



USMP
UNIVERSIDAD DE
SAN MARTÍN DE PORRES

FACULTAD DE
INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE SISTEMA DE RADIO ENLACE
BACKHAUL A VELOCIDAD GIGABIT CON MIMO-OFDM
APLICADO A VIDEO VIGILANCIA**

TESIS

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR

**COSIO HUAYANAY, JORGE ANTONIO
INFANTES LOZANO, JOSÉ LUIS ABRAHAM**

Lima – Perú

2014



USMP
UNIVERSIDAD DE
SAN MARTÍN DE PORRES

FACULTAD DE
INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE SISTEMA DE RADIO ENLACE
BACKHAUL A VELOCIDAD GIGABIT CON MIMO-OFDM
APLICADO A VIDEO VIGILANCIA**

TESIS

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR

**COSIO HUAYANAY, JORGE ANTONIO
INFANTES LOZANO, JOSÉ LUIS ABRAHAM**

Lima – Perú

2014

Dedico esta tesis a mis padres Jorge Cosio Garcia y Consuelo Huayanay Duran que siempre me apoyaron incondicionalmente en la parte moral y económica día a día, cada año, durante el transcurso de mi carrera universitaria para poder llegar a ser un profesional de la Patria.

Jorge Antonio Cosio Huayanay

Dedico esta tesis a mis padres José Infantes Espinosa, Ximena Lozano Cid y a mi esposa Evelyn Cano Paca, quienes siempre me apoyaron incondicionalmente día a día durante el transcurso de mi carrera universitaria, para poder llegar a ser un profesional de la Patria.

José Luis A. Infantes Lozano

ÍNDICE

	Página
RESUMEN	ix
ABSTRACT	x
INTRODUCCIÓN	xi
CAPÍTULO I. MARCO TEÓRICO	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Bases Teóricas	7
CAPÍTULO II. METODOLOGÍA	13
2.1 Métodos	13
CAPÍTULO III. DESARROLLO DEL PROYECTO	15
3.1 Modelamiento del Sistema OFDM-MIMO	15
3.2 Análisis del Sistema OFDM-MIMO	62
CAPÍTULO IV. PRUEBAS Y RESULTADOS.	77
4.1 Diseño del sistema MIMO-OFDM	77
4.2 Configuración del sistema MIMO-OFDM	77
4.3 Estructura del sistema MIMO-OFDM	79
4.4 Diseño del Transmisor	80
4.5 Diseño del Receptor	80
4.6 Etapa 1: Diseño del Modulador M-QAM	80

4.7 Etapa 2: Diseño del Codificador MIMO Alamouti y Decodificador Zero Forcing	81
4.8 Etapa 3: Diseño del Modulador y Demodulador OFDM	82
4.9 Diseño del canal de comunicaciones	83
4.10 Modelamiento del canal inalámbrico	84
4.11 Modelo de canal Multitrayectoria <i>Rayleigh</i>	84
4.12 Diseño de la estimación de canal propuesto	86
4.13 Parámetros propuestos	88
4.14 Simulaciones y Resultados	89
CONCLUSIONES	95
RECOMENDACIONES	96
GLOSARIO	97
FUENTES DE INFORMACIÓN	98
ANEXOS	103

ÍNDICE DE FIGURAS

	Página
Figura 1- Sistema MIMO	3
Figura 2 - Arquitectura de antenas	5
Figura3 - Enlace Backhaul	8
Figura4 - Espectro Electromagnético (se dividen en dos tipos de radiación)	12
Figura 5 - Bloque de Sistema Transmisor	16
Figura 6 - Bloque de Codificación	17
Figura 7 - Esquema General de un turbo codificador	19
Figura 8 - Intercalador de Bits	19
Figura 9 - Esquema de Modulación	21
Figura 10 - Proyección de una señal "en fase" y una señal "en cuadratura"	22
Figura 11 - Diagrama de Constelación para 32 QAM	25
Figura 12 - Diagrama de Constelación para 256 QAM	25

Figura13–BloqueModulador QAM	26
Figura14– Bloque Demodulador QAM	27
Figura 15 - Densidad espectral de potencia del 256QAM	29
Figura 16 - Relación BER vs E_b/N_0 para un 16QAM	31
Figura 17 - Relación BER vs E_b/N_0 para un 64QAM	32
Figura 18 - Codificación MIMO	33
Figura 19 - Escenario MIMO Genérico	34
Figura 20 - Principio de <i>Spatial Multiplexing</i>	37
Figura 21 - Diagrama de Código Alamouti para MIMO 2x2	40
Figura 22 - Representación Temporal y Frecuencial de la señal OFDM	44
Figura23 - Representación Temporal y Frecuencial de la señal OFDM	44
Figura 24 - Diagrama de Bloques IFFT y FFT en OFDM	47
Figura 25 - Esquema del sistema OFDM en banda base	47
Figura 26 - Modelo del sistema OFDM en tiempo continuo	48
Figura 27 - Esquema del sistema OFDM en tiempo discreto	49
Figura 28 - Espectro señal OFDM con 3 y 5 portadoras respectivamente	52
Figura 29 - El intervalo de guarda protege de la Interferencia Intersímbolo (ISI)	53
Figura 30 - Adición del Prefijo Cíclico	54
Figura 31 - Símbolos piloto a, <i>Block type</i>	56
Figura 32 - Símbolos piloto b, <i>Combtype</i>	56
Figura 33 - Esquema del modulador CP-OFDM en canal AWGN	57
Figura 34 - Sistema de Recepción Básico	60
Figura 35 - Estructura de símbolos piloto para múltiples antenas Tx	60

Figura 36 - Relación BER vs. E_b / N_0	66
Figura 37 - Relación BER vs. E_b / N_0 . Para diferentes niveles de modulación QAM	67
Figura 38 - Señal Digital QAM y DSP	70
Figura 39 - Señal Digital QAM y DSP	71
Figura 40 - Diagrama de Bloque de Canal Plano con Desvanecimientos	73
Figura 41 - Función de distribución de probabilidad	74
Figura 42 - Estructura del Sistema MIMO-OFDM	79
Figura 43 - Sistema Modulador – Demodulador	81
Figura 44 - Codificador MIMO Alamouti Y Decodificador Zero Forcing.	82
Figura 45 - Estructura OFDM Modulador/Demodulador	83
Figura46 - Canal de Comunicaciones	83
Figura 47 - Señales con canal Rayleigh	86
Figura 48 - Esquemas de Modulación 64 QAM	89
Figura 49 - Esquemas de Modulación 256 QAM	90
Figura 50 - Sistema de Comunicaciones OFDM	91
Figura 51 - Sistema de Comunicaciones BPSK con MIMO 2x2	92
Figura 52 - Comparación en las Capacidad del Sistema SISO1X1, SIMO 1X2 Y MIMO	92
Figura 53 - Señal transmitida y Señal recuperada	93
Figura 54 - Curva BER (tasa de error binario) vs SNR (relación señal a ruido).	93
Figura 55 - Aplicación en Video vigilancia	94

RESUMEN

Esta tesis simula la transmisión de datos mediante un enlace Backhaul punto a punto en la banda libre de 5.8 Giga Hertz para interconectar estaciones base de seguridad ciudadana en zonas urbanas para el uso de video vigilancia de alta calidad ya que alcanza la velocidad de 1 Giga bit por segundo. La metodología empleada fue descriptiva y se realizó mediante el uso del software Matlab en base a las especificaciones técnicas peruanas existente normada por el Plan Nacional de Atribución de Frecuencias.

El objetivo general de este proyecto consiste en diseñar un Sistema Modulador / Demodulador OFDM, e investigar su rendimiento aplicado a la Modulación 256 QAM y el uso de antenas de transmisión - recepción con la técnica MIMO 2 x 2.

Mediante la simulación realizada con el software Matlab, se logra la transmisión a velocidad de 1 Giga bit por segundo por lo que se comprueba la viabilidad de la transmisión de datos y de manera confiable la recepción de la información, demostrándose así que la tasa de error obtenida mediante la curva del BER en una zona urbana es igual a cero, para su aplicación en video vigilancia en seguridad ciudadana.

ABSTRACT

This thesis simulates the transmission of data through a Backhaul link point to point in the free band of 5.8 Giga Hertz to interconnect base stations of public safety in urban areas for the use of high quality video surveillance as it reaches the speed of 1 Gigabit per second. The used methodology was descriptive and it was performed by using the Mat lab software based on the Peruvian technical specifications, which is regulated by the National Frequency Allocation Plan.

The overall objective of this project is to design a Modulator System / OFDM Demodulator, to investigate its performance applied to 256 QAM Modulation and to use transmitter and receiver antennas with 2 x 2 MIMO technique.

By simulation using Mat lab software, is achieved the transmission speed of 1 Gigabit per second so that the viability of the data transmission and the reliable reception of the information are checked. Thus, it is established that the error rate obtained by the BER curve in urban areas is zero, for use in video surveillance in public safety.

INTRODUCCIÓN

Como antecedentes de esta tesis se ha investigado las diferentes técnicas de modulación utilizadas para la transmisión de datos de forma inalámbrica, así como el uso de antenas que permiten la multiplexación en el envío y recepción de la información.

Se propone la transmisión de datos en sistemas inalámbricos de banda ancha para su aplicación en video vigilancia, se tiene en cuenta los conceptos básicos del proyecto y las normas de regulación vigentes en el uso del espectro radioeléctrico, adicionando a lo anterior especificaciones técnicas de modulación MIMO-OFDM.

La problemática plantea que las técnicas de modulación existentes no garantizan la transmisión de datos a alta velocidad; por lo tanto, se justifica implementar un sistema de comunicación de envío y recepción de información que lo mejore y mantenga la integridad de los datos enviados.

Asimismo, es oportuno mencionar que el objetivo general de este proyecto consiste en diseñar y demostrar el concepto y la viabilidad de un Sistema de Modulación / Demodulación OFDM e investigar su rendimiento aplicado a la Modulación 256 QAM, mediante el uso de antenas de transmisión y recepción con la técnica MIMO 2 x 2, para su aplicación en un

enlace punto a punto *Backhaul* que interconecta estaciones base de seguridad ciudadana e integrar el sistema de video vigilancia en zonas urbanas.

Finalmente, la estructura de la tesis denominada Diseño y Simulación de Sistema de Radio Enlace *Backhaul* a velocidad *Gigabit* con MIMO-OFDM, aplicado a Video Vigilancia, presenta: en el Capítulo I se detalla el marco teórico de la tesis, mientras que en el Capítulo II se hace una descripción de la metodología a utilizar. Asimismo, en el Capítulo III muestra una descripción total del esquema de modulación propuesto, y el Capítulo IV se visualiza los resultados y los métodos de validación empleados en las diferentes etapas de diseño y modelamiento.

CAPÍTULO I

MARCO TEÓRICO

1.1 Antecedentes

Comunicaciones inalámbricas de alta velocidad de datos han atraído interés significativo y constituyen un desafío sustancial de investigación en el contexto de las redes WLAN emergentes y otras redes multimedia.

La demanda de servicios de telecomunicaciones como transmisión de voz, video y datos, ha hecho que la capacidad de transmitir y recibir los sistemas de comunicaciones deba aumentar, de tal forma que se logren grandes tasas de transmisión con baja cantidad de errores recibidos, para que la comunicación sea confiable y utilice el mínimo de recursos como espectro radioeléctrico y energía.

La transmisión de datos en sistemas de comunicación inalámbrica enfrenta grandes problemas relacionados con errores en la transferencia, la tasa de transmisión de datos, y rendimiento del sistema, de acuerdo al ambiente mediante el cual ocurre la comunicación. En ese sentido, nuevas técnicas de codificación y modulación han sido

desarrolladas con el objetivo de incrementar el rendimiento del sistema para que de esa forma la tasa de envío de información aumente y a la vez disminuya la cantidad de errores en la comunicación.

En la actualidad, el objetivo clave en la comunicación inalámbrica es aumentar la tasa de datos y mejorar la fiabilidad de la transmisión. En otras palabras, debido a la creciente demanda de mayores velocidades de datos, mejor calidad de servicio, menos llamadas caídas, mayor capacidad de la red y el usuario, dos técnicas innovadoras llamadas de cobertura que mejoran la eficiencia espectral y la fiabilidad del enlace, son: OFDM y MIMO.

En la actualidad, los sistemas de cuarta generación (4G), sucesores de las tecnologías 2G y 3G, se refieren a sistemas de comunicaciones móviles con estándares LTE (*Long Term Evolution*) [13], *Wimax* [8] y SAE (*Service Architecture Evolution*) [14]. En estos sistemas existen dos tecnologías que han sido desarrolladas en su capa física, las cuales son:

1. *Multiple Input – Multiple Output* (MIMO) en la cual se utiliza dos o más antenas en el transmisor y/o el receptor para incrementar la tasa de transmisión sin que sea necesario aumentar el ancho de banda del sistema. [19].
2. *Orthogonal Frequency División Multiplexing* (OFDM) la cual es una técnica de modulación que asegura altas tasas de datos al convertir un canal de comunicación en múltiples sub-canales ortogonales. MIMO y OFDM combinadas con estimación de canal, permiten incrementar la capacidad del sistema, esto significa transmisiones más confiables y eficientes en el uso de ancho de banda [22].

La calidad de un enlace inalámbrico puede describirse por tres parámetros básicos, a saber, la velocidad, el alcance y la fiabilidad de la transmisión.

Convencionalmente, la velocidad de transmisión se puede incrementar mediante la reducción del rango de transmisión y fiabilidad. Por

el contrario, el rango de transmisión puede extenderse a costa de una velocidad de transmisión inferior y fiabilidad; mientras que la confiabilidad de la transmisión se puede mejorar mediante la reducción de la tasa de transmisión. Sin embargo, con el advenimiento de los sistemas OFDM_MIMO asistida, los tres parámetros anteriormente mencionados se pueden mejorar simultáneamente. Pruebas de campo inicial de los sistemas inalámbricos de banda ancha de comunicación MIMO-OFDM han mostrado que un aumento de la capacidad, la cobertura y la fiabilidad se puede lograr con la ayuda de técnicas MIMO.

Un sistema MIMO emplea múltiples antenas de transmisión y recepción para la entrega de flujos de datos paralelos (véase figura 1); la información se transmite a través de diferentes caminos, un sistema MIMO es capaz de aprovechar al máximo el transmisor y el receptor de diversidad; por lo tanto, mantener una comunicación fiable.

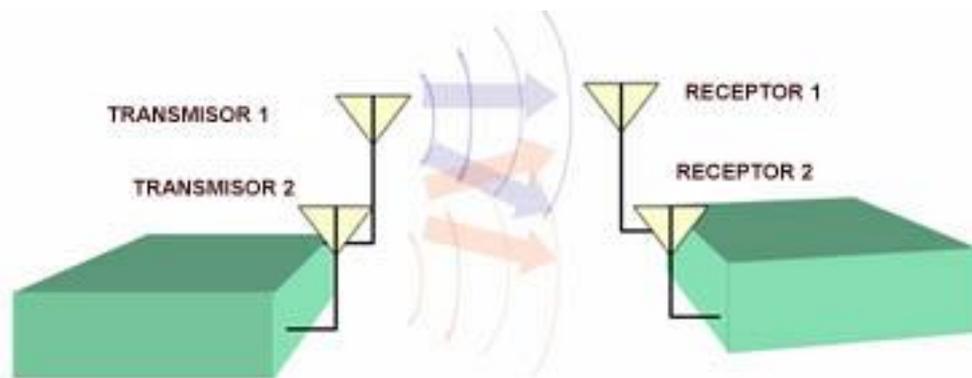


Figura 1- Sistema MIMO

Fuente: J. Lee and N. Jindal "Symmetric Capacity of MIMO"

En concreto, el empleo de múltiples antenas en el transmisor y el receptor que es ampliamente conocido como la técnica de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO), constituye un enfoque rentable para las comunicaciones inalámbricas de alto rendimiento.

La importancia de esta investigación radica en la necesidad de demostrar que en un ambiente ruidoso y con altos niveles de interferencia, las técnicas de MIMO-OFDM nos brindan las siguientes ventajas:

- Un aumento significativo, tanto de la capacidad del sistema así como la eficiencia espectral. La capacidad de un enlace inalámbrico aumenta linealmente con el mínimo del número de transmisor o las antenas del receptor. La velocidad de datos se puede aumentar mediante la multiplexación espacial sin consumir más recursos de frecuencia y sin el aumento de la potencia de transmisión total.
- Drástica reducción de los efectos del desvanecimiento debido a la creciente diversidad. Esto es particularmente beneficioso, cuando los diferentes canales se desvanecen de manera independiente.

La empresa *Netkron* ha realizado trabajos de Implementación de Plataforma Inalámbrica para el Sistema de Video Vigilancia en los diferentes distritos de Lima con equipos que trabajan en la banda libre de 5GHz; un ejemplo es el distrito de San Juan de Miraflores.

La empresa *Albentia Systems* ha realizado la red de video vigilancia ciudadana en la ciudad de Tarapoto Perú, con equipos que trabajan en la bandas de frecuencia de 4.9 a 5.9 GHz.

1.1.1 Estado del Arte de la Tecnología

- La aparición de gran cantidad de nuevas aplicaciones de comunicación que utilizan sistemas inalámbricos que demandan crecientes tasas de transmisión, sobre un ancho de banda fijo, hace imprescindible la investigación de nuevas técnicas que permitan un aumento en la eficiencia espectral (como, en la capacidad de las redes inalámbricas que las implementan) respecto a las usadas anteriormente.
- En los últimos años se ha producido un gran desarrollo en el mundo de las telecomunicaciones, se pretende que la mayor cantidad de información sea accesible al mayor número de personas de manera rápida y en cualquier parte del mundo.
- El desarrollo de los sistemas de comunicaciones ha tenido un gran auge debido a las mejoras en los sistemas de procesado digital de señales.

- MIMO-OFDM es la base de la red más avanzada de área local inalámbrica (Wireless LAN) y estándares de redes de banda ancha móviles, ya que logra la mayor eficiencia espectral y, por lo tanto, ofrece la más alta capacidad y rendimiento de datos.
- Numerosos estudios en sistemas de comunicación inalámbricos han mostrado que el uso de múltiples antenas, tanto en transmisión como en recepción, ofrece la posibilidad de comunicación inalámbrica a tasas de transmisión más altas en comparación con sistemas de antena única.

