriente de datos de entrada debe ser formateada, para que el número total de muestras de entrada sea una potencia de 2, que es lo que se requiere para el bloque IFFT.

El bloque "*Multiport Selector*" se utiliza para seleccionar las filas y luego se añaden muestras de datos unidad en el medio para mantener la uniformidad y, finalmente, que se concatenen verticalmente, para obtener los datos en los que el número de muestras de entrada sean potencia de 2.

En este caso, como los datos de entrada consistieron en 192 muestras por trama, una muestra extra de 64 se añade a la misma. Finalmente se añade un bloque de prefijo cíclico para añadir prefijo cíclico a los datos.

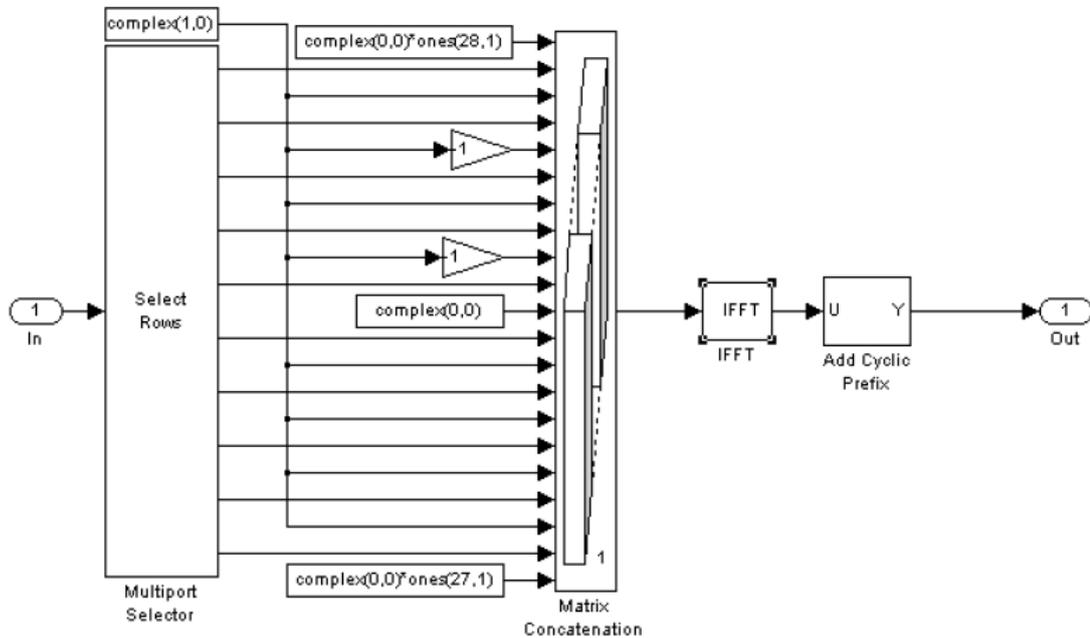


Figura 3. 4: Diagrama de bloques de modulación OFDM.  
Fuente: Software MatLab-Simulink.

**(d) Canal de Transmisión.**

Para modelar el canal de transmisión real, se utilizan los bloques AWGN y Rayleigh como canales de desvanecimiento conectados en serie.

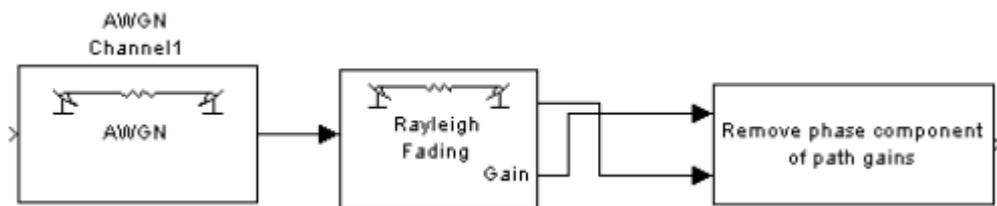


Figura 3. 5: Diagrama de bloques del canal de transmisión.  
Fuente: Software MatLab-Simulink.

La relación señal a ruido del canal AWGN se puede ajustar variando el valor del parámetro SNR. El bloque de desvanecimiento Rayleigh proporciona parámetros adicionales como desplazamiento Doppler, la ganancia de camino de retardo, todo esto para simular que el canal se asemeje al canal real lo más estrechamente posible.

#### **(e) Demodulación OFDM.**

Este bloque realiza operaciones opuestas al bloque modulador OFDM. Al principio, el prefijo cíclico se elimina mediante el uso de un bloque de prefijo cíclico, y seguido del bloque FFT, que se utiliza para encontrar la transformada rápida de Fourier de las muestras de datos. Por último el bloque “*select raws*” se utiliza una vez más para eliminar las muestras añadidas y la salida de las muestras de datos exactos.

#### **(f) Demodulación IQ**

Este bloque demodula los datos de entrada utilizando el método de demodulación de amplitud en cuadratura. La constelación de este bloque se ajusta en:  $[0.7071 + 0.7071i \quad 0.7071i \quad -0.7071i \quad -0.7071 - 0.7071i]$ . Finalmente los enteros de las muestras de salida se convierten a bits, utilizando el bloque convertidor de bits para facilitar así el cálculo de la BER.

#### **(g) Sumidero de Datos (Data Sink)**

Los datos se envían a un sumidero de datos, pero en el bloque actual este será procesada por los sistemas de comunicación.

#### **(h) Salida**

El bloque sumidero, calcula el BER y los muestra. Adicionalmente, se muestran las señales en el dominio de tiempo y en la frecuencia para OFDM mediante el alcance de vectores y del espectro, respectivamente.

### 3.2. Simulación del Sistema CDMA mediante SIMULINK.

Este modelo se diseña el Sistema CDMA en SIMULINK (véase la figura 3.6), en el que se implementa un transmisor y receptor. Los bloques del transmisor se muestran en color anaranjado, los bloques del receptor se muestran en color azul, mientras que el canal y los bloques de salida se muestran en color verde.

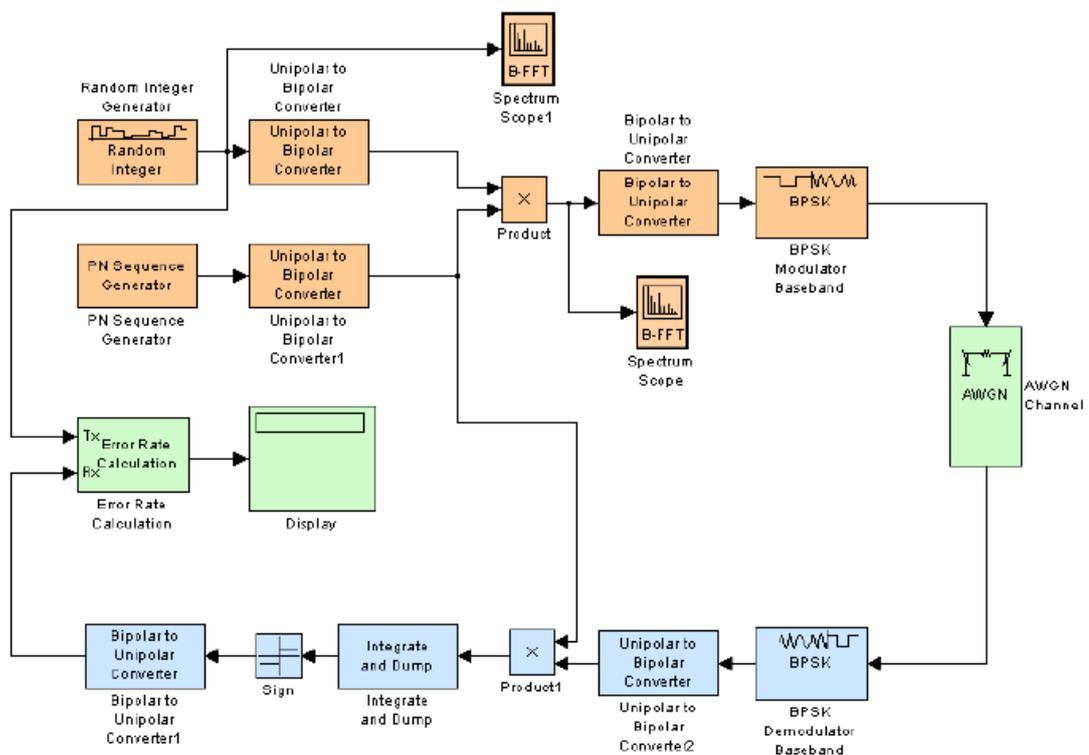


Figura 3. 6: Estructura de DS-SS-SSM para usuario único.  
Elaborado por: El Autor.

A continuación, se muestran los parámetros de configuración para este modelo:

- Tiempo de simulación: 20 s
- Tipo de solución: Paso variable, ode45 (Dormand-Prince)
- Tolerancia relativa:  $1e^{-3}$

- Número de pasos nulos consecutivos: 1000

El modelo de SIMULINK de CDMA se muestra en la Figura 3.2 en la página siguiente

### **3.3. Editor de nodos.**

Los diferentes componentes de este modelo se explican a continuación:

#### **(a) Generados Random Integer**

Este bloque genera un número de 2-aria con un tiempo de muestreo de 1/1000. El tipo de datos de salida es de tipo doble.

#### **(b) Generador de Secuencias PN.**

Este bloque genera una secuencia de números binarios pseudo aleatorios. Estas secuencias se utilizan para modular las secuencias de datos. Para el sistema multi-usuario, un conjunto diferente de las pseudo secuencias aleatorias se generan cuando son ortogonales entre sí. El parámetro del polinomio generador se puede especificar utilizando cualquiera de los siguientes formatos.

El parámetro de estado inicial es un vector que especifica los estados iniciales de la caja registradora. Todos los elementos del vector de estado inicial, deben ser números binarios. La longitud del parámetro de estado inicial, debe ser igual a la longitud del vector de estado inicial. Al menos un

elemento del vector de estado inicial, debe ser distinto de cero para el bloque que genera una secuencia de no cero. Los diferentes estados iniciales conducen a un conjunto diferente de códigos aleatorios pseudo ortogonales.

**(c) Convertidos Unipolar a Bipolar.**

Este bloque convierte la señal de entrada unipolar a la señal de salida bipolar. Esto significa que si la entrada consiste de los números enteros de 0 a  $M-1$ , entonces la salida de este bloque constará de números enteros entre  $-(M-1)$  a  $(M-1)$ .

**(d) Multiplicación.**

Este bloque se limita a multiplicar los datos de entrada bipolares con el código de ruido pseudo aleatorio. Después de que los datos bipolar se convierte de nuevo a los datos unipolares.

**(e) Modulador BPSK.**

Este bloque modula los datos de entrada utilizando el esquema de modulación BPSK. Después de esto los datos se transmiten a través del canal AWGN.

**(f) Bloque de integración y volcado.**

Este bloque está presente en el lado del receptor, de la demodulación de los datos recibidos, que se llevó a cabo utilizando el demodulador BPSK y

luego se convierte a forma bipolar. Después de esta señal de estos datos se multiplica por el mismo código de ruido pseudo aleatorio, que se utilizó en el lado del receptor.

La señal de salida, se alimenta a continuación al bloque de integración y volcado. El bloque de integración y de volcado, crea una suma acumulada de la señal de entrada discreta en el tiempo, mientras se restaura la suma a cero. Cuando comienza la simulación, el bloque descarta el número de muestras especificadas en el parámetro Offset.

Después del período inicial, las sumas de bloquear las señales de entrada a lo largo de las columnas y restableciendo la suma a cero de cada muestras de entrada  $N$ , donde  $N$ , es el valor del periodo de integración. El reajuste ocurre después de que el bloque produce una salida en ese intervalo de tiempo.

#### **(g) Bloque Sign.**

El bloque SIGN da la señal de la entrada. Es decir, si la entrada es mayor que cero se da en la salida un "1", si la entrada es cero, emite un "0", y si la entrada es menor que 1, se emite un "-1".

#### **(f) Cálculo de la tasa de error, BER.**

Este bloque calcula el BER. El retraso de recibir este bloque se establece en 1, la salida se muestra utilizando un bloque de visualización.

Para la implementación de un sistema de multi-usuario, la misma disposición de transmisor y receptor se utiliza con el mismo polinomio generador pero cada usuario deberá asignar un conjunto diferente del estado inicial.

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

En este capítulo se discute acerca de los resultados obtenidos de la simulación y también se presenta un análisis. Los resultados de la simulación se representan en términos del rendimiento del sistema OFDM, que es la tasa de error de bits (BER). Principalmente se utilizaron las técnicas de modulación de BPSK, QPSK, 16-PSK y 64-PSK para ver el equilibrio entre la capacidad del sistema y la robustez del sistema.

El BER es el estándar que se utilizará para determinar el rendimiento mínimo del sistema OFDM, es decir, que el BER mínimo para el sistema de transmisión de voz sería  $10^{-3}$ .

Mientras que el análisis, se realiza de acuerdo a lo que se observe en los resultados de la simulación y la tabulación de los mismos para que sea más explícito al momento de leer este documento. Junto a la simulación de OFDM se realizó también la simulación del sistema CDMA que aquí también se presentan, para poder realizar la comparación entre los dos sistemas.

### 4.1. Resultados de la simulación OFDM.

#### a. Obtención de señales en el dominio del tiempo y frecuencia.

En la figura 4.1 se muestra la señal en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia, obtenida a partir del modelado en SIMULINK.