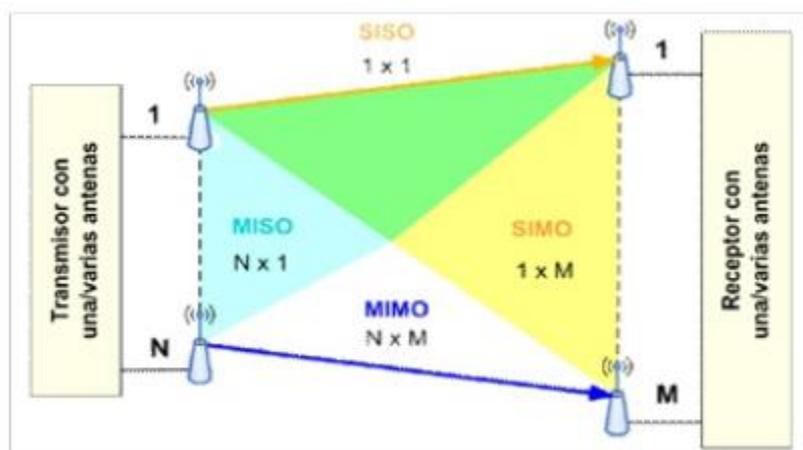


Figura 2 - Arquitectura de antenas

Fuente: J. Lee and N. Jindal "Symmetric Capacity of MIMO"

- Greg Raleigh inventó MIMO en 1996. Raleigh sugirió y más tarde se demostró que el procesamiento requerido por MIMO a velocidades más altas sería más manejable utilizando la modulación OFDM, ya que convierte un canal de datos de alta velocidad en un número de canales paralelos de menor velocidad.
- MIMO-OFDM no es una tecnología nueva, tal es su importancia que los sistemas MIMO-OFDM están presentes en múltiples estándares actuales y en desarrollo (IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac, IEEE 802.16d, IEEE 802.16e, IEEE 802.16m).
- Los sistemas de cuarta generación (4G) han llegado en los últimos años con diversas tecnologías, para cumplir con los requerimientos

impuestos; en estos sistemas se utilizan técnicas como el uso de múltiples antenas (*Multiple Input – Multiple Output, MIMO*), modulación (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM*), codificación, estimación y predicción de canal para adaptar el sistema a las condiciones de este, y así lograr el objetivo de obtener una transmisión confiable.

- Una ventaja clave de OFDM es que las transformadas rápidas de Fourier (FFT) pueden ser usadas para simplificar la implementación. Transformadas de Fourier convierten las señales de ida y vuelta entre el dominio del tiempo y dominio de la frecuencia. En consecuencia, las transformadas de Fourier pueden explotar el hecho de que cualquier forma de onda compleja puede descomponerse en una serie de sinusoides simples.
- FFT también permiten a OFDM hacer un uso eficiente del ancho de banda. Los subcanales deben estar separados en frecuencia lo suficiente para asegurar que sus formas de onda de dominio de tiempo son ortogonales entre sí. En la práctica, esto significa que en los subcanales se permita la superposición parcial en frecuencia.
- La evolución más reciente MIMO-OFDM incluye MIMO multiusuario (MU-MIMO), implementaciones para MIMO más altas (mayor número de flujos espaciales), y la investigación relativa a "MIMO masiva" y "Cooperativa MIMO" para su inclusión en los próximos estándares 5G.
- MU-MIMO es parte del estándar IEEE 802.11ac, el primer estándar *Wi-Fi* para giga bit por segundo. MU-MIMO permite un punto de acceso (AP) para transmitir a un máximo de cuatro dispositivos clientes de forma simultánea. Esto elimina las demoras de contención, pero requiere mediciones de canal frecuentes para dirigir correctamente las señales.
- El estándar 802.11ac también soporta velocidades de hasta 6,93Gbit/s utilizando ocho flujos espaciales en modo de usuario único. La tasa de datos máxima asume el uso del canal 160MHz opcional en la banda de 5GHz y 256QAM (modulación de amplitud

en cuadratura) seis *chipsets* de apoyo se han introducido en secuencias espaciales y ocho *chipsets* espaciales están en desarrollo.

Estándares donde se desarrolla MIMO-OFDM

- IEEE 802.11n. Está construido basándose en estándares previos de la familia 802.11, agregando *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) y unión de interfaces de red (*Channel Bonding*).
- IEEE 802.11ac. Es una mejora a la norma IEEE 802.11n, se ha desarrollado entre el año 2011 y 2013, y finalmente aprobada en enero de 2014.
- IEEE 802.20. Está destinado a operar en bandas bajo licencia.
- IEEE 802.16-2004(d). Este es el reemplazo del estándar IEEE 802.16a, este estándar se tiene tres tipos de modulación para la capa PHY: modulación con una sola portadora, modulación con OFDM de 256 portadoras y de 2048 portadoras.
- IEEE 802.16e. Conserva las técnicas actualizadas en el “*Fixed WiMAX*”, a las cuales se agrega un soporte robusto para una banda ancha móvil.
- IEEE 802.16mWiMAX™ Avanzado.

1.2 Bases Teóricas

1.2.1 Objetivo General

El objetivo de esta tesis es diseñar y demostrar el concepto y la viabilidad de un Sistema de Modulación / Demodulación MIMO-OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales), e investigar su rendimiento aplicado a la Modulación 256 QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*); mediante el uso de antenas de transmisión y recepción con la técnica MIMO 2x2, para su aplicación en un enlace punto a punto *Backhaul* que interconecta estaciones bases de seguridad ciudadana e integra el sistema de video vigilancia en zonas urbanas.

Este objetivo se cumplirá mediante el desarrollo de una programación en el software MATLAB para simular un sistema MIMO-OFDM.

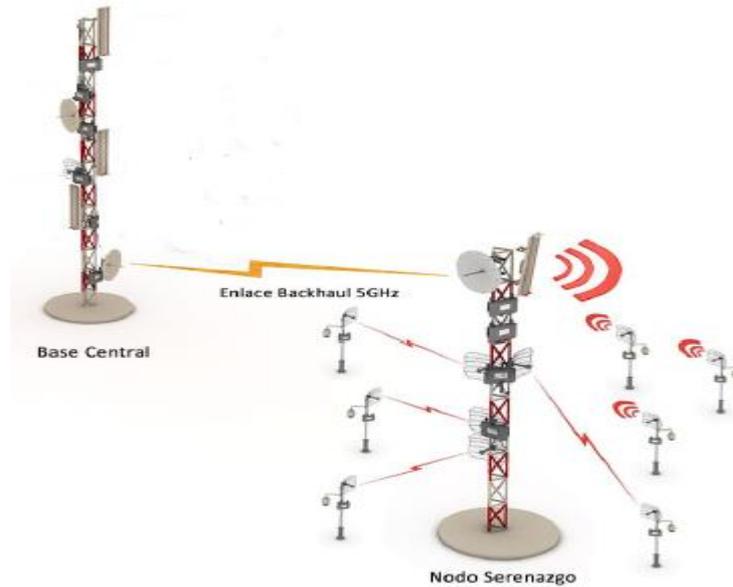


Figura3 - Enlace Backhaul

Fuente: Alcentia System White Paper

1.2.2 Objetivos Específicos

- Definir las características de la técnica OFDM
- Definir las características de los canales inalámbricos
- Definir el canal MIMO, analizando sus características, capacidad y criterios de diseño.
- Modelamiento Matemático del modulador QAM
- Modelamiento Matemático del sistema OFDM
- Diseñar y simular el bloque de sistema de modulación QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), Codificador MIMO y Bloque OFDM.

1.2.3 Justificación

Solo hay que echar un vistazo a la historia para ver lo importante que ha sido siempre la información y el poder transmitir esta lo más rápido posible y de la manera más segura.

Las comunicaciones inalámbricas son un segmento de rápido crecimiento de las comunicaciones. La industria, con el potencial de proporcionar el intercambio de información de alta calidad a alta velocidad entre dispositivos portátiles en cualquier parte del mundo, ha sido el tema de estudio desde 1960.

En la actualidad, el objetivo clave en la comunicación inalámbrica es aumentar la tasa de datos y mejorar la fiabilidad de la transmisión. En otras palabras, debido a la creciente demanda de mayores velocidades de datos, la mejor calidad de servicio, menos llamadas caídas, mayor capacidad de la red y las llamadas de cobertura de usuario para técnicas innovadoras que mejoran la eficiencia espectral y la fiabilidad del enlace se introducen como: OFDM y MIMO.

La motivación de este proyecto es el aumento en la seguridad exigida por la ciudadanía que requiere un desarrollo completo de soluciones de video vigilancia y seguridad que sean capaces de interconectar y gestionar una gran variedad de puntos remotos.

1.2.4 Impacto Tecnológico

Desde el punto de vista de la tecnología, la principal característica que define lo que se espera de las comunicaciones inalámbricas futuras es el incremento en la velocidad de transmisión.

Tradicionalmente, las comunicaciones inalámbricas se centraron principalmente en las transferencias de voz y datos más pequeños, mientras que la mayoría de los productos de transferencia de datos de alta velocidad se utilizaban con cable.

En los últimos años, sin embargo, ha habido un aumento dramático en aplicaciones multimedia inalámbricas, como son los teléfonos celulares que tienen una cámara integrada, enviando un correo electrónico con capacidad y GPS. Como resultado, el foco se ha desplazado ahora hacia lo inalámbrico de alta velocidad, transferencias de datos que las antenas tradicionales no eran capaces de suministrar a causa de múltiples

interferencias. Aparte de las necesidades de transferencias de datos de alta velocidad, también hay un problema de control de calidad, que incluye baja tasa de error y de alta capacidad.

En el campo de la comunicación inalámbrica, múltiples antenas están ganando el aumento de los intereses debido a su aumento dramático en la capacidad y velocidad de transmisión de datos. Con el Sistema MIMO-OFDM se aspira a una alta tasa de datos de enlaces de comunicaciones inalámbricas con velocidades de transmisión que alcanzan los Gigabit / seg.

La utilización de varias antenas para transmisión y recepción en radiocomunicaciones representa uno de los avances más importantes desarrollados, dado que permiten aumentar la velocidad de transmisión sin necesidad de incrementar ni la potencia transmitida ni el ancho de banda utilizado. Estos métodos de transmisión dependen más directamente de las características de propagación del lugar donde se encuentran implantados, que los sistemas tradicionales de una entrada y una salida.

1.2.5 Impacto social cultural-visual

El impacto que las nuevas tecnologías generan son mayores en ciudades turísticas. En muchos casos, la atracción turística es la tranquilidad y el paisaje de distintas ciudades pueden verse mermado por uso excesivo de las antenas; sin embargo, también los turistas tienen la necesidad de comunicación similar a la de los pobladores.

La infraestructura que se usa en estos casos son antenas que por lo general están por encima de los 20 m de altura; en este caso el impacto visual que esto acarrea es grande, por ello el malestar de algunos pobladores de las zonas urbanas.

Diversas empresas tienen ya una solución a este problema (son las antenas que buscan mimetizarse con su ambiente). De esta forma no generan un problema visual para los residentes y turistas. Ya

las grandes ciudades que están a la vanguardia de las telecomunicaciones como las de Japón o España están aplicando nuevas tecnologías para las telecomunicaciones. Ya sean antenas que tienen la forma de un árbol o casetas de control que aparentan un armario, hasta una pecera.

1.2.6 Impacto en la salud

No se ha demostrado científicamente que las emisiones de las antenas de telefonía celular causen daños a las personas; no obstante ello, el Ministerio de Transportes y Comunicaciones ha establecido márgenes a dichas emisiones que se encuentran por debajo de los límites recomendados por la Organización Mundial de la Salud (OMS) y, con la tecnología actual, la potencial amenaza (de existir) es aún menor, pues aseguró que hasta la fecha no se ha podido demostrar que las antenas de telecomunicaciones tengan algún efecto que atente contra la salud de las personas.

La coordinadora del Proyecto Internacional Campos Electromagnéticos (CEM) de la OMS, *Emile van Deventer*, dijo que las investigaciones realizadas desde mediados de los años 90, no evidencian que la exposición de personas en campos de radiofrecuencia cause algún daño: "Las investigaciones no sugieren ninguna evidencia de efecto adverso a la salud con respecto a la exposición de radiofrecuencia que podemos encontrar en el ambiente"[23]. Indicó que en ciertos países grupos de personas se han quejado de dolores de cabeza, fatiga o mareos, síntomas que algunos lo han atribuido a la exposición electromagnética, sin embargo "todas las investigaciones realizadas a la fecha no han mostrado ninguna relación", explicó la especialista [23].

La intensidad de las emisiones electromagnéticas bajo la que opera la telefonía celular (antenas y equipos móviles) es significativamente inferior a la que despiden un horno de microondas. Además, apenas está por encima de las ondas que emiten las antenas de las radios que escuchamos durante horas en nuestros hogares, oficinas y en el transporte público.

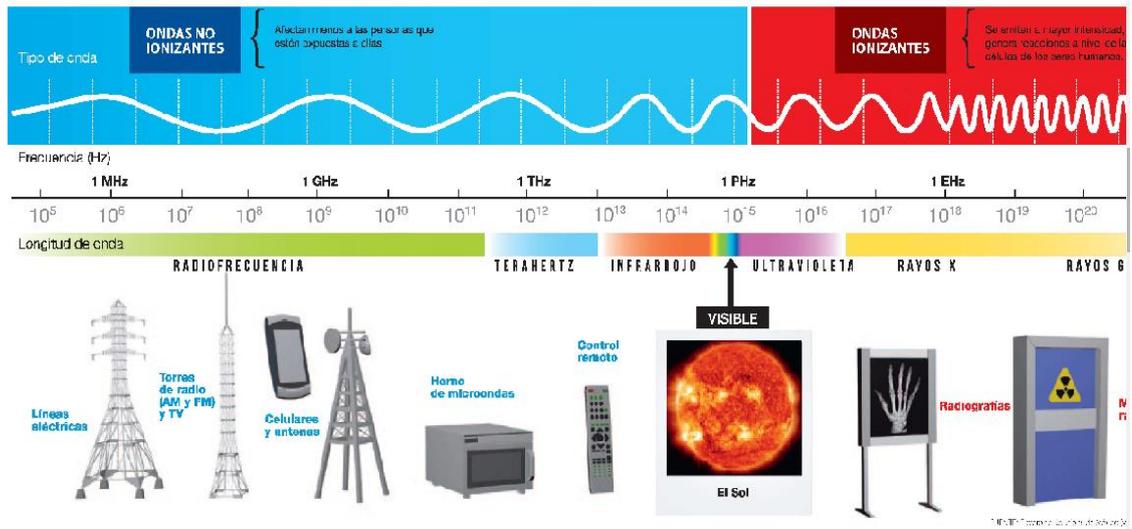


Figura4 - Espectro Electromagnético (se dividen en dos tipos de radiación)
 Fuente: Wikipedia

CAPÍTULO II

METODOLOGÍA

2.1 Métodos

2.1.1 Propuesta General

Demostrar que en un ambiente ruidoso y con altos niveles de interferencia, las técnicas de MIMO-OFDM pueden aumentar la velocidad de transmisión de datos alcanzando el Gigabits/sg de transferencia; mediante la multiplexación espacial sin consumir más recursos de frecuencia y sin el aumento de la potencia de transmisión total.

Diseñar las etapas finales de la transmisión del canal digital que comprenden el Modulador QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), el Codificador MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*) y la Multiplexación OFDM (*Orthogonal Frequency División Multiplexing*) y sus etapas iniciales en el receptor.

Aprovechar la velocidad alcanzada de Gigabits/sg en la transmisión de video de alta calidad y su aplicación en seguridad ciudadana, ya que las técnicas de transmisión MIMO-OFDM permiten alcanzar una distancia máxima entre antenas de hasta 50 KM.

Utilizamos las técnicas de Modulación OFDM que están basadas en el Modelo Matemático de las Transformadas de Fourier (FFT – Transformada Rápida de Fourier e IFFT – Transformada Inversa de Fourier).

CAPÍTULO III

DESARROLLO DEL PROYECTO

3.1 Modelamiento del Sistema OFDM-MIMO

En la presente tesis se realizó el modelamiento y simulación del modulador QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), codificador MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) y el bloque OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Los otros bloques indicarán el modelo matemático y científico a utilizar.

3.1.1 Sistema Transmisor

Un sistema de comunicaciones básico incluye un módulo de transmisión en el cual se procesa la información para ser enviada a un módulo receptor encontrado a una cierta distancia.

El transmisor de radio es un caso particular, en el cual el soporte físico de la comunicación son ondas electromagnéticas. El transmisor tiene como función codificar señales ópticas, mecánicas o eléctricas; amplificarlas y emitir las como ondas electromagnéticas a través de una antena. La codificación elegida se llama modulación. Ejemplos de modulación son: la amplitud modulada o la frecuencia modulada.

En un sistema MIMO-OFDM adicional al procesamiento de datos que se realiza mediante técnicas de modulación y codificación es de gran importancia tomar en consideración el canal por el cual se envían los datos; esta información puede ser obtenida estudiando la señal que llega al receptor. Para este propósito, el transmisor utiliza una serie de símbolos pilotos que se integran a la trama de datos que conforma la señal enviada por el transmisor, tal como se muestra en la figura 5.

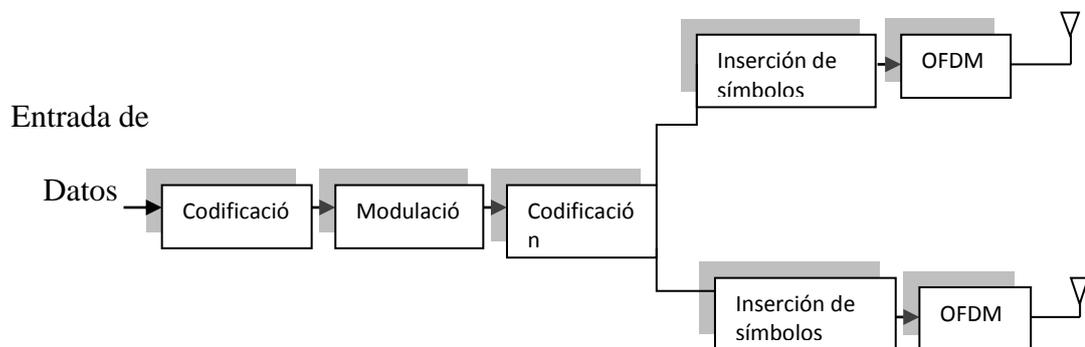


Figura 5 - Bloque de Sistema Transmisor

Fuente: *VijayK. Bhargaba "IEEE Communications Magazine 1983*

3.1.1.1 Codificación de Canal (*Channel Coding*)

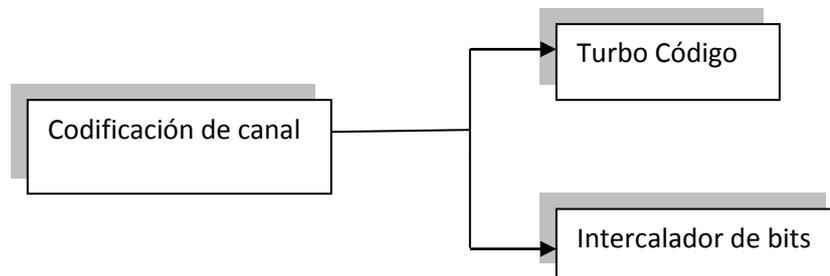


Figura 6 - Bloque de Codificación

Fuente: Vijay K. Bhargaba "IEEE Communications Magazine 1983"

La Codificación de canal se ocupa de las técnicas de control de errores. Si los datos en la salida de un sistema de comunicaciones tienen errores que son demasiado frecuentes para el uso deseado, pueden a menudo ser reducidos por el uso de un número de técnicas.