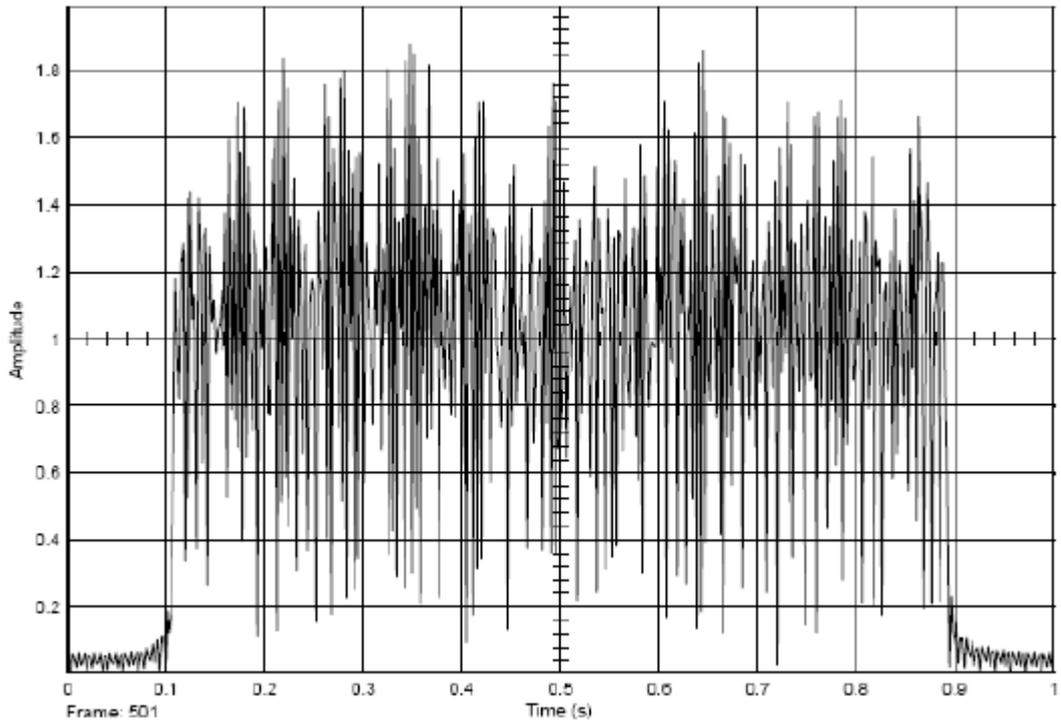


Figura 4. 1: Señal OFDM en el dominio del tiempo.  
 Elaborado por: El Autor.  
 Fuente: MatLab/Simulink

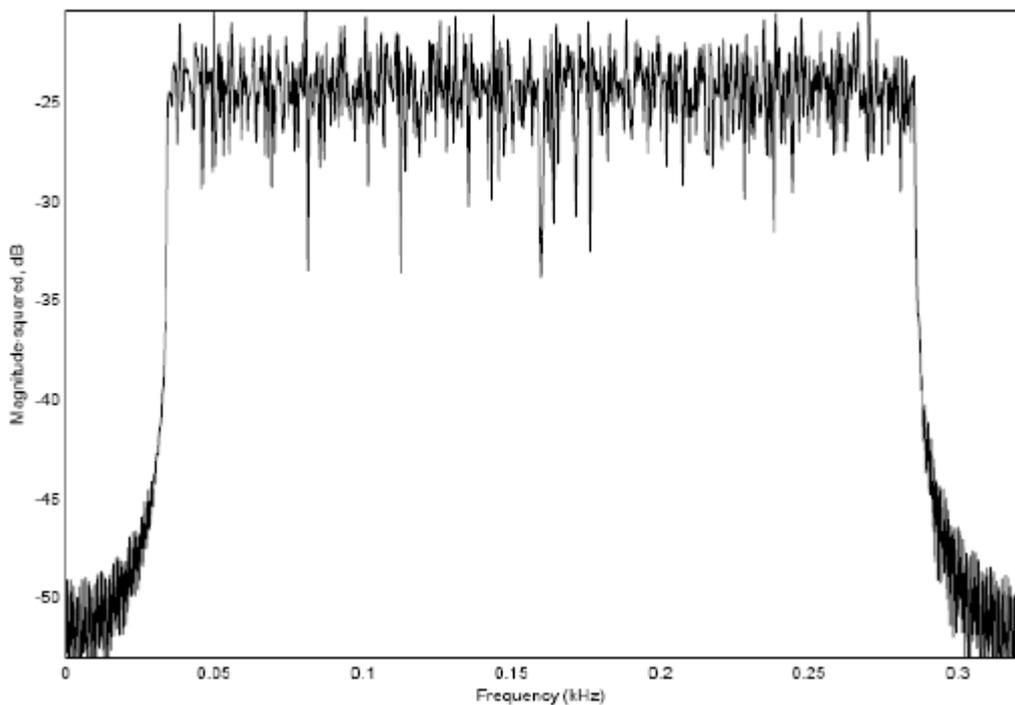


Figura 4. 2: Señal OFDM en el dominio de la frecuencia.  
 Elaborado por: El Autor.  
 Fuente: MatLab/Simulink

b. El efecto del Ruido Gaussiano blanco adaptativo (AWGN) para el rendimiento de la señal OFDM.

El efecto de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) de canal para el rendimiento del sistema OFDM, mediante cuatro técnicas de modulación a saber, BPSK, QPSK, 16-PSK y 64-PSK que se muestran en la figura 4.3.

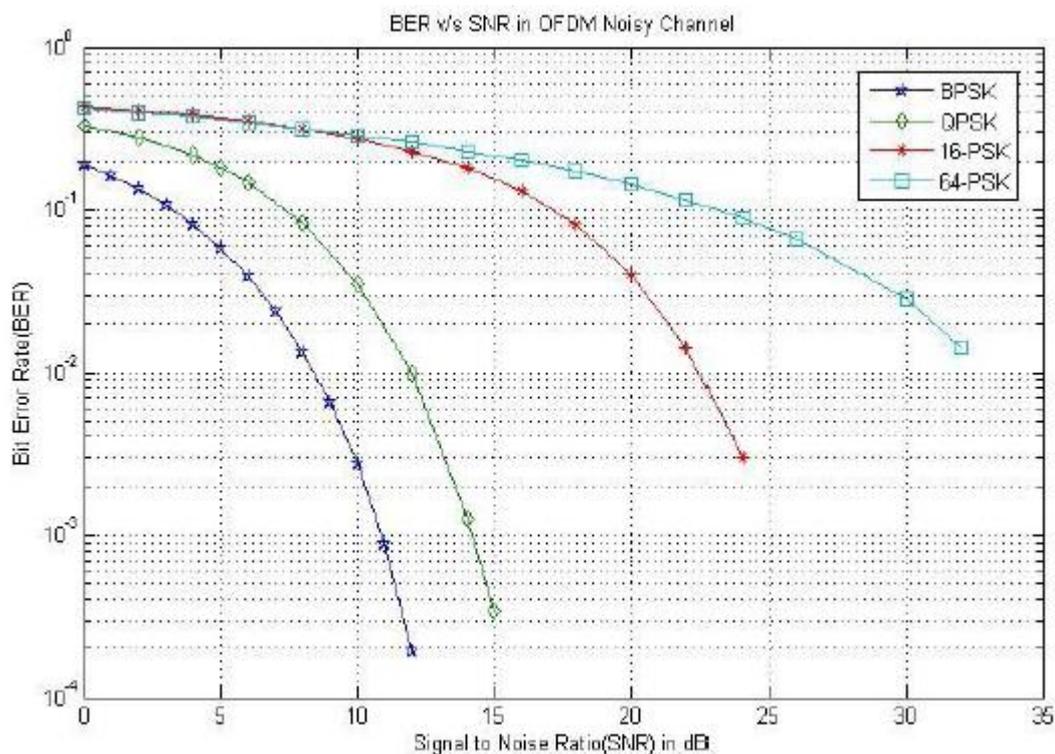


Figura 4. 3:BER v / s SNR para OFDM en AWGN Channel.

Elaborado por: El Autor.

Fuente: MatLab/Simulink

Se puede observar de la figura 4.3 que para conseguir una BER de  $10^{-3}$  el sistema OFDM utiliza la modulación BPSK, necesita de al menos una SNR de 11 dB; si el sistema OFDM utiliza la modulación QPSK, necesita de al menos una SNR de 14 dB; si el sistema OFDM utiliza la modulación 16-PSK, necesita de al menos una SNR de 25 dB; y si el sistema OFDM utilizando la modulación 64-PSK, necesita de al menos una SNR de 36 dB.

También se puede analizar que desde la técnica OFDM, no está destinado a superar el efecto de AWGN, por lo tanto, el rendimiento de OFDM es similar a un BPSK, QPSK, 16-PSK y la transmisión digital de portadora única estándar 64-PSK. Sin embargo, la OFDM tiene una capacidad para superar el efecto del error de ráfaga, debido a ruidos repentinos, tales como, rayos mediante el uso de la transmisión de datos en paralelo, de modo que en lugar de varios bits adyacentes estén completamente erróneos, muchos símbolos son sólo ligeramente distorsionados, y se puede fijar utilizando un método sencillo denominado Corrección de Errores en la Recepción (Forward Error Correction, FEC). De las cifras anteriores, se puede obtener los diagramas de constelación de las señales transmitidas a través del sistema OFDM para un esquema de modulación de 64-PSK, tal como se muestra en las figuras 4.4, 4.5 y 4.6.

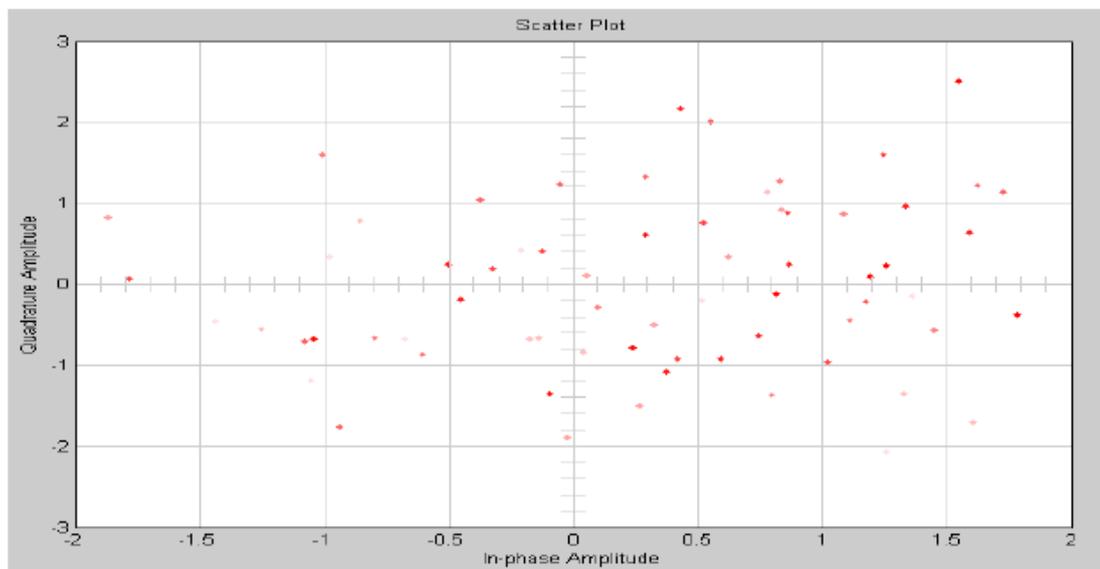


Figura 4. 4:Diagrama de Constelación para una SNR=1 dB.

Elaborado por: El Autor.

Fuente: MatLab/Simulink

Se puede observar muy claramente que el gráfico de dispersión converge a un círculo, a medida que aumenta la SNR. Esto indica que la BER, si utiliza una SNR mínima, sería alta en comparación con el canal utilizando una SNR elevada. El clúster, para una SNR baja, sería muy aleatoria tal como se muestra en la figura del canal que tiene una SNR=1 dB (véase las figuras 4.5 y 4.6).

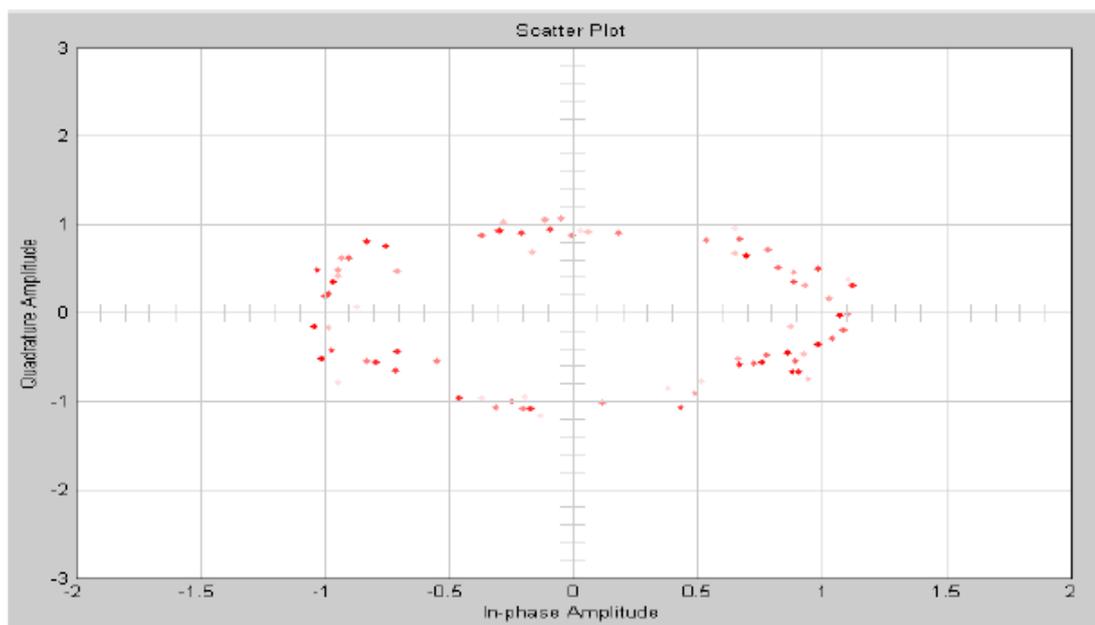


Figura 4. 5: Diagrama de Constelación cuando SNR = 20 dB.  
Elaborado por: El Autor.  
Fuente: MatLab/Simulink