La Codificación permite una mayor tasa de transferencia de información a una tasa de error fijo o una tasa de error reducido para una velocidad fija de transferencia. Los dos métodos principales de control de error son:

- **Solicitud de repetición automática (ARQ)** cuando un circuito receptor detecta errores en un bloque de datos, se solicita que los datos sean retransmitidos.
- **Forward Error Correction (FEC)** la transmisión de información se codifica de manera que los datos se pueden corregir, así como detectar los errores causados por el ruido de canal.

Las dos principales categorías de códigos de canal son: [25]

- Códigos de bloque
- Los códigos convolucionales

El objetivo principal de la codificación es que el decodificador puede determinar si la palabra recibida es de código válido o si es en clave que ha sido corrompida por el ruido; es decir, detectar uno o más errores. Idealmente, el decodificador debe ser capaz de decidir qué palabra de código se envió; incluso si la palabra código transmitida fue dañada por el ruido.

- **Turbo código**

Los turbo códigos son una nueva clase de códigos de corrección de errores (FEC), que se introdujeron junto con un algoritmo de decodificación. La importancia de los turbo códigos es que permiten una comunicación fiable y su eficiencia energética está muy cerca del límite teórico predicho por Claude Shannon (*A Mathematical Theory of Communication* - 1948). Desde su introducción, los turbo códigos se han utilizado en aplicaciones de baja potencia, como las comunicaciones por satélite, así como para aplicaciones de interferencia limitada; como los servicios de tercera generación (3G) de comunicaciones móviles. Los Turbo códigos se basan en la concatenación de dos codificadores relativamente sencillos separados por un dispersor.

El conjunto es equivalente a un único codificador convolucional de memoria tan grande como la profundidad del dispersor, pero con un proceso de decodificación simplificado que en ningún caso alcanza la complejidad del convolucional equivalente. En la Figura 7 se muestra el esquema de un turbo código.

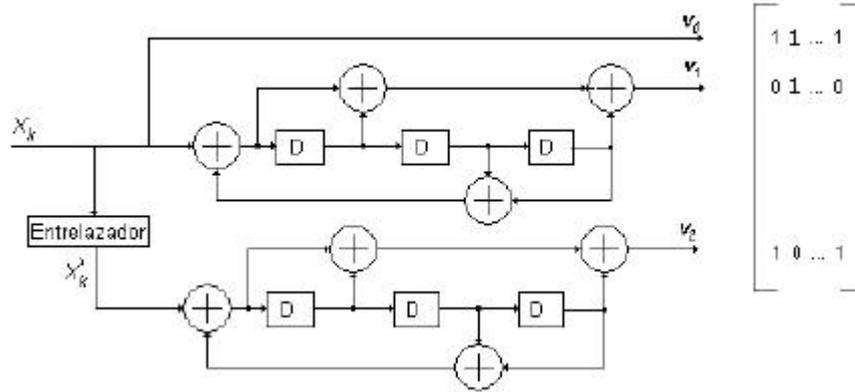


Figura 7 - Esquema General de un turbo codificador
Fuente: la Rama de Estudiantes de/ IEEE de Barcelona

- **Intercalador de bits**

Intercalador de Bits

Figura 8 - Intercalador de Bits

Elaboración: los autores

Un intercaldador de bits es utilizado en sistemas de comunicaci3n para reorganizar una trama de bits a ser enviada de tal forma que si ocurre una p3rdida de datos en un tiempo dado, esta no afecte todo un s3mbolo.

El intercalado tiene por objeto desordenar la secuencia dispersando los s3mbolos adyacentes en la secuencia original. Una forma de explicar este proceso es suponiendo una secuencia de s3mbolos como la siguiente:

ABCDEFGHIJKLMNPO

Sup3ngase que ocurre un error en r3faga y se da3an los s3mbolos contiguos DEFG. La secuencia recibida ser3:

ABCXXXXHIJKLMNPO

En que las X representan a los símbolos dañados. El decodificador del receptor no será capaz de corregir ese error.

Ahora bien, si en el proceso de intercalado en el codificador se reordena la secuencia anterior en forma de una matriz que se escribe fila a fila con la información de entrada, por ejemplo:

A B C D

E F G H

I J K L

M N O P

El “intercalador” entrega ahora la información, pero leyendo la matriz columna a columna, es decir:

A E I M

B F J N

C G K O

D H L P

Así, la secuencia de símbolos entregada al decodificador será:

AEIMBFJNCGKODHLP

La entrada al decodificador del receptor será la secuencia anterior dañada por el error en ráfaga:

AEIXXXNCGKODHLP

En el decodificador esta secuencia se reordena a la forma de la secuencia en el codificador, antes del intercalado, con lo que se tiene:

AXCDEXGHIXKLXNOP

3.1.1.2 Esquema de Modulación.



Figura 9 - Esquema de Modulación

Elaboración: los autores

Modulación engloba el conjunto de técnicas para transportar información sobre una onda portadora, típicamente una onda sinusoidal. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruidos.

Básicamente, la modulación consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que queremos transmitir.

En esencia, hay tres técnicas de modulación digital que se suele utilizar en sistemas de radio digital: Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK), Modulación por desplazamiento de fase (PSK), y modulación de amplitud de cuadratura (QAM).

En la presente tesis se va a simular el modulador QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) para el enlace *Backhaul* punto a punto a velocidad de *Gigabits* basado en sistema OFDM – MIMO aplicado a video vigilancia.

a) Modulación de Amplitud en Cuadratura QAM

QAM es una forma de modulación, donde la información digital está contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

Es una modulación lineal que consiste en modular en doble banda lateral dos portadoras de la misma frecuencia desfasadas $\pi / 2$ radianes (90°). Cada portadora es modulada por una de las dos señales a transmitir. Finalmente, las dos modulaciones se suman y la señal resultante es transmitida.

Este tipo de modulación tiene la ventaja de que ofrece la posibilidad de transmitir dos señales en la misma frecuencia, de forma que favorece el aprovechamiento del ancho de banda disponible.

Proyección de una señal "en fase" (coseno) y una señal "en cuadratura" (seno) en la "constelación I-Q". Nótese que entre ellas existe un desfase de 90° . En la Figura 10.

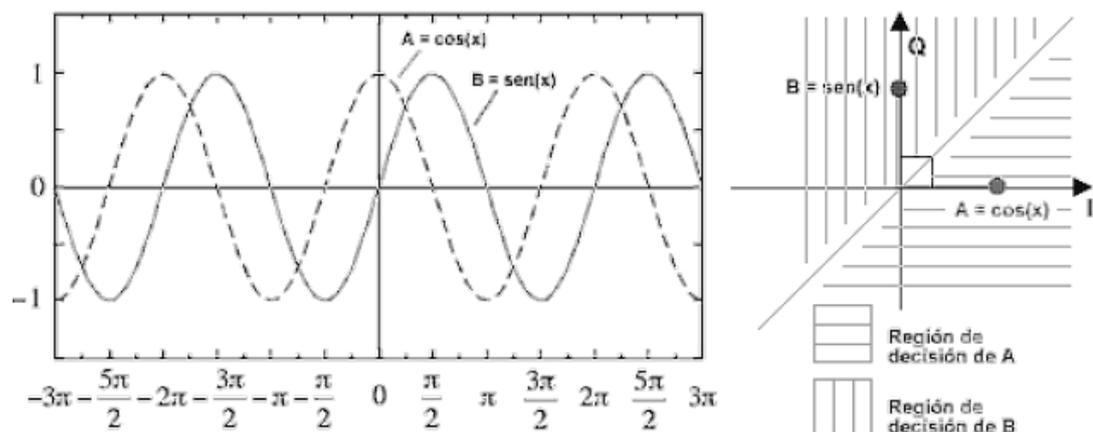


Figura 10 - Proyección de una señal "en fase" y una señal "en cuadratura"

Fuente: *QAM Signals Proceedings of the IEEE*.

Expresión matemática en el dominio del tiempo está dada por la ecuación 1.1

$$S(t) = \Re\{[I(t) + iQ(t)]e^{i2\pi f_0 t}\}$$

$$S(t) = I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t) \dots \dots \dots (1.1)$$

Donde $i^2 = -1$, $I(t)$ y $Q(t)$ son señales de modulación, f_0 es la frecuencia de la portadora $\Re\{\cdot\}$ es la parte real.

En el receptor, estas dos señales moduladoras pueden ser demoduladas usando un demodulador coherente. Tal receptor multiplica la señal recibida por separado tanto con un coseno y seno de la señal para producir las estimaciones recibidas de $I(t)$ y $Q(t)$ respectivamente. Debido a la ortogonalidad característica de las señales portadoras, es posible detectar las señales de modulación de forma independiente.

En el caso ideal $I(t)$ se demodula multiplicando la señal transmitida con una señal coseno:

$$r(t) = S(t) \cos(2\pi f_0 t)$$

$$r(t) = I(t)\cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t)$$

Por identidades trigonométricas se puede escribir como:

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{2} I(t)[1 + \cos(4\pi f_0 t)] - \frac{1}{2} Q(t)\sin(4\pi f_0 t) \\ &= \frac{1}{2} I(t) + \frac{1}{2} [I(t)\cos(4\pi f_0 t) - Q(t)\sin(4\pi f_0 t)] \end{aligned}$$

Filtrado de paso bajo $r(t)$ elimina los términos de alta frecuencia (que contiene $4\pi f_0 t$), dejando solo la $I(t)$. Esta señal filtrada no es afectado por $Q(t)$, Mostrando que el componente en fase se puede recibir de forma independiente de la componente en cuadratura. Del mismo modo, podemos multiplicar $S(t)$ por una onda sinusoidal y después del filtro de paso bajo para extraer $Q(t)$.

b) Análisis de Fourier de QAM

En el dominio de la frecuencia, QAM tiene un patrón espectral similar a DSB-SC modulación. Con el uso de las propiedades de la transformada de Fourier, nos encontramos con que:

$$S(f) = \frac{1}{2}[M_I(f - f_0) + M_I(f + f_0)] + \frac{i}{2}[M_Q(f - f_0) - M_Q(f + f_0)] \dots (1.2)$$

Donde $S(f)$, $M_I(f)$ y $M_Q(f)$ son las transformadas de Fourier (de dominio de frecuencia) de $s(t)$, $I(t)$ y $Q(t)$, respectivamente.

Para representar los estados de modulación posibles en los distintos tipos de modulación digital, como la QAM cuantizada, se utiliza el llamado diagrama de constelación en analogía con la astronomía.

Los puntos de la "constelación" están uniformemente dispuestos en una rejilla cuadrada con igual separación vertical y horizontal, aunque son posibles otras configuraciones. Puesto que en las telecomunicaciones digitales los datos son binarios, el número de puntos del diagrama es normalmente una potencia de 2, ya que el número de estados de modulación en QAM es generalmente un número cuadrado. Las formas más comunes son de 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM que al cambiarlas a una constelación de orden superior es posible transmitir más bits por símbolo. Sin embargo, si la "energía promedio" de la constelación sigue siendo la misma, los puntos deben estar más cercanos y son por lo tanto más susceptibles al ruido y la distorsión, lo que resulta en una tasa de bits de error más alta y así la QAM de orden superior puede ofrecer más datos menos confiables que la QAM de orden inferior.

Usando QAM de orden superior sin aumentar la tasa de error de bits requiere una mayor relación señal-ruido (SNR) mediante el aumento de energía de la señal, reduciendo el ruido o ambos.

Como ejemplo obsérvese la figura 11, en la que se muestra el diagrama de constelación rectangular para 32QAM, que se forma por la ecuación 1.3.

$$\alpha \text{ MQAM} = \{ \pm (2M - 1) + (2M - 1) \} \dots\dots\dots (1.3)$$

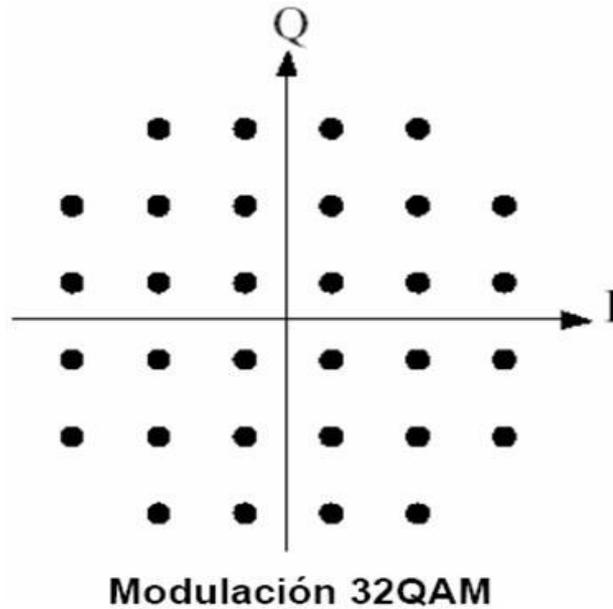


Figura 11 - Diagrama de Constelación para 32 QAM
 Fuente: *QAM Signals Proceedings of the IEEE*

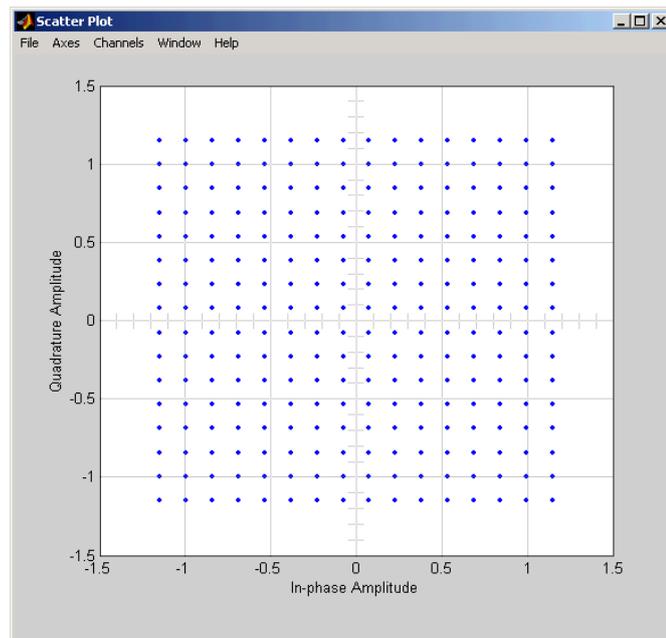


Figura 12 - Diagrama de Constelación para 256 QAM
 Elaboración: Los autores (Mat Lab)

c) Diagramas de moduladores y demoduladores QAM

- Modulador Digital

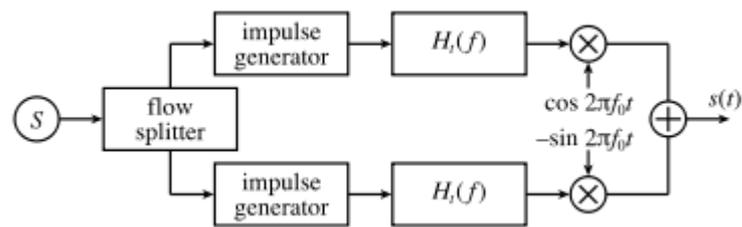


Figura13–BloqueModulador QAM

Fuente: *QAM Signals Proceedings of the IEEE*

La Figura 13 muestra la estructura ideal de un transmisor QAM, con una frecuencia de portadora f_0 y la respuesta de frecuencia del filtro del transmisor H_t .

En primer lugar, el flujo de bits a transmitir se divide en dos partes iguales: este proceso genera dos señales independientes que deben transmitirse. Ellos se codifican por separado al igual que lo fueron en una modulación por amplitud de desplazamiento (AKO) del modulador; entonces, un canal (en "fase") se multiplica por un coseno, mientras que el otro canal (en "cuadratura") se multiplica por un seno. De esta manera, hay una fase de 90° entre ellas que se añaden una a la otra y se envían a través del canal real.

La señal enviada se puede expresar en la ecuación 1.4:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [v_c[n] * h_t(t - T_s) \cos(2\pi f_0 t) - v_s[n] * h_t(t - T_s) \sin(2\pi f_0 t)] \dots \quad (1.4)$$

- Demodulador Digital

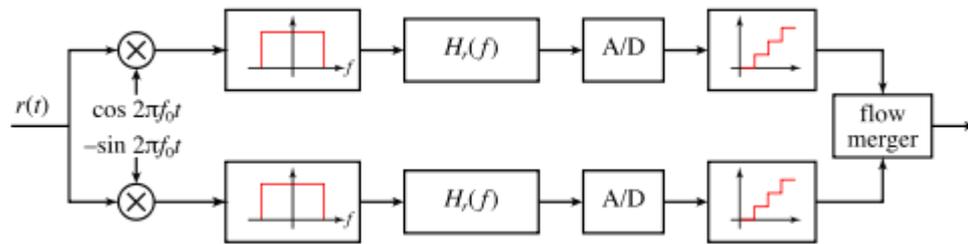


Figura14– BloqueDemodulador QAM

Fuente: *QAM Signals Proceedings of the IEEE*

El demodulador simplemente realiza el proceso inverso del modulador. Su estructura ideal se muestra en la figura 14, con H_r que reciben respuesta de frecuencia del filtro.

Multiplicando por un coseno (o un seno) y por un filtro de paso bajo es posible extraer el componente en fase (o en cuadratura). Entonces solo hay una PIDA (flujo) demodulador y los dos flujos de datos se han incluido de nuevo.

En la práctica, hay un retardo de fase desconocida entre el transmisor y el receptor que debe ser compensada por la sincronización de los receptores de oscilador local; es decir, las funciones seno y coseno en la figura anterior.

d) Modelamiento Matemático QAM

Densidad espectral de potencia (PSD), genérico.

Sea $X(t)$ un proceso estocástico de media $\mu_x(t)$ y autocorrelacion $R_x(t_1, t_2)$.