Pero el clúster converge lentamente a un círculo que tiene 64 puntos en él, con una muy alta SNR, es decir, en este caso SNR=60 dB. De este análisis, el diagrama clúster es coherente comparando la BER vs SNR, donde se indicó que el canal necesita al menos una SNR=36 dB para tener una BER inferior a  $10^{-3}$ .

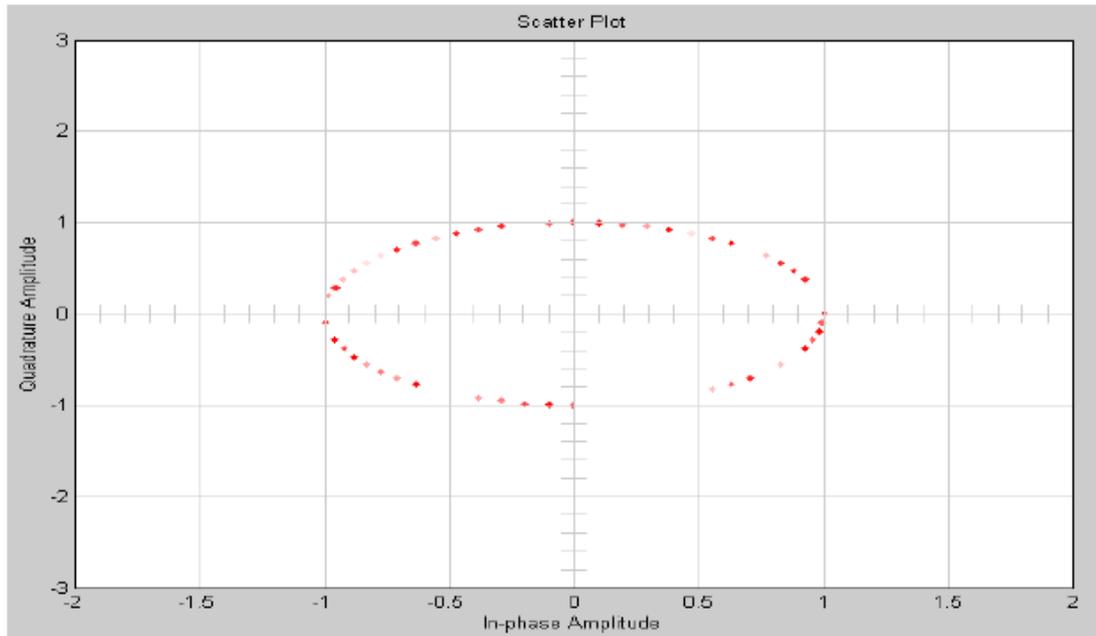


Figura 4. 6: Diagrama de Constelación cuando SNR = 60 dB.  
 Elaborado por: El Autor.  
 Fuente: MatLab/Simulink

c. Efecto de desvanecimiento de canal sobre el rendimiento de la señal OFDM.

La figura 4.7 muestra el rendimiento de la señal OFDM, en el canal de desvanecimiento frente a un canal AWGN normal. El desvanecimiento del canal utilizado en el caso anterior, es el canal de desvanecimiento de Rayleigh. La modulación utilizada en este caso, es la modulación QAM. Es muy evidente a partir de la gráfica que OFDM, es muy tolerable para el efecto de desvanecimiento en el canal.

Para lograr una BER de  $10^{-3}$  en un canal de desvanecimiento, se requiere aproximadamente una SNR=33 dB. En el caso de un canal normal, el valor de SNR es de alrededor de 27 dB. Por lo que podemos ver, incluso

si la característica del canal está cambiando drásticamente, el requisito de la SNR no se ve muy afectado. Sólo se requieren 6dB adicionales. Por lo tanto, es evidente que el esquema OFDM es muy robusto a canales defectuosos, como el desvanecimiento de Rayleigh o desvanecimiento selectivo de frecuencia.

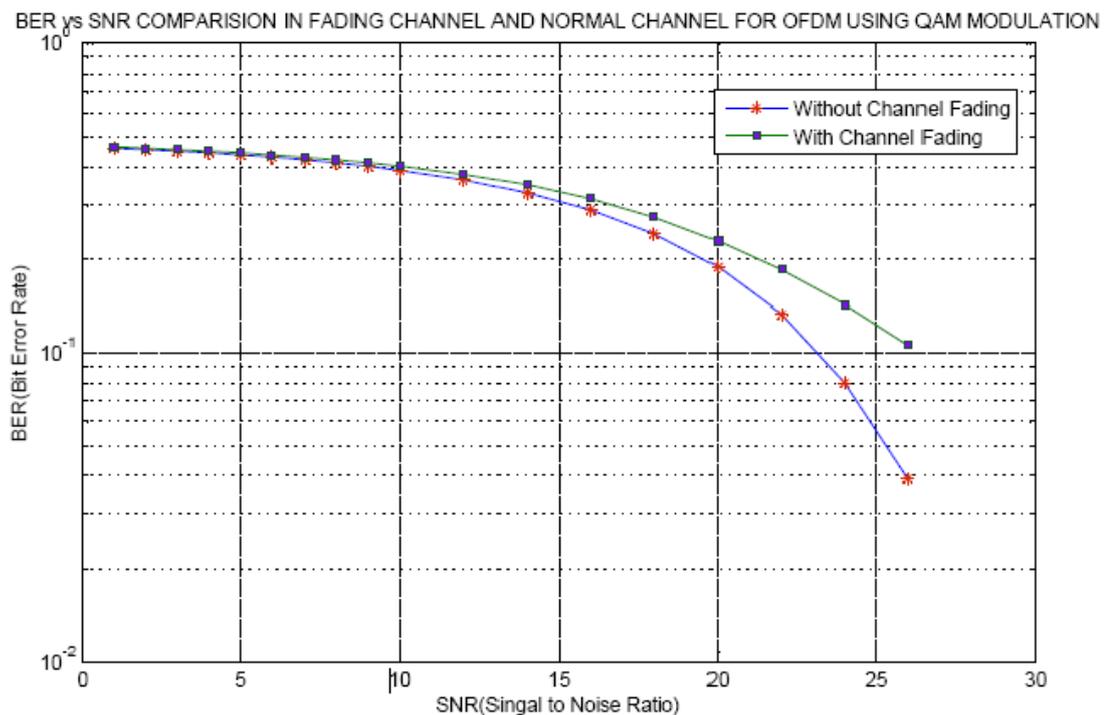


Figura 4. 7: BER vs SNR en el canal de desvanecimiento  
Elaborado por: El Autor.  
Fuente: MatLab/Simulink

d. El efecto del recorte de potencia para señales OFDM.

El efecto de recorte de potencia para el funcionamiento del sistema OFDM mediante tres técnicas de modulación incluyendo BPSK, QPSK y 16-PSK se muestra en la figura 4.8. Podemos ver, que para tener una  $BER=10^{-3}$  o por debajo de la señal OFDM, utilizando la modulación BPSK se acorta hasta aproximadamente 13 dB; si la señal OFDM utiliza la modulación

QPSK, se puede acortar hasta aproximadamente 10 dB; y si señal OFDM utiliza la modulación 16-PSK se acorta hasta aproximadamente 5 dB.

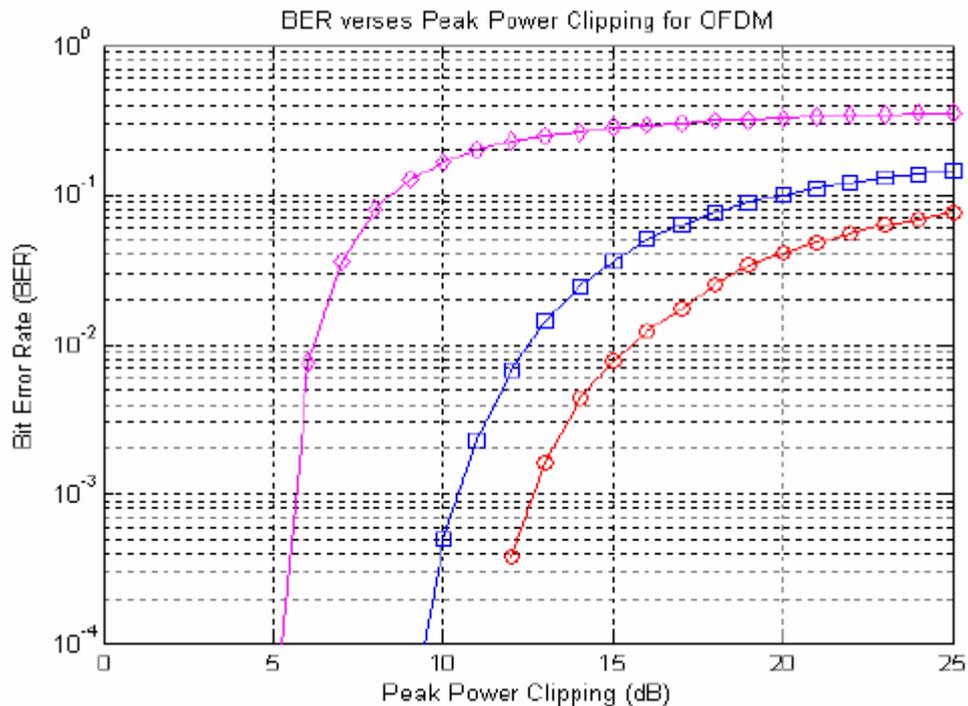


Figura 4. 8:BER vs Recorte de potencia para un sistema OFDM.  
Elaborado por: El Autor.  
Fuente: MatLab/Simulink

Se puede concluir a partir del resultado del análisis, que la señal OFDM es suficientemente resistente a la distorsión causada por la no linealidad en el amplificador de potencia, utilizado en la transmisión de señales recortadas.

e. Efecto del desplazamiento Doppler en el rendimiento de la señal OFDM.

El estudio del efecto de desplazamiento Doppler en el desvanecimiento de canal, sobre la tasa de error en la transmisión de señales en el sistema

OFDM, se hace utilizando el modelo diseñado a través de SIMULINK. Los parámetros relativos al canal con desvanecimiento utilizado son:

- Velocidad inicial = 73
- Ganancia Valor = [0 – 3]
- Delay Vector = [0 –  $2e^{-6}$ ]

El resultado obtenido se muestra en el formato de tabla como a continuación:

Sl.No.	Desplazamiento Doppler máximo de frecuencia (Hz)	Tasa de Error	No. de Error de Bit	No. Total de Bits
1	0.0001	1	384384	384384
2	0.0005	0.4485353	172410	384384
3	0.001	0.2708515	104111	384384
4	0.009	0.2482387	95419	384384
5	0.01	0.4181625	160735	384384
6	0.1	0.481544	185098	384384
7	1	0.495858	190600	384384
8	10	0.499607	192041	384384

Figura 4. 9: Variación de BER con Efecto Doppler Shift.  
Elaborado por: El Autor.  
Fuente: MatLab/Simulink

A partir de la tabulación se puede observar, que a muy alto desplazamiento de frecuencia Doppler y con una frecuencia muy baja de desplazamiento Doppler de la tasa de error de bit (BER), tienden a aumentar y tienen un valor muy alto en comparación con el rango medio de frecuencia.

## 4.2. Resultados de la simulación CDMA.

La estructura DS-CDMA se simula para el número de usuarios de 2, 4, 6, etc. Los resultados son discutidos a continuación:

### a. El efecto del canal AWGN para la señal CDMA.

Este es el resultado entre la BER y SNR en un canal AWGN para diferentes números de usuarios. Se puede observar en la figura 4.10, que como el número de usuarios en CDMA se eleva, el requisito de la SNR se aumenta, para un BER de  $10^{-2}$ .