Consideremos el proceso truncado $X_T(t)$ dado por:

$$X_T(t) = \{X(t) \text{ si } |t| \leq T$$

$$0 \quad \text{si } |t| > T$$

La transformada de Fourier dada por:

$$X_T(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} X_T(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-T}^T X(t)e^{-j\omega t} dt \quad \dots\dots\dots(1.5)$$

Es a su vez un proceso estocástico de media

$$E \{X_T(j\omega)\} = \int_{-T}^T ux(t)e^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots (1.6)$$

Y valor cuadrático medio

$$E \{|X_T(j\omega)|^2\} = E \left\{ \left| \int_{-T}^T X(t)e^{-j\omega t} dt \right|^2 \right\} \dots\dots\dots (1.7)$$

La ecuación admite la interpretación de una densidad espectral de energía media y, normalizada por el intervalo de integración, puede interpretarse como una densidad espectral de potencia media. Se define formalmente la densidad espectral de potencia o PSD de un proceso estocástico como:

$$S_X(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E \{|X_T(j\omega)|^2\}}{2T} \quad \dots\dots\dots(1.8)$$

Se observa que, por lo general la PSD es siempre real y no negativa: para todo ω .

$$S_X(j\omega) \geq 0$$

Por lo tanto, la densidad espectral de potencia de un proceso estacionario $X(t)$ es igual a la Transformada de Fourier de su función de auto correlación.

$$R_X(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_X(j\omega) e^{j\omega \tau} d\omega \dots\dots\dots (1.9)$$

- **Densidad espectral de potencia (PSD) a la salida del QAM**

Dada la señal QAM:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t)$$

$$0 \leq t \leq T$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, M$$

Donde “i” puede tomar valores enteros desde 1 hasta M (número de niveles), el tiempo se define para un periodo de bit, E_{min} es la energía de la señal con la mínima amplitud, T_s es la duración del bit, f_c es la frecuencia de la portadora, a_i , y b_i son un par de enteros independientes escogidos de acuerdo a la localización particular de cada bit.

La PSD de una señal QAM está dado por:

$$S_B(f) = 2E_0 \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 = 2E_0 \text{sinc}^2(fT) \quad \dots\dots (1.10)$$

La potencia del espectro y la eficiencia del ancho de banda de la modulación QAM son idénticas a las modulaciones M-ary PSK.

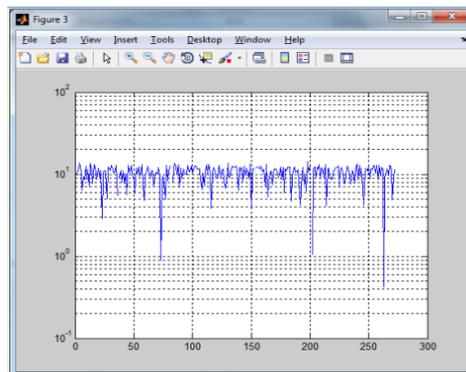


Figura 15 - Densidad espectral de potencia del 256QAM
Elaboración: Los autores (Mat Lab)

- **Cálculo de la probabilidad promedio de error de Símbolo a la salida del QAM**

Para calcular la probabilidad de error de símbolo para la QAM M-ary explotamos la propiedad de que la constelación cuadrada de la QAM puede factorizarse en el producto de las constelaciones PAM correspondientes consigo mismas.

Probabilidad de error de símbolo para QAM M-aria estándar por la ecuación 1.11

$$P_c = (1 - P'_e)^2 \quad \dots\dots (1.11)$$

Donde:

P'_e = probabilidad de error de símbolo para PAM L-aria correspondiente con $L = \sqrt{M}$

De donde la probabilidad de error de símbolo para P'_e está definida por la ecuación 1.12

$$P'_e = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}}\right) \dots\dots (1.12)$$

La probabilidad de error de símbolo para la QAM M-aria

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - P_c \\ &= 1 - (1 - P'_e)^2 \\ &= 2P'_e \dots\dots (1.13) \end{aligned}$$

Reemplazando las ecuaciones encontramos que la probabilidad de error del símbolo en la QAM M-aria estándar aproximadamente por la ecuación 1.14

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}}\right) \dots\dots (1.14)$$

Como la energía transmitida en la QAM M-aria es variable, resulta más conveniente expresar P_e en términos del valor promedio de la energía transmitida y no en los de E_0 .

Suponiendo que los L niveles de amplitud de la componente en fase o en cuadratura son igualmente probables se tiene:

$$E_{pro} = 2 \left[\frac{2E_0}{L} \sum_{i=1}^{\frac{L}{2}} (2i - 1)^2 \right] \dots\dots (1.15)$$

Donde el multiplicador 2 fuera de los corchetes toma en cuenta las contribuciones iguales hechas de las componentes en fase y en cuadratura. Al efectuar la sumatoria en la ecuación 1.15, obtenemos:

$$E_{pro} = \frac{2(L^2 - 1)E_0}{3}$$

$$E_{pro} = \frac{2(M-1)E_0}{3} \dots\dots (1.16)$$

- **Cálculo de la probabilidad promedio de error de Bit a la salida del QAM**

Dado que P_e es la probabilidad de error de símbolo, la probabilidad de error de bit está representado por.

$$P_{e\text{bit}} = \frac{P_e}{\log_2 M} \dots (1.17)$$

La probabilidad de error de símbolo se relaciona con el BER de la manera siguiente:

$$P_e = \log_2 M (\text{BER})$$

$$\frac{P_e}{\log_2 M} \leq \text{BER} \leq P_e$$

Sea un $M = 2^k$ con $K =$ entero:

$$\frac{P_e}{M-1} = \frac{P_e}{2^k-1}$$

¿Cuál es la probabilidad de que el i -ésimo bit en un símbolo sea un error?

- Hay 2^{K-1} casos de error en los cuales se altere un bit
- Hay 2^{K-1} casos de error de bit en los que no se altere el bit

Entonces tenemos que:

$$\text{BER} = \left(\frac{M/2}{M-1} \right) P_e \dots (1.18)$$

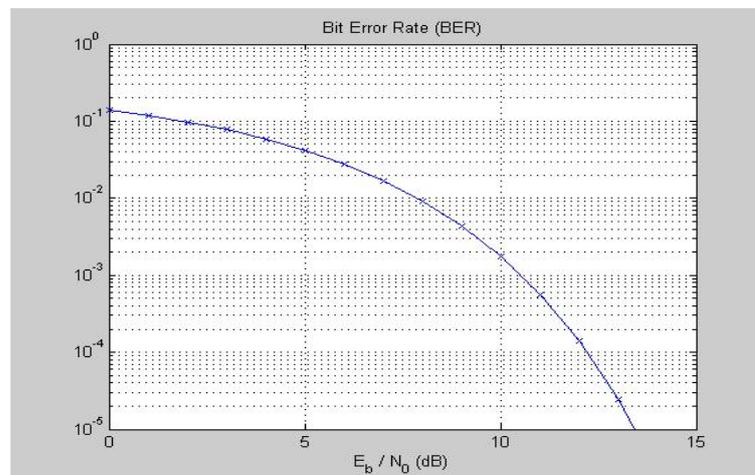


Figura 16 - Relación BER vs E_b/N_0 para un 16QAM

Fuente: A.J. Viterbi. *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*

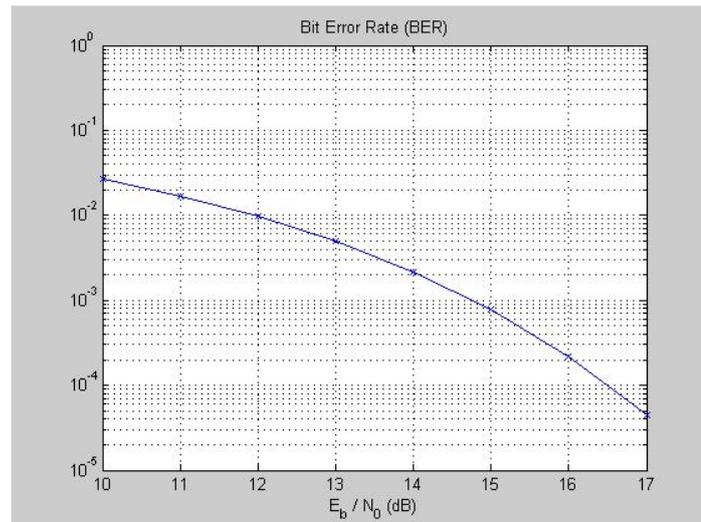


Figura 17 - Relación BER vs E_b/N_0 para un 64QAM

Fuente: A.J. Viterbi. *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*

3.1.1.3 MIMO (*Multiple Input Multiple Output*)

Todas las redes de radio avanzadas actuales, incluyendo las de radio móvil (3GPP UMTS con LTE) y redes *wireless* (WLAN), están sujetas a unas continuas expectativas de crecimiento de tasa de datos. Las técnicas de transmisión clásicas, como los esquemas de modulación de orden mayor y anchos de banda mayores han alcanzado sus respectivos límites. Sin embargo, se puede hacer uso de una tecnología muy compleja conocida como “múltiple entrada múltiple salida” (MIMO). Esta tecnología está asociada al aumento de requerimientos para los equipos de medida en transmisores y receptores.

MIMO es un mecanismo que incrementa la eficiencia espectral de un sistema de transmisión inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial, aprovechando fenómenos físicos como la propagación multitrayecto para incrementar la velocidad de transmisión o reducir la tasa de error. Dado que MIMO se basa en el dominio espacial, requiere el uso de múltiples antenas en el transmisor y en el receptor [26].

MIMO se basa en la utilización del dominio espacial, creando “canales espaciales” diferenciados entre el transmisor y el receptor. Para ello es necesario emplear múltiples antenas, tanto en el transmisor como en el receptor. Estas deben estar separadas por una

distancia mínima que permita la creación de estos canales espaciales diferenciados.

MIMO se puede emplear para dos usos: incrementar la velocidad de transmisión para una misma tasa de error y SNR o reducir la tasa de error manteniendo la velocidad de transmisión y la SNR constantes.

MIMO se basa en el uso de canales espaciales que operan en la misma frecuencia, polarización y tiempo. Estos pueden crearse en condiciones de propagación con fuerte multitrayecto, por lo que MIMO es una tecnología destinada a sistemas de transmisión sin línea de vista (NLOS).

- Codificación MIMO

Codificación MIMO

Figura 18 - Codificación MIMO

Elaboración: los autores

Aumentar la tasa de datos o régimen binario en sistemas limitados en potencia, ancho de banda y complejidad es un objetivo muy ambicioso. Para conseguirlo se pueden implementar los denominados sistemas MIMO [34, 35]; es decir, usar múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. El uso de sistemas MIMO implica un aumento de la capacidad del canal. Los primeros trabajos sobre el tema llevados a cabo por *Winters, Foschini y Telatar* hicieron que se despertara un gran interés sobre las técnicas MIMO, debido a la eficiencia espectral que tiene el canal de propagación cuando se tiene una gran dispersión y sus variaciones pueden ser seguidas con suficiente precisión. Toda esta ganancia hizo que surgieran cientos de investigaciones sobre el tema para caracterizar los asuntos teóricos y prácticos asociados a los canales inalámbricos MIMO.

La alta eficiencia espectral asociada a los canales MIMO se basa en que un canal con suficiente dispersión ofrece caminos independientes de transmisión y de recepción para cada antena. Para sistemas MIMO

se alcanza una capacidad aproximadamente igual a $\min(M, N)$ canales, donde M representa el número de antenas transmisoras y N el número de receptores. Esto hace que la capacidad se escale por $\min(M, N)$ linealmente con respecto al sistema SISO equivalente.

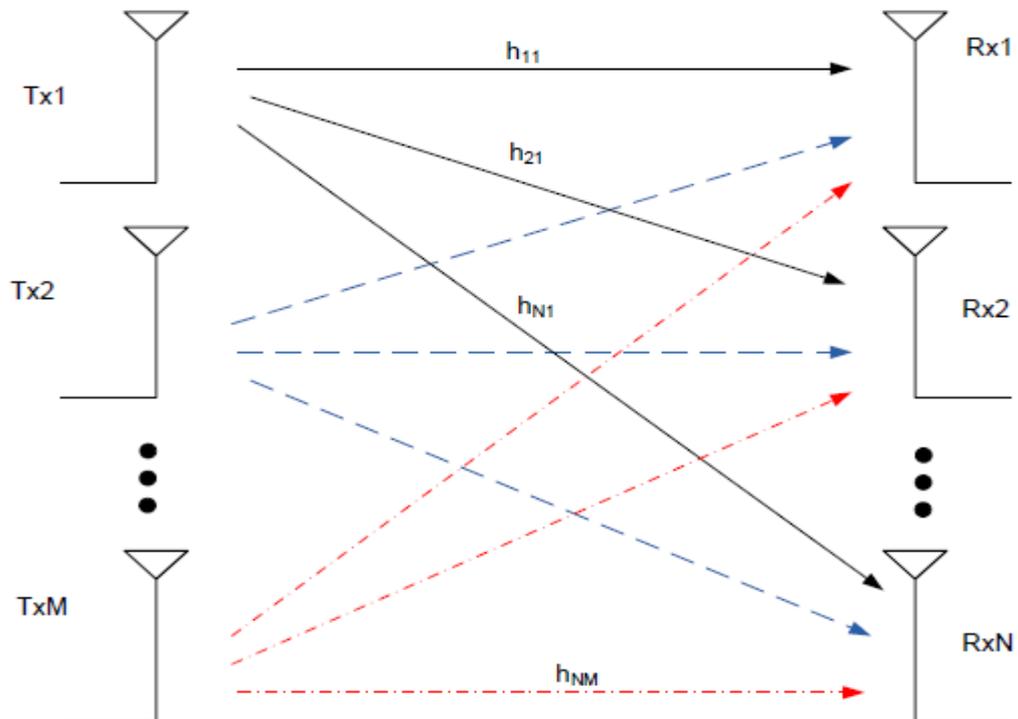


Figura 19 - Escenario MIMO Genérico

Fuente: Y. Jiang, j. Li, W. Hagger, "Uniform channel decomposition for MIMO"

En este caso tendremos una matriz de canal de dimensiones $N \times M$. La expresión que nos da la forma de la información llegada al receptor será la que se muestra en la ecuación.

$$Y = Hx + n \dots (2.0)$$

Donde Y será un vector de dimensiones $N \times 1$ que represente la señal recibida en el receptor, H una matriz $N \times M$ que represente al canal de propagación, " X " un vector $M \times 1$ que represente la señal transmitida y " n " un vector $N \times 1$ que represente el ruido de las antenas receptoras. La matriz H se puede escribir como se sigue en:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix}$$

Donde h_{ij} es la respuesta del canal entre la j -ésima antena transmisora y la i -ésima antena receptora. Esta matriz de canal se puede interpretar como una muestra instantánea del canal inalámbrico para una frecuencia determinada y un instante de tiempo dado. Cuando se produce multitrayecto con alta dispersión de retardo, H varía en función de la frecuencia. De la misma manera, si los causantes de la dispersión son móviles y hay una gran dispersión *Doppler*, los elementos de H varían con el tiempo. Con la suficiente separación entre las antenas en transmisión y recepción se puede suponer que los elementos h_{ij} de la matriz H son variables *Gaussianas* independientes, de media cero y complejas (desvanecimiento *Rayleigh*) con varianza unidad si hay gran cantidad de multitrayectos. Este modelo se conoce como canal MIMO idénticamente en distribución *Gaussiano*. En general, si las antenas están separadas por más de media longitud de onda, los desvanecimientos del canal se pueden modelar como variables aleatorias *Gaussianas*.

- Capacidad en canales MIMO

La ciencia que estudia los límites de rendimiento en los sistemas de comunicaciones es la Teoría de la Información. La medida básica del rendimiento de una comunicación se denomina capacidad del canal, que se puede definir como la máxima tasa de datos para la que se puede obtener una tasa de error arbitrariamente pequeña. Se empezará con el estudio en canales AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Esto servirá como punto de partida para el estudio en canales con desvanecimientos. Sin embargo, para estos últimos canales no existe una única definición de capacidad, sino que se desarrollan diversas nociones de capacidades que conjuntamente se pueden usar para conformar un análisis sistemático de los límites de capacidad en canales con desvanecimientos. Las distintas medidas permiten ver claramente diferentes tipos de recursos disponibles en los canales con desvanecimientos, como puedan ser la potencia, la diversidad y grados de libertad.

- Modelamiento del Canal MIMO

Dado que el objetivo de esta tesis es el de justificar que al hacer uso de técnicas MIMO se puede conseguir una mejora considerable en la capacidad aprovechada, y que al obtener una expresión cerrada para la capacidad de un canal MIMO es muy complicada, se harán una serie de hipótesis que simplificarán el estudio para poder evaluar la ganancia sobre un sistema SISO.

En primer lugar, se implementará un canal MIMO 2x2, por lo que la matriz será 2x2 con coeficientes h_{ij} que representan la atenuación compleja entre el receptor i y el transmisor j :

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix}$$

La expresión cerrada para la capacidad en este caso será:

$$C_{MIMO} = E \left[\log_2 \left[\det \left| I + \frac{1}{\sigma_n^2} H Q H^* \right| \right] \right] \quad \dots\dots(2.1)$$

Si se sigue particularizando el caso de estudio aún más, aplicando que las antenas están perfectamente polarizadas y que no hay despolarización por la propagación en el canal, se llega a un modelo demasiado idealista, por lo que solo ha de ser usado para dar una idea aproximada de la posible ganancia en capacidad que se podría obtener al hacer uso de este tipo de sistemas. De acuerdo con las suposiciones anteriores la matriz del canal es diagonal e invariante en el tiempo, esto implica que la transmisión es equivalente a tener dos canales independientes y fijos h_{11} y h_{22} . Para este caso, la expresión de la capacidad se puede reescribir como:

$$C_{MIMO \ 2x2} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{2} \|h_{11}\|^2 / \sigma^2 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{P}{2} \|h_{22}\|^2 / \sigma^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad \dots (2.2)$$

- Ganancia por Multiplexión

La ventaja principal de los sistemas MIMO es el aumento en el flujo de datos de salida que no ofrecen los sistemas SIMO y MISO. A este aumento se refiere como ganancia por multiplexión y esto se puede observar con una técnica denominada *spatial multiplexing*. En la Figura 20 se muestran los principios básicos del *spatial multiplexing* para un sistema de dos antenas transmisoras y dos receptoras.