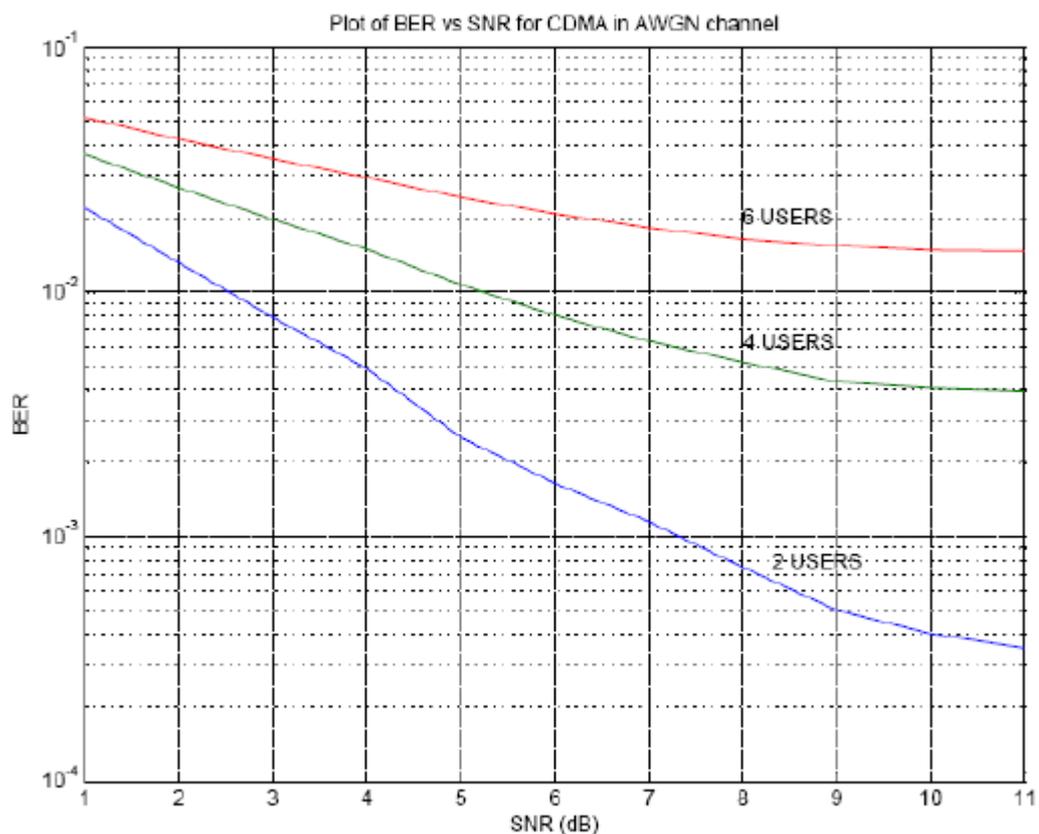


Figura 4. 10: BER vs SNR en el canal AWGN para el sistema CDMA.

Elaborado por: El Autor.

Fuente: MatLab/Simulink

El requisito de la SNR para una red 2 de usuarios, es muy bajo e igual a 2.5dB. Pero a medida que aumenta el número de usuarios en el sistema, el

requisito de la SNR también aumenta drásticamente. De hecho se puede observar en la figura 4.10, que para 6 usuarios se logra la BER de  $10^{-2}$  a muy alta SNR.

b. El Efecto del número de usuarios sobre BER en el sistema CDMA:

Esta es una interesante simulación de datos, en la figura 4.11 se muestra las gráficas de como varía la BER y como el número de usuarios en el sistema aumenta para una SNR específica. En este caso el valor de la SNR utilizado es alrededor de 5 dB.

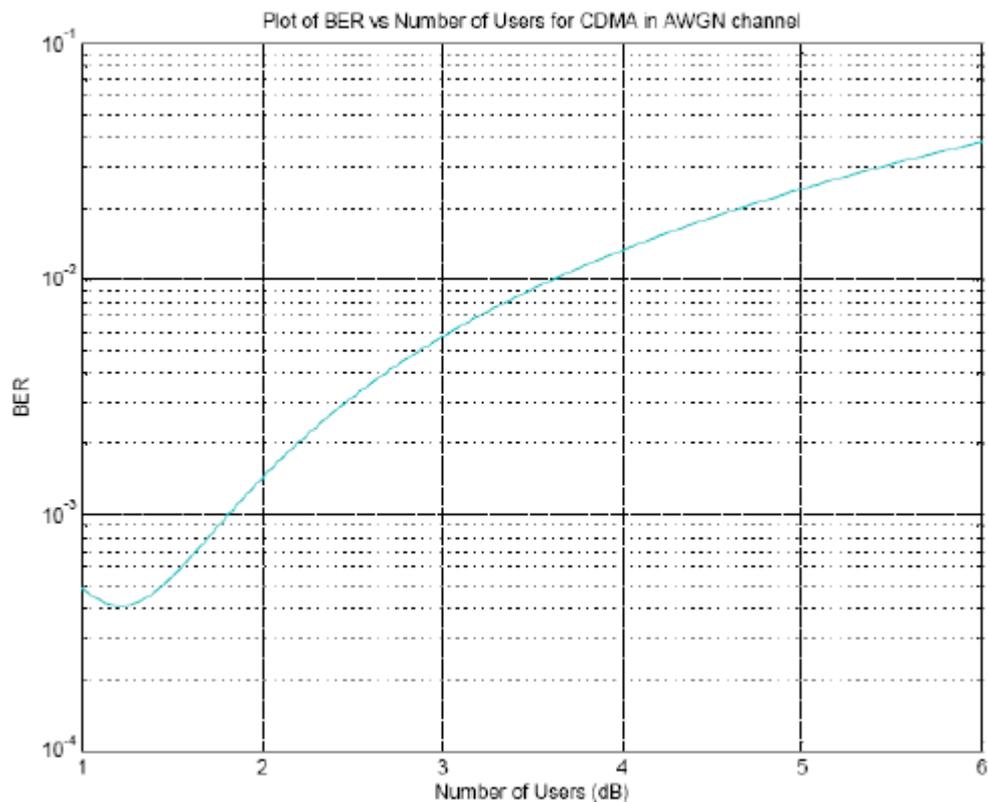


Figura 4. 11:BER v / s Número de parcela usuario.

Elaborado por: El Autor.

Fuente: MatLab/Simulink

Es muy evidente (véase la figura 4.11) que el BER aumenta casi exponencialmente a medida que el número de usuarios en el sistema aumenta hasta que un cierto límite. Por lo tanto, se puede concluir que el sistema DS-CDMA se vuelve vulnerable cuando el número de usuarios en el sistema se incrementa. Pero la BER no puede seguir aumentando si el número de usuarios aumenta. Desde un cierto número de usuarios se satura el BER y se mantiene constante a un nivel de SNR particular. Aparte de estas otras técnicas de CDMA se utilizan gustos de MC CDMA, WCDMA para nombrar unos pocos.

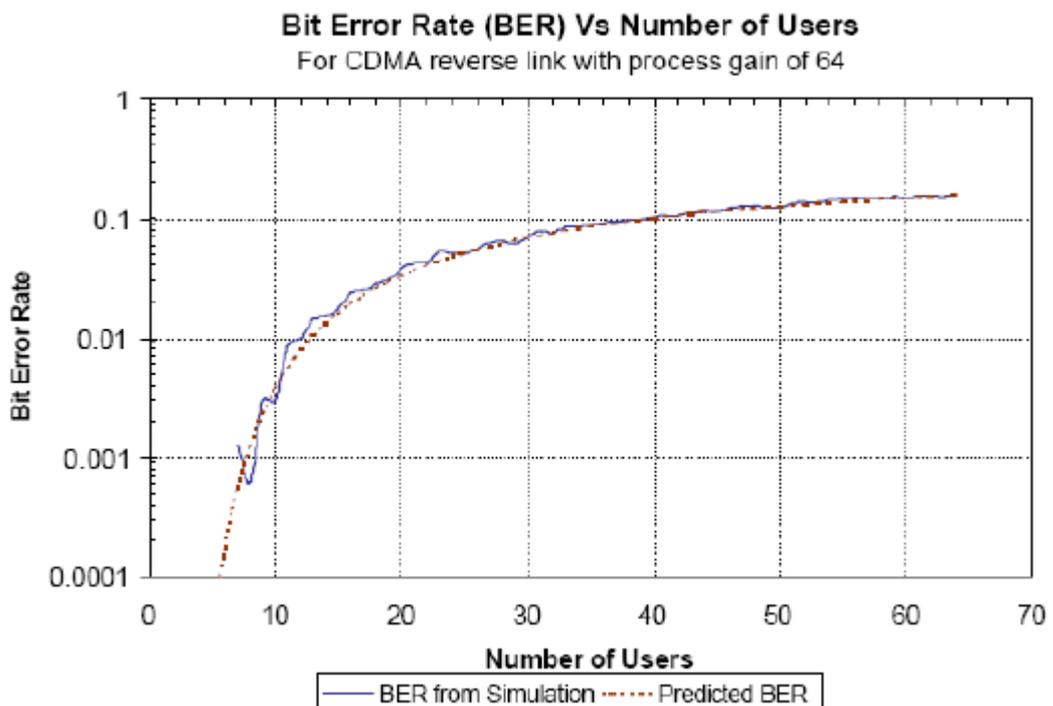


Figura 4. 12: BER vs Número de usuario en una celda de enlace inverso en CDMA.

Elaborado por: El Autor.  
Fuente: MatLab/Simulink

También se muestra la variación de la BER cuando el número de usuarios llegan hasta 64, se puede ver en la figura 4.12 que cuando el número de usuarios es mayor que 8, entonces el BER se hace significativamente mayor. Esto indica que la interferencia entre usuario es un punto débil del sistema CDMA y el número de usuarios en la célula está limitado de 8 al 12.

## **CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

### **5.1. Conclusiones.**

- La transmisión OFDM óptica se ha convertido en un campo de investigación que progresa rápido y vibrante en las comunicaciones por fibra óptica. Los últimos años se vieron demostraciones experimentales para transmisiones de hasta 1 Tbps, junto con la elevación rápida de demostraciones en tiempo real.
- La introducción de OFDM sin duda tiene un gran potencial y la promesa en el logro de las redes ópticas de próxima generación que poseen alto grado de flexibilidad y escalabilidad. Mientras tanto, la investigación en OFDM óptico también presenta grandes retos y oportunidades mediante algoritmos nuevos en el área de los DSPs, circuitos integrados electrónicos y fotónicos de alta velocidad.

### **5.2. Recomendaciones.**

- La Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo, deberá iniciar un proceso de capacitación docente en la enseñanza de simulaciones robustas, como este caso lo es MatLab/Simulink, se puede mencionar otros programas, pero esta herramienta se utilizó para el desarrollo del trabajo de titulación.

- La capacitación no bastaría, si la FETD no compra plataformas de simulación, o solamente MatLab 2014 con licencia profesional para enseñanza y que servirá para futuros trabajos de titulación y hasta proyectos de investigación.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Chang, R. W. (2013). *Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*. Bell System Technical Journal. Article first published online: 29 JUL 2013. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1966.tb02435.x

Dischler, R., & Buchali, F. (2009). *Transmission of 1.2 Tb/s Continuous Waveband PDM - OFDM – FDM Signal with Spectral Efficiency of 3.3 bit/s/Hz over 400 km of SSMF*. Optical Fiber Communication Conference, paper PDP C2, San Diego, USA.

Dixon, B. J., Pollard, R. D., & Iezekiel, S. (2001). *Orthogonal frequency-division multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 49(8), 1404–1409(2001).

Djordjevic, I. B., & Vasic, B. (2006). *Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission*. Optics Express, Vol. 14, Issue 9, pp. 3767-3775. <http://dx.doi.org/10.1364/OE.14.003767>

Giddings, R. P., Jin, X. Q., Hugues-Salas, E., Giacomidis, E., Wei, J. L., & Tang, J. M. (2010). *Experimental demonstration of a record high 11.25Gb/s real-time optical OFDM transceiver supporting 25km SMF end-to-end transmission in simple IMDD Systems*. Optics Express, Vol. 18, Issue 6, pp. 5541-5555 (2010). <http://dx.doi.org/10.1364/OE.18.005541>

González H., O. B. (2005). *Estudio de la aplicación de técnicas de modulación OFDM para comunicaciones ópticas guiadas en el canal infrarrojo*. Serie Tesis Doctorales, Servicio de Publicaciones – Universidad de la Laguna, Santa Cruz de Tenerife, España.

Liu,X., Chandrasekhar,S., Zhu,B., &Peckham,D.W.(2010).*Efficient digital coherent detection of a 1.2-Tb/s 24-carrier no-guard-interval CO-OFDM signal by simultaneously detecting multiple carriers per sampling*. Optical Fiber Communication Conference, paper OMO2.

Lowery,A.J., Du,L., &Armstrong,J. (2006). Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems. Optical fiber communication conference,paper PDP, Anaheim, CA, p. 39.

Ma, Y., Yang,Q., Tang,Y., Chen,S., &Shieh,W. (2009). *1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission over 600-km SSMF fiber with subwavelength bandwidth access*. Optics Express, Vol. 17, Issue 11, pp. 9421-9427.<http://dx.doi.org/10.1364/OE.17.009421>

Pan, Q., &Green,R. J. (1996). *Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise*. IEEE Photon. Technol. Lett. 8, 278-280.

Yang,Q., Shieh,W., &Ma, Y. (2008).*Guard-band influence on orthogonal band multiplexed coherent optical*. OpticsLetters, Vol.33, Issue 19, pp.2239-2241.<http://dx.doi.org/10.1364/OL.33.002239>

Qian,D., Kwok,T.T., Cvijetic,N., Hu,J., &Wang,T. (2010).*41.25Gb/s real-time OFDM receiver for variable rate WDM-OFDMA-PON transmission, in Optical fiber communication conference*.OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2010), paper PDPD9.

Shieh, W.& Athaudage,C. (2006). *Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Electronic Letters, vol. 42, pp. 587-589.

Shieh, W., Yi, X., &Tang,Y. (2007). *Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000km SSMF fibre*. IEE Electron. Lett., vol. 43, pp. 183-185, Feb., 2007.

Shieh, W., Bao, H., & Tang, Y. (2008).*Coherent optical OFDM: theory and design*.Optics Express, Vol. 16, Issue 2, pp. 841-859.