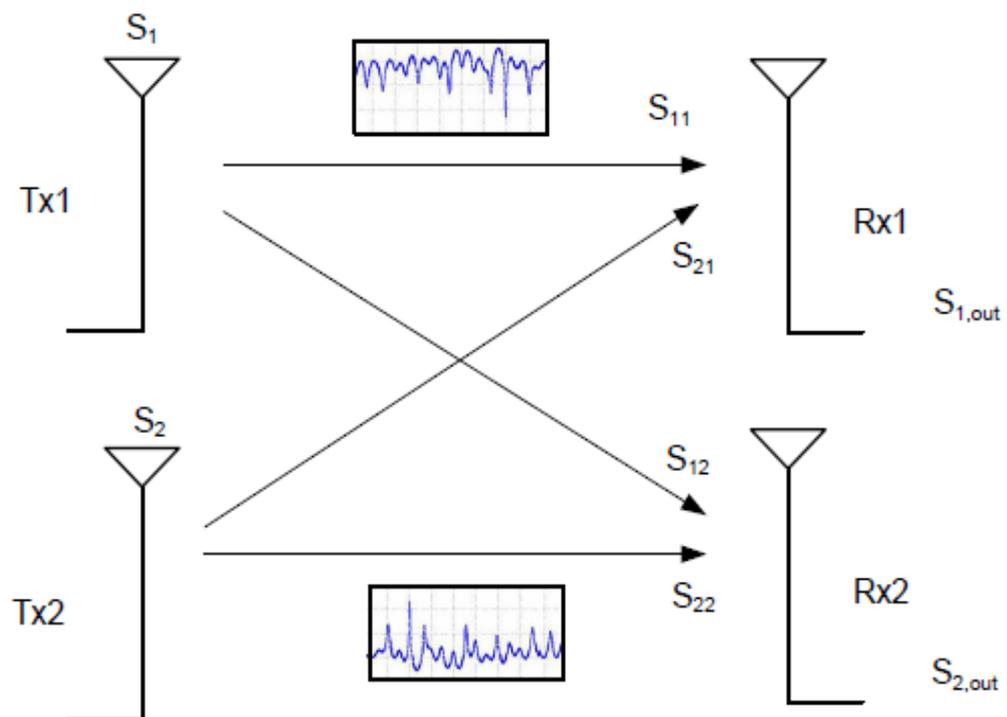


Figura 20 - Principio de *Spatial Multiplexing*

Fuente: Y. Jiang, j. Li, W. Hagger, "Uniform channel decomposition for MIMO"

El flujo de símbolos que se va a transmitir se divide en dos subflujos con la mitad de tasa que se usan para crear dos señales distintas que se transmiten una por cada antena simultáneamente. En condiciones favorables de canal, los vectores de datos formados por la señal transmitida por las antenas están bien separados, idealmente ortogonales. En el receptor se puede por tanto extraer los dos subflujos que combinados forman el flujo originario.

Esto se puede expresar matemáticamente como la capacidad teórica del canal. La capacidad del canal MIMO sin memoria se define como la información mutua instantánea que es función de la realización del canal como se muestra a continuación:

$$C_H = \log \det(\mathbf{I}_M + SNR \mathbf{H} \mathbf{K}_X \mathbf{H}^*) \quad \dots (2.3)$$

Donde \mathbf{I}_M representa la matriz identidad de dimensiones $M \times M$ y $\mathbf{K}_X = 1/M$

\mathbf{I}_M . Cuando la matriz del canal es cuadrada y ortogonal ($\mathbf{H} \mathbf{H}^* = \mathbf{I}$), con una entrada idénticamente distribuida se puede reescribir como:

$$C_H = M \log \left(1 + \frac{1}{M} SNR \right) \quad \dots (2.4)$$

Por tanto M canales paralelos se crean en el mismo ancho de banda sin transmitir potencia adicional. La capacidad se escala de manera lineal con el número de antenas para una SNR creciente. En general, se puede demostrar que un canal ortogonal como el que se ha mostrado, maximiza la capacidad de *Shannon* en sistemas MIMO. Para este canal idénticamente distribuido con desvanecimientos planos, la realización del mismo se vuelve aproximadamente ortogonal cuando el número de antenas es elevado. Cuando el número de antenas transmisoras no es el mismo que el de antenas receptoras, el aumento de capacidad está limitado al mínimo del número de estas. Este aumento en capacidad de canal es lo que se llama ganancia en multiplexión.

- Codificación Espacio - Tiempo: Código *Alamouti*

Modelamiento del codificador MIMO mediante el código *Space – Time Block Codes (STBC)*, basado en código *Alamouti* para un MIMO 2X2.

La diversidad de espacio es una técnica en la que la información es transmitida usando diversos caminos, lo cual es logrado mediante el uso de dos o más antenas en el transmisor y/o receptor, a lo que se le da el nombre de MIMO (*Múltiple Input – Múltiple output*). Esta práctica ha tomado gran importancia ya que permite una tasa de transmisión más alta sin que sea necesario aumentar el ancho de banda.

La diversidad de tiempo al igual que la de espacio se utiliza en comunicaciones digitales para combatir los errores ocurridos en canales de transmisión variables en el tiempo y consiste en enviar datos en diferentes espacios, de forma repetitiva para generar redundancia.

Alrededor de la diversidad de espacio y tiempo han sido desarrolladas técnicas de codificación, en las que la señal es enviada de forma redundante para contrarrestar los efectos causados por fenómenos de desvanecimiento e interferencias del canal de comunicaciones; estas técnicas pueden ser divididas en dos categorías que son [37] : *Space – Time Trellis Codes (STTC)* en la cual se utiliza un código *Trellis*— que es un tipo de codificación convolucional - sobre una trama de datos y *Space – Time Block Codes (STBC)* en la que la codificación es realizada en un pequeño bloque de la señal, como es el caso de la codificación *Alamouti* que es la más utilizada y simple de su tipo. Otro tipo de codificación es el denominado *Bell Laboratories Layered Space-Time (BLAST)* que además aumenta la capacidad de envío de datos [38].

Los códigos *Alamouti* fueron inventados por *Siavash Alamouti* [39] y se utilizaron inicialmente para el caso de dos antenas transmisoras y una antena receptora (2X1); pero, posteriormente han sido extendidas al caso 2X2. El objetivo es organizar y codificar los datos de tal forma que estos puedan ser recuperados en el receptor al utilizar las

componentes de la señal captadas por cada antena, y eliminar así las interferencias causadas por el canal.

Para esta tesis se codificó mediante Códigos Alamouti para MIMO 2x2, dos antenas en transmisor y dos antenas en el receptor como se ve en la Figura 21.

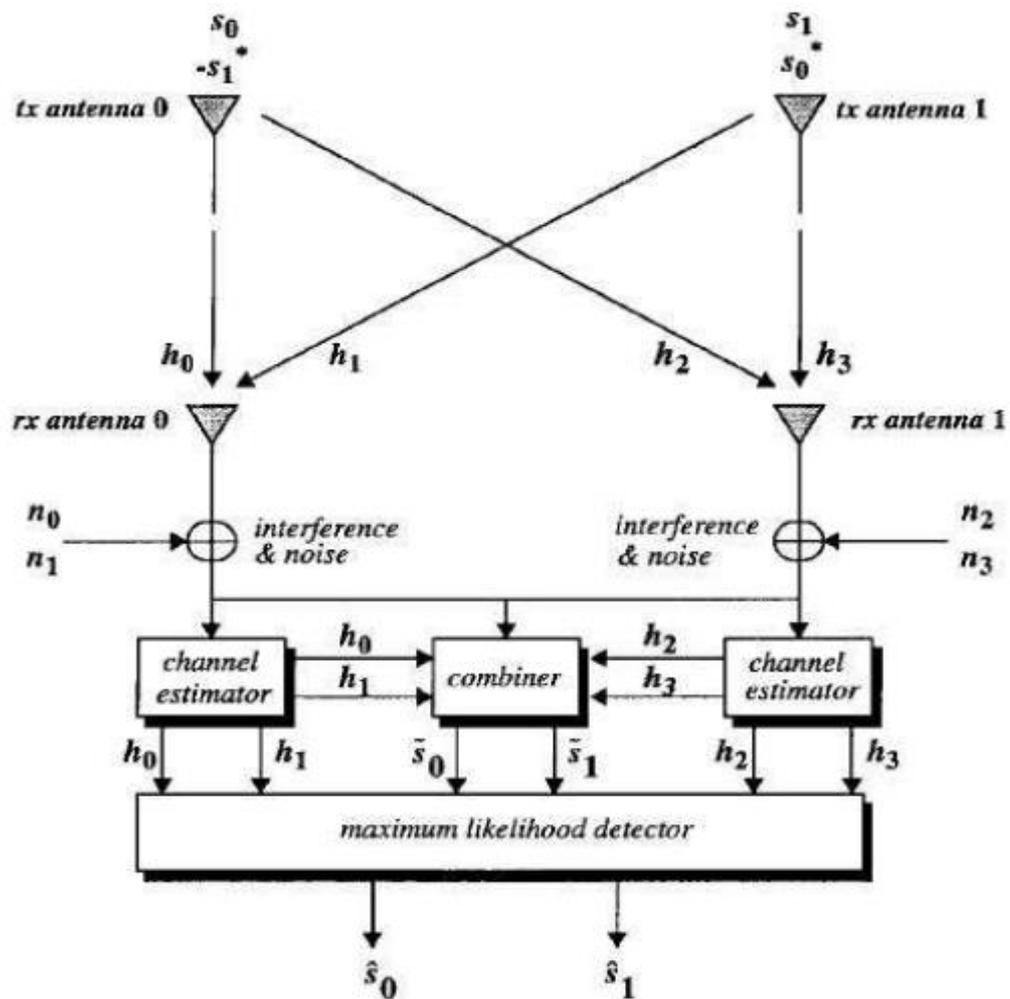


Figura 21 - Diagrama de Código Alamouti para MIMO 2x2

Fuente: S.M Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communication".

La señal transmitida por la antena 0 se denota S_0 y la transmitida por la antena 1 S_1 . Durante el siguiente periodo de símbolo la antena 0 transmite $-S_1^*$ y la antena 1 transmite S_0^* donde el exponente (*) indica que es el conjugado complejo.

La secuencia de codificación y transmisión se observan en el cuadro 1.4.4

Tiempo	Antena 0	Antena 1
t	S_0	S_1
T	$-S_1^*$	S_0^*

Cuadro 1.4.4 Señales transmitidas por las antenas

Fuente: S.M Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communication".

Donde T es la duración del símbolo.

Estas señales salen de los transmisores y deben pasar por un canal independiente entre cada antena transmisora y cada antena receptora, cada canal es modelado como una distorsión compleja multiplicativa hí compuesto por una respuesta en magnitud y una respuesta en fase, como lo observamos en el cuadro 1.4.5

Transmisores TX	RX Antena 0	RX Antena 1
Antena 0	h_0	h_2
Antena 1	h_1	h_3

Cuadro 1.4.5 Canales entre las antenas transmisoras y receptoras

Fuente: S.M Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communication".

El cuadro 1.4.6 se observa las señales recibidas en cada una de las dos antenas receptoras.

<i>Tiempo</i>	RX Antena 0	RX Antena 1
t	r_0	r_2
t +1	r_1	r_3

Cuadro 1.4.6 Señales recibidas.

Fuente: S. M Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communication".

Al llegar las señales a los receptores se les agrega ruido e interferencia como se muestra en las ecuaciones 2.5, 2.6, 2.7 y 2.8.

$$r_0 = h_0 S_0 + h_1 S_1 + n_0 \quad \dots\dots\dots 2.5$$

$$r_1 = -h_0 S_1^* + h_1 S_0^* + n_1 \quad \dots\dots\dots 2.6$$

$$r_2 = h_2 S_0 + h_3 S_1 + n_2 \quad \dots\dots\dots 2.7$$

$$r_3 = -h_2 S_1^* + h_3 S_0^* + n_3 \quad \dots\dots\dots 2.8$$

Después estas señales r_i recibidas son llevadas a un combinador que construye las dos señales mostradas en las ecuaciones 2.9, 2.10 para luego enviarlas a un detector de máxima verosimilitud, el cual a partir de la señales dadas producen \hat{S}_0 y \hat{S}_1 que son una estimación de máxima verosimilitud de las señales originales S_0, S_1 .

$$\hat{S}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3 \quad \dots\dots\dots 2.9$$

$$\hat{S}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3 \quad \dots\dots\dots 2.10$$

3.1.1.4 Multiplexación Ortogonal por División de Frecuencia OFDM

a) Definición de OFDM

La modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), es un tipo de modulación multiportadora que surgió con el propósito de conseguir altos regímenes binarios y de subsanar los problemas relacionados con la transmisión multitrayecto. La modulación multiportadora consiste en enviar la información, modulada en QAM o

en PSK, en un conjunto de portadoras de diferente frecuencia. En este contexto se suelen denominar como subportadoras, aunque a partir de ahora nos referiremos a ellas indistintamente como portadoras o subportadoras, sin pérdida de generalidad.

Se podría pensar que la implementación de la modulación OFDM es inviable, debido al problema técnico que supone la generación y la detección en tiempo continuo de los cientos o incluso miles, de portadoras equiespaciadas que forman una modulación OFDM. Esto supondría entre otras cosas, una cadena transmisora y receptora, así como de un oscilador independiente por cada portadora, con los problemas de sintonización y sincronización que ello conllevaría. Afortunadamente, solo se requiere una cadena en cada sentido de transmisión, que modula o demodula todas las portadoras a la vez. De hecho como veremos más adelante, una señal OFDM es la transformada inversa de Fourier de los coeficientes mapeados en las portadoras, y en consecuencia, los coeficientes son la transformada directa de la señal OFDM.

Es por esto, por lo que en los procesos de modulación y demodulación, se aprovecha esta peculiaridad característica de OFDM, y se llevan a cabo en tiempo discreto mediante los algoritmos IFFT y la FFT [40] respectivamente. Con ello se soluciona el problema anterior, ya que solo se requiere de una cadena de transmisión para modular y demodular todas las portadoras. Además, se consigue de esta manera una solución a la implementación de una manera elegante y computacionalmente eficiente.

Quizá la característica que más diferencia a OFDM de otros procedimientos de multiplexación en frecuencia es la ortogonalidad, pues el “espaciamiento adecuado” entre portadoras es en este caso, un espaciamiento óptimo en que la separación espectral entre portadoras consecutivas es siempre la misma e igual al inverso del período de símbolo. Viendo una señal OFDM en el tiempo se aprecia que en el período de la portadora más baja caben varios de las otras portadoras, alineadas todas en fase; mientras que en la

representación espectral el máximo de cada portadora coincide con un nulo de las demás.

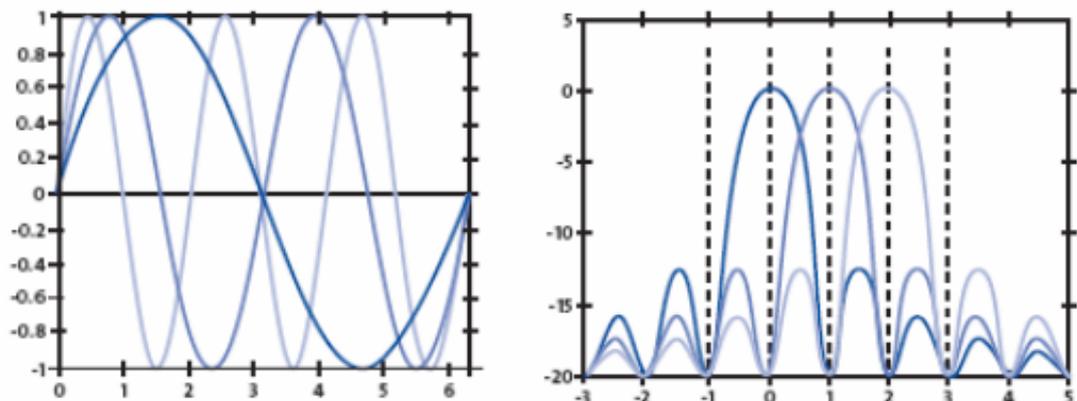


Figura 22 - Representación Temporal y Frecuencial de la señal OFDM

Fuente: IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. Initial OFDM

Para conseguir una alta eficiencia espectral, las respuestas en frecuencia de los subcanales están superpuestas y son ortogonales. Al ver una señal OFDM en el tiempo se aprecia que en el período de la portadora más baja caben varios períodos de las otras portadoras, alineadas todas en fase; mientras que en la representación espectral el máximo de cada portadora coincide con un nulo de las demás, como podemos observar en la Figura 23.

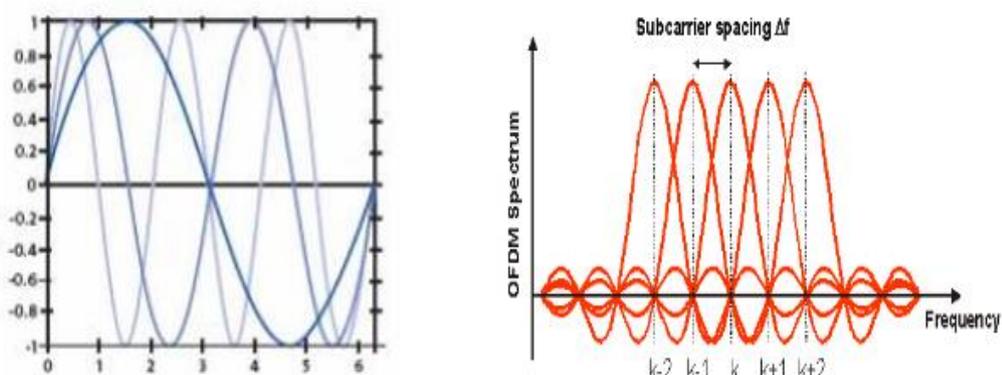


Figura23 - Representación Temporal y Frecuencial de la señal OFDM

Fuente: IEEE 802.16 *Broadband Wireless Access Working Group. Initial OFDM*

b) Ventajas e Inconvenientes

Ventajas:

b.1 Elevada eficiencia espectral: como utiliza múltiples portadoras que pueden estar ubicadas en un ancho de banda muy reducido, conseguimos transmitir elevadas tasas de información por segundo y por ancho de banda.

b.2 Implementación sencilla: al usar la FFT y la IFFT se reduce la complejidad del transmisor y el receptor.

b.3 Ecuación simplificada: debido a la banda extremadamente estrecha de cada portadora, los símbolos de datos transmitidos experimentan desvanecimiento plano, por eso la ecualización y la estimación de canal son más sencillos.

b.4 Resistencia ante interferencia multitrayecto: si un determinado rango de frecuencias sufre interferencias severas, dicho rango puede ser deshabilitado para la transmisión.

b.5 Posibilidad de variar las velocidades: superior e inferior, según el empleo de más o menos portadoras en función del propósito de la comunicación.

b.6 Menor sensibilidad a la sincronización temporal: gracias a los prefijos cíclicos, la sensibilidad de OFDM a los errores de sincronización en el tiempo es reducida respecto a las modulaciones monoportadoras.

b.7 Resistencia a ISI y a ICI: al dividir un flujo de alta velocidad en flujos de tasa más baja, el tiempo de símbolo se hace más largo y resistente a la dispersión del retardo. Al introducir además, el prefijo cíclico, se evita el ISI (actúa como espacio de guarda) e ICI (mantiene la ortogonalidad de las subportadoras).

Inconvenientes:

b.8 Sensibilidad al offset en frecuencia:son altamente sensibles al offset en frecuencia y a los ruidos de fase.

b.9 Impacto de la distorsión no lineal: la presencia de una distorsión no lineal en la cadena de transmisión afectan de manera crítica las prestaciones de estos sistemas imponiendo severos límites a su viabilidad. Por ello, cobran gran importancia los circuitos de compensación que se estudian en el apartado siguiente.

b.10 El prefijo cíclico: supone un coste en energía que acaba representando una menor eficiencia en energía.

b.11 Alta relación *Peak Average Power Ratio* (PAPR): es decir, una gran diferencia entre la potencia máxima y la potencia media de la señal modulada, lo que dificulta la elección de un punto de trabajo en potencia, condicionando aún más el problema de las no linealidades.

c) Modelado general de un sistema OFDM

En la práctica, los sistemas OFDM se implementan usando una combinación de transformada rápida de Fourier (FFT) [40] y Transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) bloques que son matemáticamente equivalentes versiones de la DFT y la IDFT, respectivamente, pero más eficiente de implementar.

Comprendiendo la base de que está transformada toma un número definido de muestras N_{FFT} en el tiempo y nos da como resultado N_{FFT} muestras en el dominio de la frecuencia, ahora podemos observar su aplicación en OFDM.

Al requerir OFDM una señal que sea la sumatoria de señales tales que, en el dominio de la frecuencia correspondan a frecuencias adyacentes y con una separación constante. Es exactamente esta la disposición de la información del contenido espectral que nos ofrece la FFT. Entonces, más bien, para la generación y transmisión de OFDM, deberemos usar la IFFT, puesto que el paso previo será el hacer un mapeo del contenido de cada su portadora para que luego la transformada inversa convierta esto en la muestras de una señal en tiempo. Luego de la transmisión, es la FFT quien hace el trabajo de separar los datos entre subportadoras en el lado del demodulador. Véase en la Figura 24.

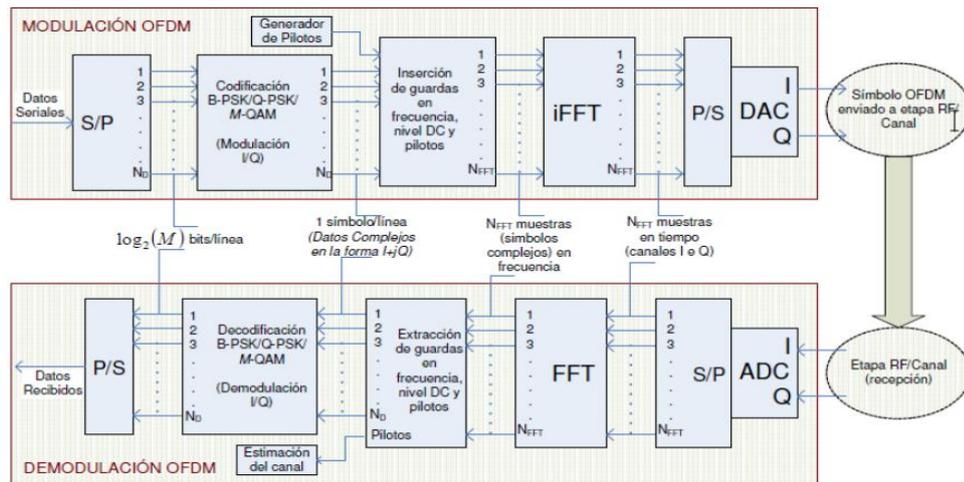


Figura 24 - Diagrama de Bloques IFFT y FFT en OFDM

Fuente: *High-Speed Wireless OFDM. Communications Systems, White Paper*

Vamos a desarrollar analíticamente la señal OFDM en transmisión y en recepción, tanto en tiempo continuo y como en tiempo discreto.

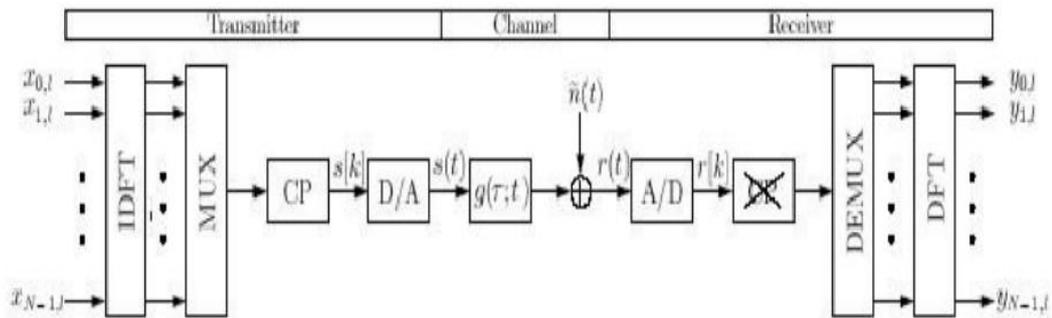


Figura 25 - Esquema del sistema OFDM en banda base

Fuente: *High-Speed Wireless OFDM. Communications Systems, White Paper*

Para este sistema tendremos en cuenta las siguientes suposiciones:

- El uso de un prefijo cíclico.
- La respuesta impulsiva del canal tiene una duración inferior a la del prefijo cíclico.
- El transmisor y el receptor están perfectamente sincronizados.
- El canal introduce ruido complejo, aditivo y *Gaussiano*.

- **Modelo del sistema en tiempo continuo**

Los primeros sistemas OFDM no empleaban modulación ni demodulación digital. Por ello, el modelo de tiempo continuo para OFDM, que casi nos limitaremos a nombrar, al no estar muy en consonancia con el resto del trabajo global que se pretende exponer puede ser considerado como el sistema OFDM ideal, que en la práctica es sintetizado digitalmente.

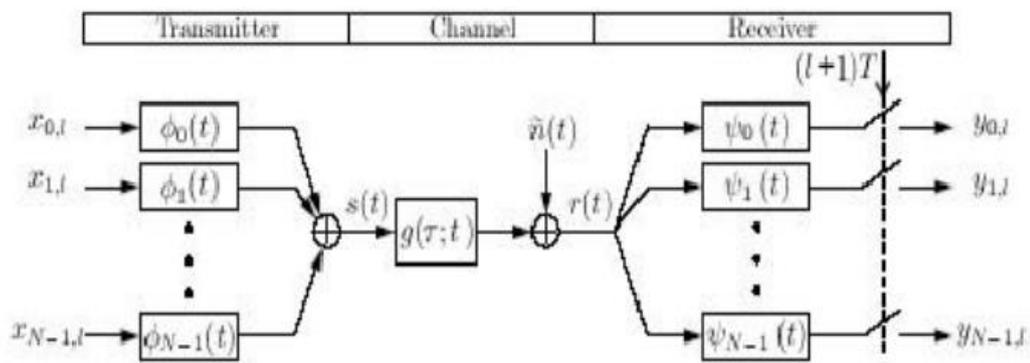


Figura 26 - Modelo del sistema OFDM en tiempo continuo

Fuente: *High-Speed Wireless OFDM. Communications Systems, White Paper*

Tuvo poca aceptación por la dificultad que suponía disponer tanto en el transmisor como en el receptor sendos bancos de osciladores perfectamente sintonizados y sincronizados. Se puede considerar como la idea sobre la que se construyó el sistema OFDM digital que actualmente se emplea (sistema OFDM digital en tiempo discreto).

- **Modelo del sistema en tiempo discreto**

En la Figura 27, vemos un sistema OFDM en tiempo discreto que al comparar con el modelo en tiempo continuo observamos que el modulador y el demodulador son reemplazados por módulos de IFFT y de FFT respectivamente, y el canal es una convolución en tiempo discreto. Por lo que la principal diferencia es que sustituimos las

integrales por sumatorios, ya que el tratamiento que se le hace al CP es idéntico en los dos esquemas.

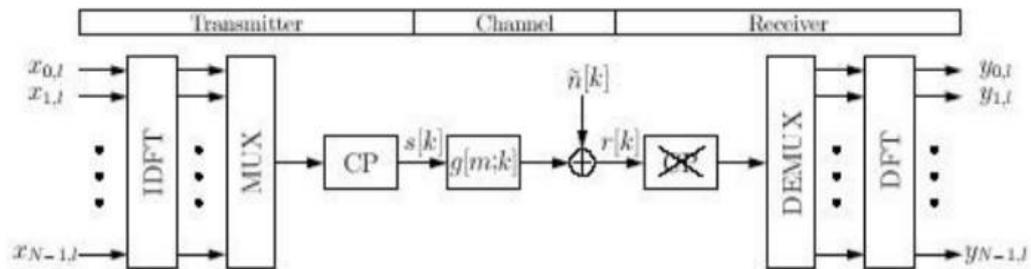


Figura 27 - Esquema del sistema OFDM en tiempo discreto

Fuente: *High-Speed Wireless OFDM. Communications Systems, White Paper*

Como se aprecia en la Figura 27, la secuencia de símbolos de entrada procedentes del mapeador se agrupa en bloques de N símbolos de datos denotados por, $x_m = [x_{0,l}, x_{1,l}, \dots, x_{N-1,l}]$. A continuación, se aplica la transformada N -IDFT y se le añade un prefijo de longitud N_{cp} para crear el símbolo OFDM. El resultado es una señal en banda base discreta en el tiempo del m -ésimo símbolo OFDM, que se puede escribir como:

$$s_m(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,m} e^{\frac{j2\pi k(n-N)}{N}} & \text{si } n \in [0, N + N_{cp} - 1] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

Donde n es el índice de tiempo discreto.

La señal completa en el tiempo $s(n)$ es la concatenación de todos los símbolos OFDM.

Esto sería lo siguiente:

$$s(n) = \sum_{m=0}^{\infty} s_m(n - m(N + N_{cp}))$$

En general, la señal recibida es la suma de la convolución lineal con la respuesta discreta al impulso del canal $g(n)$, el ruido blanco *gaussiano* y aditivo $n(n)$. Se suponen transmisor y receptor perfectamente

sincronizados. Basándonos en el hecho de que el prefijo cíclico es suficientemente largo como para ajustarse a la respuesta impulsiva del canal, es decir, $g(n) = 0$ para $n < 0$ y $n > N_{cp}-1$, podemos escribir:

$$r(n) = \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} g(\eta) s(n - \eta) + n(\eta)$$

En el receptor, la secuencia recibida es separada en bloques de longitud $N+N_{cp}$, de los que se descarta el prefijo cíclico de cada uno de ellos. Así resulta el vector r_m .

El símbolo de datos recibidos $y_{m,k}$ se obtiene aplicando Transformada Discreta de Fourier (DFT) a este vector r_m , quedando $y_{m,k}$:

$$y_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2k\pi n/N}$$

Sustituyendo $r(n)$ de la ecuación anterior a esta ecuación, nos queda la expresión en función de la señal transmitida y el ruido:

$$y_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} g(\eta) s_m(N_{cp} + n - \eta) \right) e^{-j2k\pi n/N} + \sum_{n=0}^{N-1} n(n) e^{-j2k\pi n/N}$$

Sustituyendo ahora $s_m(n)$ de la ecuación inicial, y denominando $n_{k,n}$ a la muestra k -ésima del ruido $n(n)$ (que será una muestra blanca y gaussiana como el ruido del que procede), resulta:

$$y_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} g(\eta) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,m} e^{j2\pi k(n-\eta)/N} \right) e^{-j2\pi kn/N} + n_{k,n}$$

Como $g(\eta) = 0$ para todo $\eta > N_{cp}-1$, η debe tomar valores de $[0, N-1]$ en lugar de $[0, N_{cp}-1]$. Con esto, y reordenando y agrupando todas las fórmulas anteriores, tenemos:

$$y_{k,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{\eta=0}^{N-1} g(\eta) e^{-\frac{j2\pi k\eta}{N}} \right) x_{k,m} e^{j2\pi kn/N} \right) e^{-j2\pi kn/N} + n_{k,n}$$

Resolviendo las ecuaciones anidadas, obtenemos como resultado final:

$$y_{m,k} = h_k x_{k,m} + n_{k,m}$$

Esta ecuación indica que el símbolo recibido $y_{m,k}$, es igual al símbolo transmitido, multiplicado por el coeficiente de la transformada de la respuesta del canal h_k , sumado a la contribución de la transformada del ruido $n_{k,m}$, lo que implica que el símbolo recibido solo depende de ese instante y no de instantes anteriores.

Enfocando el estudio del sistema de una forma más analítica, la entrada en el receptor es la convolución lineal de la señal transmitida por el canal, más el ruido. Desde el punto de vista del receptor, el uso de un CP con una longitud mayor que la del canal, implica la transformación de la convolución lineal en una convolución circular. De esta manera, podemos expresar el sistema OFDM completo como:

$$y_l = DFT(IDFT(x_l) \odot g_l + \tilde{n}_l) = DTF(IDTF(x_l) \odot g_l) + \tilde{n}_l$$

Donde y_l contiene los N datos recibidos, x_l los N puntos pertenecientes a la constelación en el transmisor, de la misma manera que g_l es la respuesta impulsiva del canal (rellenada de ceros hasta obtener la longitud N), y que \tilde{n}_l es el ruido introducido por el canal.

Como el ruido lo consideramos blanco y *gaussiano*, entonces el término $n_l = DFT(\tilde{n}_l)$ representa un ruido gaussiano incorrelado.

Así la DFT de la convolución circular de dos señales es equivalente al producto de las transformadas de cada una de las señales de forma individual. Denotando al producto elemento a elemento como “ \bullet ” podemos escribir:

$$y_l = x_l \bullet DTF(g_l) + n_l = x_l \bullet h_l + n_l$$

Donde $h_l = DFT(g_l)$ es la respuesta en frecuencia del canal. Así hemos encontrado el mismo tipo de sistema que en el caso frecuencial con la única diferencia de que la atenuación del canal h_l viene dada por la DFT de N puntos del canal discreto, en lugar de la respuesta frecuencial dada por $h_l = G(k'W/N)$; es decir, lo que sería la Transformada de Fourier de $g(\tau)$.

- **Espectro de la señal OFDM**

Las señales **QPSK/QAM** producen un espectro en la frecuencia, cuyo ancho de banda se puede expresar como $BW = 2(1+\alpha) R_s$. En OFDM, las portadoras adyacentes, pueden solaparse tal y como se ve en la Figura 28.

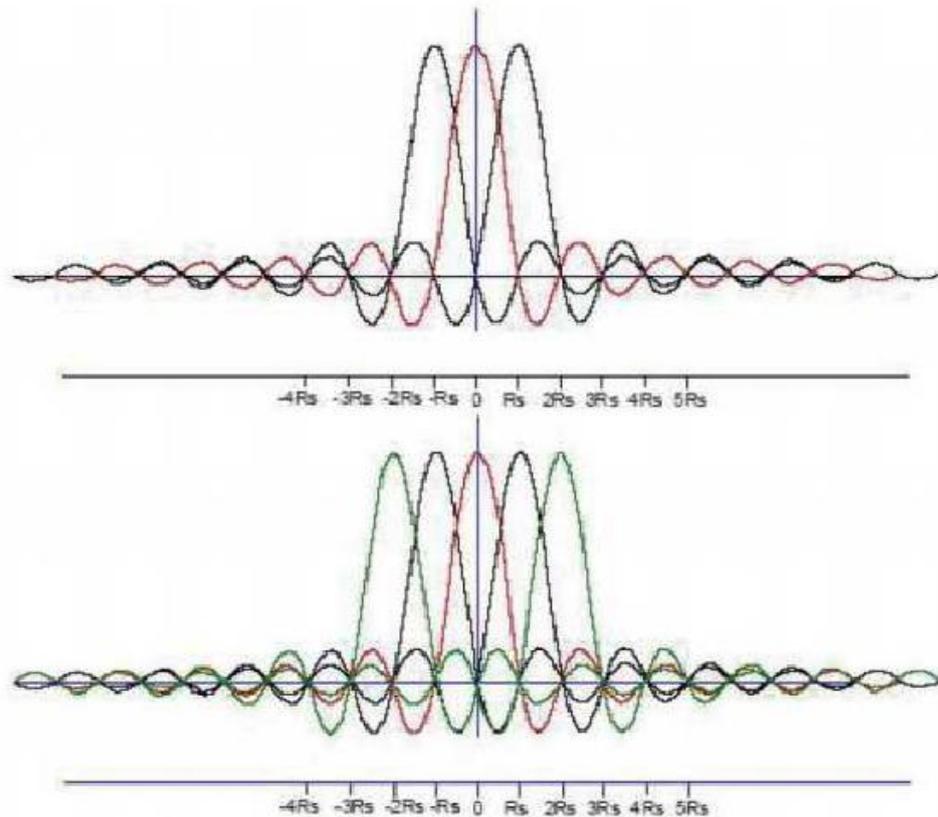


Figura 28 - Espectro señal OFDM con 3 y 5 portadoras respectivamente

Fuente: IEEE 805.16 *Broadband Wireless Access Working Group. Inijial OFDM*

Así, la suma de N portadoras, permite ahora transmitir N cadenas de transmisión sobre un ancho de banda de $BW = (N+1) R_s$. Esto supone una eficiencia espectral de $N/N+1$ por símbolo para el caso de N portadoras, creciendo con el valor de N , hasta conseguir una eficiencia espectral que es prácticamente el doble de la de las señales QPSK/QAM para valores grandes de N .

- **Intervalo de guarda y del prefijo cíclico**

Una de las mayores ventajas de OFDM es su eficiencia atajando los efectos que produce el canal multitrayecto. En la mayoría de aplicaciones de OFDM, se inserta un intervalo de guarda entre los símbolos OFDM para prevenir las interferencias intersímbolo (**ISI**), que posteriormente será eliminado en recepción.

Este intervalo de guarda se elige con duración mayor que el máximo retardo de entre todos los recibidos del mismo símbolo, de forma que las componentes debidas al retardo de un símbolo no interfieran en el siguiente. Consiste normalmente en una sucesión de ceros.

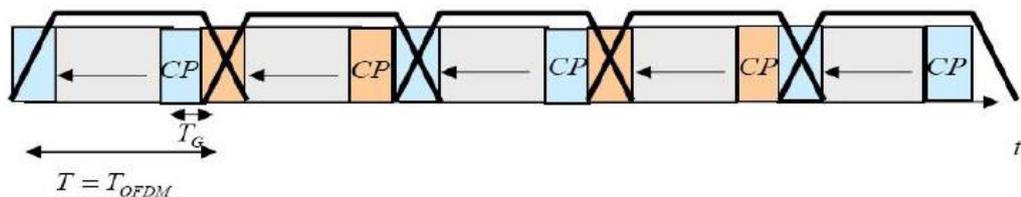


Figura 29 - El intervalo de guarda protege de la Interferencia Intersímbolo (ISI)

Fuente: *Implementing OFDM Using Altera Intellectual Property, White Paper*

Sin embargo, en ese caso, mientras que la ISI no afecta, la interferencia interportadora (ICI) puede causar la pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras. Para anticiparnos al problema de la ICI, normalmente el símbolo OFDM se extiende cíclicamente en el intervalo de guarda. Así, cualquier replica directa o retrasada de la señal continuará teniendo un número entero de ciclos. Esto asegura la ortogonalidad de los distintos subcanales siempre que el retardo sea menor al intervalo de guarda elegido. La extensión cíclica se implementa como un prefijo cíclico (**CP**) tal y como se muestra en la Figura 30 del símbolo OFDM extendido.

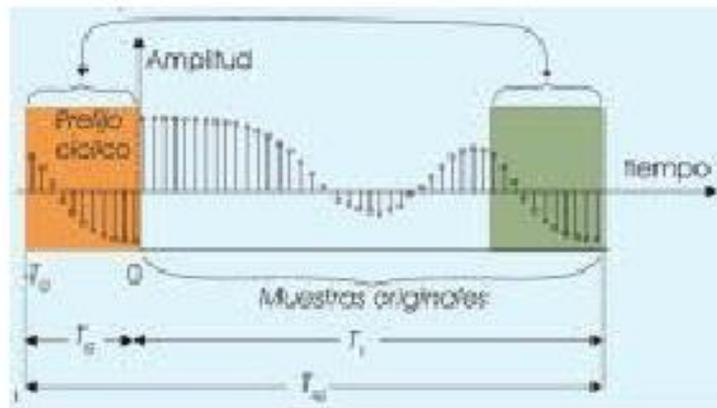


Figura 30 - Adición del Prefijo Cíclico

Fuente: *Implementing OFDM Using Altera Intellectual Property, White Paper*

La duración del prefijo Cíclico CP lo definimos (en número de muestras) por el entero N_{cp} , que debe ser mayor que la longitud de la respuesta al impulso del canal para evitar efectivamente ISI e ICI. Se copian y pegan al principio los N_{cp} últimos bits del símbolo.

La energía que se debe transmitir incrementa con la longitud del prefijo cíclico. La pérdida en SNR debida a la inserción del CP podemos calcularla como:

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} \left(\frac{N_0}{N_0 + N_{cp}} \right)$$

Donde N_{cp} es la longitud del prefijo cíclico y $N = N_0 + N_{cp}$, siendo N_0 la longitud original del símbolo OFDM.

Si la longitud de CP es mayor que el retardo no se presenta ISI e ICI.

- **Tasa de error de bits para canales AWGN**

Un aspecto importante en los moduladores OFDM es determinar la probabilidad de error que existe en un sistema OFDM.

Para ello definimos los siguientes parámetros, T_0 como la duración del símbolo original OFDM, T_{cp} como la duración del prefijo cíclico, y $T = T_0 + T_{cp}$ como la duración total del símbolo OFDM. De esta manera,

asumiendo que el receptor conoce con exactitud el tiempo de enventanado de la DFT, la salida del proceso de la DFT para la k -ésima subportadoras en el intervalo $[iT + T_{cp}, (i + 1)T]$ será:

$$Y_{ki} = \frac{1}{T_0} \int_{iT+T_{cp}}^{(i+1)T} Y(t) e^{j2\pi\frac{W}{N}k(t-iT)} dt$$

La ecuación muestra que la señal recibida es integrada sobre el periodo de símbolo completo considerado. Por consiguiente, en un canal AWGN, es preciso tener en cuenta la pérdida de energía debida a la inserción del intervalo de guarda, ya que esta energía no es utilizada para la detección.

Se utilizará a modo de ejemplo el caso de una BPSK/QPSK. En este proceso, la curva del error de una OFDM vendrá dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{Y_b'}) \quad , \quad Y_b' = \frac{T_0}{T_0 + T_{cp}} Y_b = \frac{T_0}{T_0 + T_{cp}} \frac{E_b}{N_0}$$

Donde erfc es la función complementaria del error, E_b es la energía de bit y N_0 la magnitud del ruido.

- **Símbolos Pilotos**

Una vez que los datos son codificados para ser transmitidos por múltiples antenas es necesario convertirlos a una señal paralela para que estos sean modulados en múltiples portadoras ortogonales. La modulación OFDM consiste en codificar la señal de tal forma que esta sea representada por diversos símbolos ortogonales que pueden ser transmitidos de forma simultánea aumentando la tasa de transmisión del sistema.

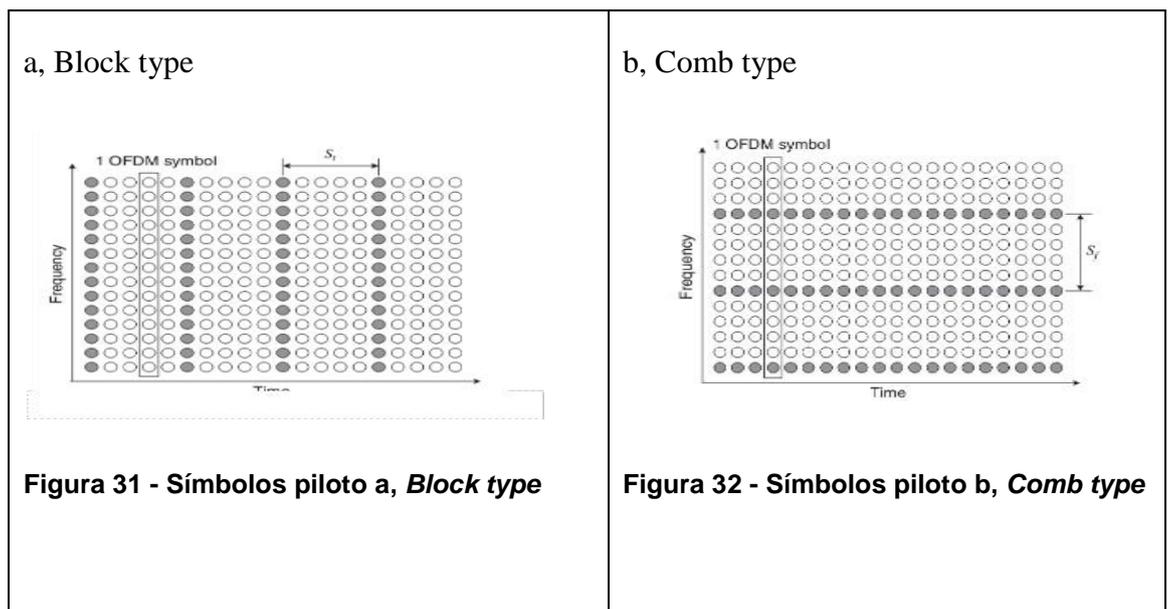
El modulador OFDM se constituye por una serie de símbolos que contienen la información. Unos símbolos pilotos que son insertados de forma específica para efectos de estimación de canal y una banda de guarda que elimina la interferencia de canal adyacente (del inglés *Adjacent Channell Interference - ACI*) causada por potencias de señales fuera de banda y además añade a la señal un intervalo de guarda en forma de prefijo cíclico (*Cyclic Prefix - CP*), sufijo cíclico

(*Suffix Prefix - SP*), o relleno de ceros (*Zero Padding - ZP*) contribuye a eliminar la interferencia inter-símbolo (*Intersymbol Interference - ISI*) que es la generada por un símbolo OFDM a símbolos subsiguientes.

Un piloto es un símbolo conocido que insertamos en determinadas posiciones de la señal OFDM para obtener información de las características de la transmisión. Una forma eficiente de conseguir una actualización continua de la estimación del canal es transmitir símbolos pilotos en lugar de datos en ciertas posiciones del espacio frecuencia-tiempo de un sistema OFDM.

Existen tres tipos de estructuras definidas que son, **Block type** en el que los símbolos son insertados en todas las subportadoras de un símbolo OFDM en espacios de forma periódica; **Combtype** en el que son ubicados en subportadoras separadas entre sí por n subportadoras, y **Latticetype** en el que los símbolos pilotos son arreglados por subportadoras de un símbolo, pero también por espacios.

En las Figuras 31-32 se muestran símbolos OFDM situados en portadoras pilotos de manera dispersa y continua.



En ocasiones, para estos símbolos especiales de identificación del canal, se eligen subportadoras con alguna peculiaridad, como subportadoras con mayor potencia, tal como indica el estándar europeo de DVB-T. En general, el canal se puede ver como una señal 2-D (tiempo y frecuencia) que es muestreada en las posiciones de los pilotos y las atenuaciones entre ellos se estiman por interpolación.

Para generar un símbolo OFDM conformadas por subportadoras se realiza la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) a la señal de información.

En la Figura 33 se muestra un esquema del modulador CP OFDM.

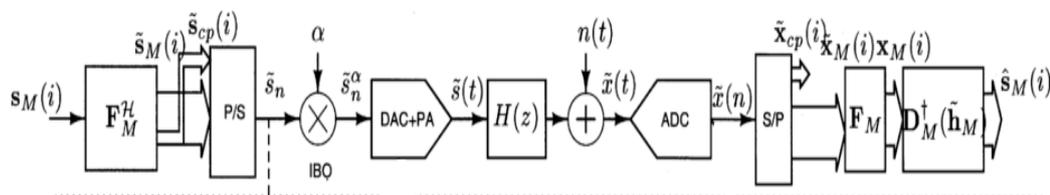


Figura 33 - Esquema del modulador CP-OFDM en canal AWGN

Fuente: Haykin, S. 2001. *Communication System. 4th Ed.* JhonWiley

Se determina a $S_M(i)$ como vector de información de tamaño $M \times 1$. Este símbolo es codificado por la matriz IFFT $F_M^H = 1/\sqrt{M} (W_M^{mk})^H$, donde $0 \leq m \leq M$, $0 \leq k \leq M$ y $W_M = e^{-j(2\pi/M)}$. En este bloque la señal de información en el dominio de la frecuencia $S_M(i)$ es convertida al dominio del tiempo, definido por el vector $\check{S}_M(i)$. Entonces un prefijo cíclico de longitud D es insertado entre cada $\check{S}_M(i)$, obteniendo como resultado el vector $\check{S}_{cp}(i)$ que incluye la extensión cíclica y es transmitida al canal de comunicaciones. El total de número de muestras transmitidas en el dominio del tiempo por cada vector de información es $P = M + D$.

Se define a la matriz F_{cp} de tamaño $M \times D$ formada por las últimas D columnas de $F_M = (F_M^H)^{-1}$. Entonces se define $F_{cp} = [\check{F}_{cp}, F_M]^H$ correspondiente a la combinación de la modulación multiportadora y a la inserción del prefijo cíclico.

El Bloque de símbolos a ser transmitidos está dado por la ecuación 2.0

$$\check{S}_{cp}(i) = F_{cp} S_M(i) \quad 2.0$$

Cada vector $\check{S}_{cp}(i)$ es serializado y convertido a la señal analógica por un convertidor D/A obteniéndose la señal \hat{S}_n . Se considera al canal como selectivo en frecuencia con desvanecimiento, el cual es modelado con un filtro FIR cuya respuesta impulsiva es expresada como un vector columna $\hat{h} = [h_0, \dots, h_{M-1}]$. Y con un ruido aditivo blanco *gaussiano* (AWGN) $n(t)$ de varianza σ_n^2 . En la práctica el sistema debe ser diseñado tal que $M \geq D \geq L$, donde L es el orden del canal y se establece que $h_J = 0$, y $J > L$. Además, no se conoce al canal h en el receptor. De esta manera la expresión del i -ésimo símbolo OFDM recibido está definido por la ecuación 2.1

$$\check{X}_{cp}(i) = H_{ISI} F_{cp} S_M(i) + H_{IBI} S_M(i-1) + n_p(i) \quad 2.1$$

Donde H_{ISI} es la $P \times P$ matriz triangular inferior *Toeplitz*, con su primera columna.

$[h_0 \dots h_L 0 \dots 0]^T$ y representa la interferencia inter-simbólica. La matriz H_{IBI} es la $P \times P$ matriz triangular superior *Toeplitz*, con su primera fila $[0 \dots 0 h_L \dots h_1]^T$ y representa la interferencia en el tiempo entre dos símbolos transmitidos sucesivamente. El vector $n_p(i)$ es el ruido AWGN de varianza σ_n^2 del i -ésimo símbolo transmitido.

El método de ecualización para CP-OFDM se basa en el empleo de las propiedades de matrices circulares, las cuales pueden ser diagonalizadas por el pre y post multiplicación de la matriz IFFT. Luego de remover el prefijo cíclico en el receptor y dado que el orden del canal satisface $L \leq D$. La ecuación 2.2 se reduce a:

$$\check{X}_{cp}(i) = CM(\hat{h}) F_{cp} S_M(i) + n_M(i) \quad \dots 2.2$$

Donde $CM(\hat{h})$ es una matriz circular $M \times M$, con primera fila

$$CM(\hat{h}) = Circ_M(h_0 0 \dots 0 h_L \dots h_1) \quad n_M(i) = [n(iP + P - 1)]^T$$

Después de la demodulación de la señal recibida mediante la matriz FFT, la señal resultante en “el dominio de la frecuencia”, es dada por la ecuación 2.3

$$\begin{aligned} X_M(i) &= F_{MC_M}(\hat{h})F_M^H S_M(i) + F_M n_M(i) \\ &= \text{diag}(H_0 \dots H_{M-1})S_M(i) + F_M n_M(i) \\ &= D_M(\hat{h}_M)S_M(i) + \check{n}_M(i) \end{aligned} \quad \dots 2.3$$

Dónde $\hat{h}_M = [H_0 \dots H_{M-1}]^T = \sqrt{MF_M} \hat{h}$ y según los valores de: $H_K = H(2\pi K/M) = \sum_1^L = h_1 e^{-j2\pi K l/M}$, se obtiene la función de transferencia del canal en la k-exima subportadora. Además, $D_M(\hat{h}_M)$ es una matriz diagonal con \hat{h}_M en su diagonal. Finalmente, la ecualización es llevada a cabo por la multiplicación de $D_M^\dagger(\hat{h}_M)$ a la señal obtenida en 2.3 la ecuación final se observa en 2.4

$$\begin{aligned} D_M^\dagger(\hat{h}_M)X_M(i) &= D_M^\dagger(\hat{h}_M) D_M(\hat{h}_M)S_M(i) + D_M^\dagger(\hat{h}_M)\check{n}_M(i) \\ S_M(i) &= S_M(i) + D_M^\dagger(\hat{h}_M)\check{n}_M(i) \end{aligned} \quad \dots 2.4$$

Símbolos

Dónde:

$(.)^H$: Conjugada transpuesta o transpuesta Hermitiana

$(.)^T$: Matriz transpuesta

$(.)^\dagger$: Pseudo inversa de *Moore-Pen rose*

3.1.2 Sistema Receptor

Su función es extraer del canal la señal transmitida. La operación central que realiza es la demodulación (proceso inverso a la modulación).

En esta sección se mostrarán algunas técnicas de decodificación MIMO, algoritmos de corrección de errores y técnicas de demodulación OFDM, utilizadas típicamente en un sistema MIMO-OFDM, tal

como se aprecia en la Figura 34 donde se presenta la estructura básica de un sistema de recepción:

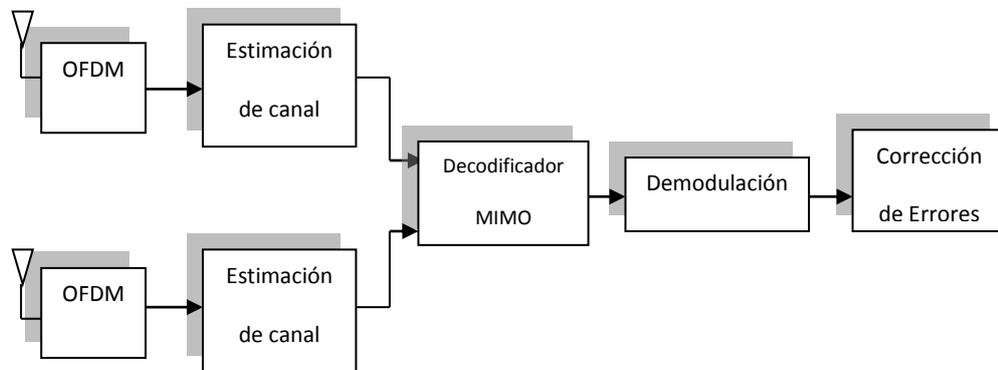


Figura 34 - Sistema de Recepción Básico

Elaboración: Los autores.

3.1.2.1 Estimación de Canal

La información del estado del canal en los sistemas de comunicación MIMO-OFDM se requiere para la codificación espacio-temporal en el transmisor y durante el proceso de detección de la señal en el receptor. La precisión en la estimación del canal afecta directamente el desempeño del sistema MIMO-OFDM en su totalidad.

Los símbolos piloto insertados en la señal transmitida son utilizados entonces para obtener de allí las ganancias de trayectoria de la señal captadas por cada antena receptora. Una de las estructuras generalmente utilizadas en sistemas MIMO-OFDM se muestra en la Figura 35.

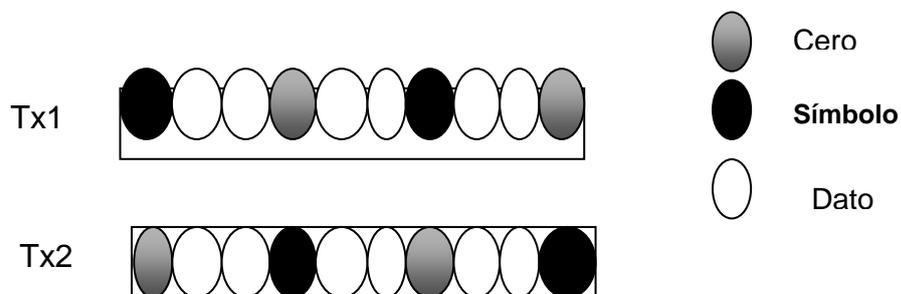


Figura 35 - Estructura de símbolos piloto para múltiples antenas Tx

Fuente: Cordova, H.; Boets, P.; Van Biesen, L. 2005. *Insight Analysis into WI - MAX*

En esta estructura los símbolos piloto están ordenados de forma periódica, e intercalados con símbolos de valor cero, y esta periodicidad depende de la rapidez con que cambia el canal de comunicaciones. Los símbolos de color gris que representan un cero en la señal son colocados para cancelar una de las ganancias de trayectoria del canal.

3.1.2.2 El Decodificador MIMO

Los símbolos enviados por las antenas en el transmisor y recibidas en el receptor deben ser decodificadas de acuerdo a la forma como fueron codificadas. La decodificación de códigos Alamouti es realizada de acuerdo a la cantidad de antenas en el transmisor ($n = \#$ antenas en el transmisor) y en el receptor ($m = \#$ antenas en el receptor). Además, existen métodos de estimación de símbolos como *Zero Forcing* (ZF), *Minimum Mean Square Error* (MMSE) y *Maximum Likelihood* [42] [43]. Se usó el criterio de MMSE el cual minimiza el error cuadrático medio de la señal. La idea es incluir en el proceso de detección la información del ruido interferente en la transmisión. En estos esquemas se propone extender la matriz de canal H a una matriz H_α de $N+M$ filas y N columnas mediante:

$$H_\alpha = \begin{pmatrix} H \\ \sqrt{\alpha}I \end{pmatrix} \dots \dots (1.4)$$

La estimación MMSE proporciona la siguiente solución.

$$\hat{S} = [H_\alpha^\dagger y] A^N \dots \dots (1.5)$$

Donde $\alpha = 1/\rho$ siendo ρ el valor del SNR de la transmisión. La complejidad computacional del método MMSE está condicionada fundamentalmente por el cálculo de la pseudoinversa en cada interacción. Cuando $M = N$, se necesita calcular la pseudoinversa de una serie de matrices de dimensiones $M, N-1, \dots, 1$. La complejidad del cálculo de la pseudoinversa de esta serie de matrices tiene un orden $O(N^4)$ [22] un grado mayor que el orden de la complejidad del método ZF.

3.2 Análisis del Sistema OFDM-MIMO

3.2.1 Cálculo de la probabilidad promedio de error de Símbolo (P_e) a la salida del QAM

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right)$$

Dónde:

M = Nivel de modulación

E_0 = Energía de símbolo

N_0 = Densidad espectral de potencia del ruido

erfc = Función de error de correlación $\left(\operatorname{erfc}(u) = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu}} e^{-u^2} \right)$

Para 64-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 12 \text{ dB}$ calculamos la P_e

Primero calculamos $\frac{E_0}{N_0}$..., en valor entero tenemos:

$$\frac{E_b}{N_0} = 12 \text{ dB} = 10^{12/10} = 15.8$$

De la relación $\frac{E_0}{N_0} = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} = 3 * 15.8 = 47.74$

Reemplazando en la ecuación los valores hallados tenemos:

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{64}} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt{47.74})$$

$$P_e = 2(0.875) \operatorname{erfc}(\sqrt{47.74})$$

$$P_e = 1.75 \operatorname{erfc}(\sqrt{47.74})$$

Por tabla de la función de error complementaria tenemos un P_e aproximado

$$P_e \cong 6 * 10^{-6}$$

Para 64-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 17 \text{ dB}$ calculamos la P_e

$$\frac{E_b}{N_0} = 17 \text{ dB} = 10^{17/10} = 50.1$$

$$\frac{E_0}{N_0} = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} = 3 \cdot 50.1 = 150.4$$

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{64}} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt{150.1})$$

$$P_e = 2(0.875) \operatorname{erfc}(\sqrt{150.1})$$

$$P_e = 1.75 \operatorname{erfc}(\sqrt{150.1})$$

Por tabla de la función de error complementaria tenemos un P_e aproximado

$$P_e \cong 6 \cdot 10^{-4}$$

Realizaremos una tabla de BER vs $\frac{E_b}{N_0}$

Tabla 1. Relación de BER vs E_b/N_0 para modulación 64-QAM

E_b / N_0	12	17	19	20	21	22
BER	$6 \cdot 10^{-2}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-10}$	$6 \cdot 10^{-12}$

Elaboración: los autores

Para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 16 \text{ dB}$ calculamos la P_e

Primero calculamos $\frac{E_0}{N_0}$..., en valor entero tenemos:

$$\frac{E_b}{N_0} = 16 \text{ dB} = 10^{16/10} = 39.8$$

De la relación $\frac{E_0}{N_0} = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} = 8 \cdot 39.8 = 318.4$

Reemplazando en la ecuación los valores hallados tenemos:

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{256}} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt{318.4})$$

$$P_e = 2(0.93) \operatorname{erfc}(\sqrt{318.4})$$

$$P_e = 1.875 \operatorname{erfc}(\sqrt{318.4})$$

Por tabla de la función de error complementaria tenemos un P_e aproximado

$$P_e \cong 8 \cdot 10^{-6}$$

Para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 21 \text{ dB}$ calculamos la P_e

$$\frac{E_b}{N_0} = 17 \text{ dB} = 10^{21/10} = 125$$

$$\frac{E_0}{N_0} = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} = 3 * 125 = 375$$

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{256}} \right) \text{erfc}(\sqrt{375})$$

$$P_e = 2(0.93) \text{erfc}(\sqrt{375})$$

$$P_e = 1.875 \text{erfc}(\sqrt{375})$$

Por tabla de la función de error complementaria tenemos un P_e aproximado

$$P_e \cong 8 * 10^{-4}$$

Para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 23 \text{ dB}$ calculamos la P_e

$$\frac{E_b}{N_0} = 17 \text{ dB} = 10^{23/10} = 199.5$$

$$\frac{E_0}{N_0} = \log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} = 8 * 199.5 = 1596$$

$$P_e = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{256}} \right) \text{erfc}(\sqrt{1596})$$

$$P_e = 2(0.875) \text{erfc}(\sqrt{375})$$

$$P_e = 1.75 \text{erfc}(\sqrt{375})$$

Por tabla de la función de error complementaria tenemos un P_e aproximado

$$P_e \cong 8 * 10^{-6}$$

Realizaremos una tabla de BER vs $\frac{E_b}{N_0}$

Tabla 2. Relación de BER vs E_b/N_0 para modulación 256-QAM

E_b / N_0	16	21	23	25	26	27
BER	$8 * 10^{-2}$	$8 * 10^{-4}$	$6 * 10^{-6}$	$6 * 10^{-8}$	$6 * 10^{-10}$	$6 * 10^{-12}$

Elaboración: los autores

3.2.2 Cálculo de la probabilidad promedio de error de Bit (P_b) a la salida del QAM

Dado que P_e es la probabilidad promedio de error de símbolo, la probabilidad de error de bit está representado por:

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M}$$

Del cuadro anterior, Para 64-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 12dB$ calculamos la P_b

$$P_b = \frac{6 \cdot 10^{-2}}{\log_2 64}$$

$$P_b = 10^{-2}$$

Para 64-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 17dB$ calculamos la P_b

$$P_b = \frac{6 \cdot 10^{-4}}{\log_2 64}$$

$$P_b = 10^{-4}$$

Realizaremos una tabla de BER vs $\frac{E_b}{N_0}$

Tabla 3. Relación de BER vs E_b/N_0 para modulación 64-QAM

E_b / N_0	12	17	19	20	21	22
BER	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-12}

Elaboración: los autores

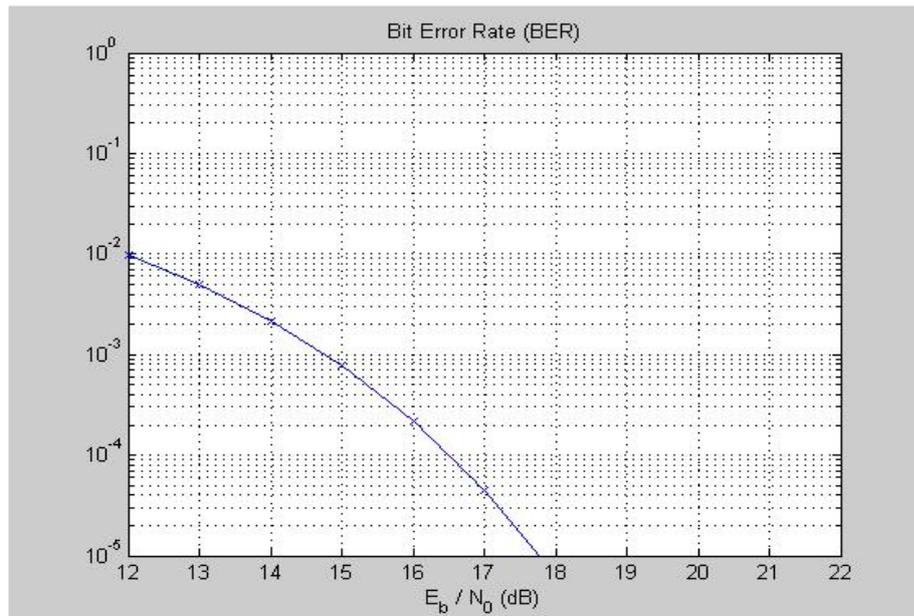


Figura 36 - Relación BER vs. E_b / N_0

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

Del cuadro anterior, para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 16dB$ calculamos la P_b

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M}$$

$$P_b = \frac{8 \cdot 10^{-2}}{\log_2 256}$$

$$P_b = 10^{-2}$$

Para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 21dB$ calculamos la P_b

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M}$$

$$P_b = \frac{8 \cdot 10^{-4}}{\log_2 256}$$

$$P_b = 10^{-4}$$

Para 256-QAM, para una $\frac{E_b}{N_0} = 23dB$ calculamos la P_b

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M}$$

$$P_b = \frac{8 \cdot 10^{-4}}{\log_2 256}$$

$$P_b = 10^{-4}$$

Realizaremos una tabla de BER vs $\frac{E_b}{N_0}$

Tabla 4. Relación de BER vs E_b/N_0 para modulación 256-QAM

E_b / N_0	16	21	23	25	26	27
BER	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-12}

Elaboración: los autores

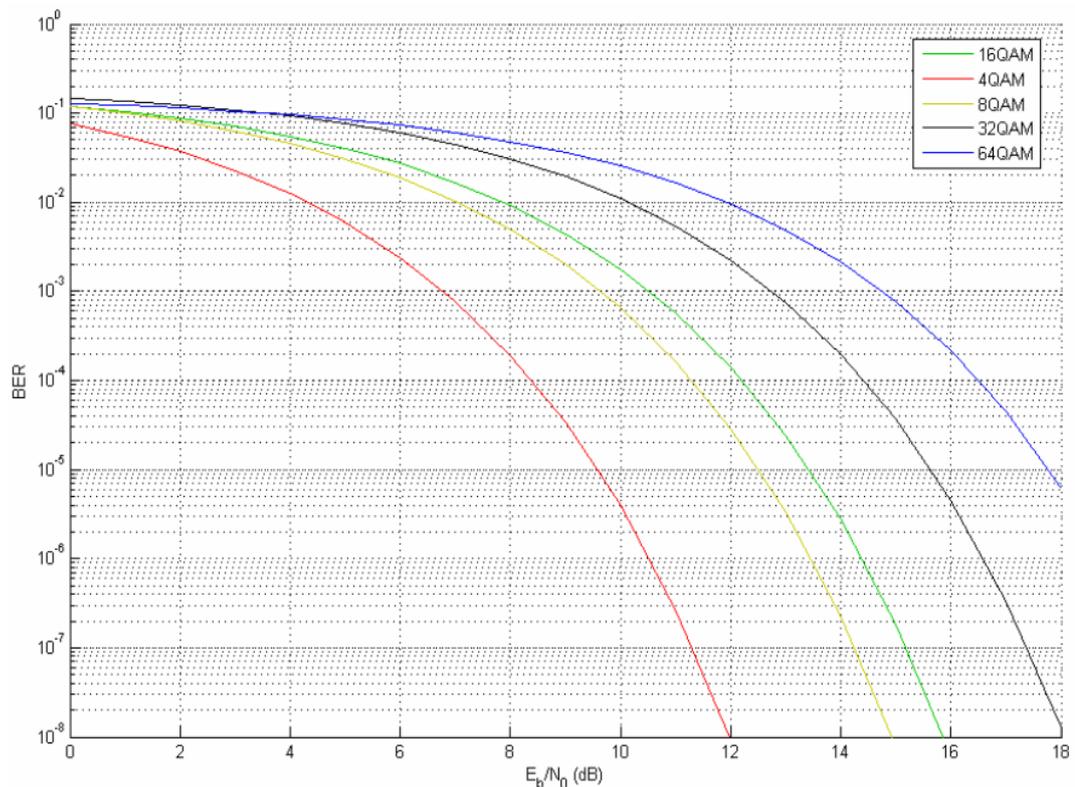


Figura 37 - Relación BER vs. E_b / N_0 . Para diferentes niveles de modulación QAM

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

En la figura podemos apreciar como al aumentar el tamaño del plano de constelaciones del modulador QAM varía su BER. Por ejemplo para obtener un BER de 10^{-2} con 4QAM se necesita una relación $\frac{E_b}{N_0}$ de 4.5 dB aproximadamente, mientras que para 8QAM se necesitará aproximadamente casi 7 dB y para 16QAM casi 8 dB con lo que se puede concluir que conforme aumenta el plano de constelaciones de QAM también

aumenta la relación $\frac{E_0}{N_0}$ para alcanzar un BER similar con un esquema QAM con un número menor de niveles.

3.2.3 Análisis de la Densidad Espectral de Potencia (DSP)

Dada una señal $S(t)$ podemos describirla en términos de sus componentes de fase y cuadratura como:

$$\begin{aligned} S(t) &= s_i(t)\cos(2\pi f_c T) - s_Q(t)\sen(2\pi f_c T) \\ &= R_e[\hat{S}(t)e^{(j2\pi f_c t)}] \end{aligned}$$

Donde $R_e[.]$ es la parte real de la expresión contenida en los paréntesis.

Se tiene que $\hat{S}(t) = s_i(t) + js_Q(t)$ y, $e^{(j2\pi f_c t)} = \cos(2\pi f_c T) + j \sen(2\pi f_c T)$

$\hat{S}(t)$ es la envolvente compleja de la señal modulada. Las componentes $s_i(t)$ y $s_Q(t)$ y también $\hat{S}(t)$ son señales paso bajas, determinemos $S_B(f)$ la densidad espectral de potencia de la envolvente compleja $\hat{S}(t)$, nos referiremos a $S_B(f)$ como la densidad espectral de potencia de banda base, la densidad espectral de potencia $S_s(f)$, de la señal pasobanda original $S(t)$ es una versión recorrida en frecuencia de $S_B(f)$ como se indica en la ecuación

$$S_s(f) = \frac{1}{4}[S_B(-f - f_c) + S_B(f - f_c)]$$

El cálculo de la PSD es necesario para calcular el ancho de banda de la señal, si $S_B(f)$ es la densidad espectral de potencia de la envolvente compleja $\hat{S}(t)$.

La densidad espectral de $S(t)$ es:

$$S(t) = R_e[\hat{S}(t)e^{(j2\pi f_c t)}] = S_s(f) = \frac{1}{4}[S_B(-f - f_c) + S_B(f - f_c)]$$

De donde para símbolos incorrelados de media cero y varianza σ_i^2

$$S_B(f) = \frac{\sigma_i^2}{T} |G_T(f)|^2$$

Dada la señal QAM:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t)$$

$$0 \leq t \leq T$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, M$$

Recordando la ecuación

La forma de pulso $g_t(t)$ para QAM rectangular en consecuencia

$$|G_T(f)|^2 = 2E_0 \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 = E_0 \text{sinc}^2(fT)$$

Las M posibles fases transmitidas son simétricas y supuestamente equiprobables por ello:

$$R_i(m) = \begin{cases} \sigma_i^2, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases}$$

Donde $\sigma_i^2 = 1$. El espectro de potencia del proceso banda base $S(t)$

$$S_B(f) = 2E_0 \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 = 2E_0 \text{sinc}^2(fT)$$

Cuadro de valores de la señal digital y DSP

Rb	Señalización	M	Ra(0)	Amplitud Fil. Tx	Amp.Port. Tx	Frec.Port. Tx	Fase.Port. Tx	Seg.
10	Polar	32	1	1	1	50	0	10

Fuente: Simulador Mat Lab

Elaboración: los autores

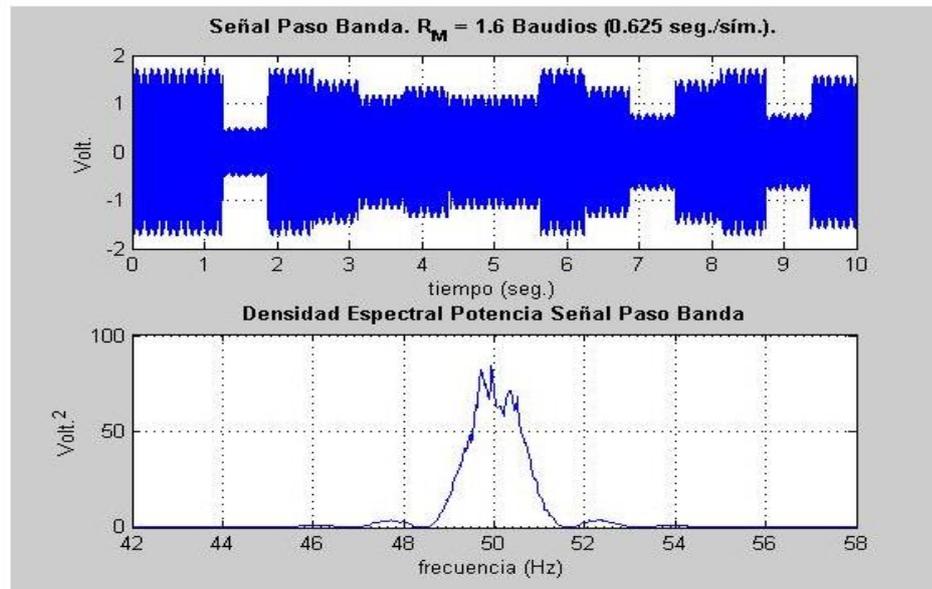


Figura 38 - Señal Digital QAM y DSP

Fuente: Simulador Mat Lab

Elaboración: los autores

La Figura 38 muestra la señal digital QAM resultante en la gráfica de la parte superior y la densidad espectral de potencia asociada en la gráfica de la parte inferior.

Cuadro de valores de la señal digital y DSP

Rb	Señalización	M	Ra(0)	Amplitud Fil. Tx	Amp.Port. Trx	Frec.Port. Trx	Fase.Port. Trx	Seg.
10	Polar	64	1	1	1	50	0	10

Fuente: Simulador Mat Lab

Elaboración: los autores

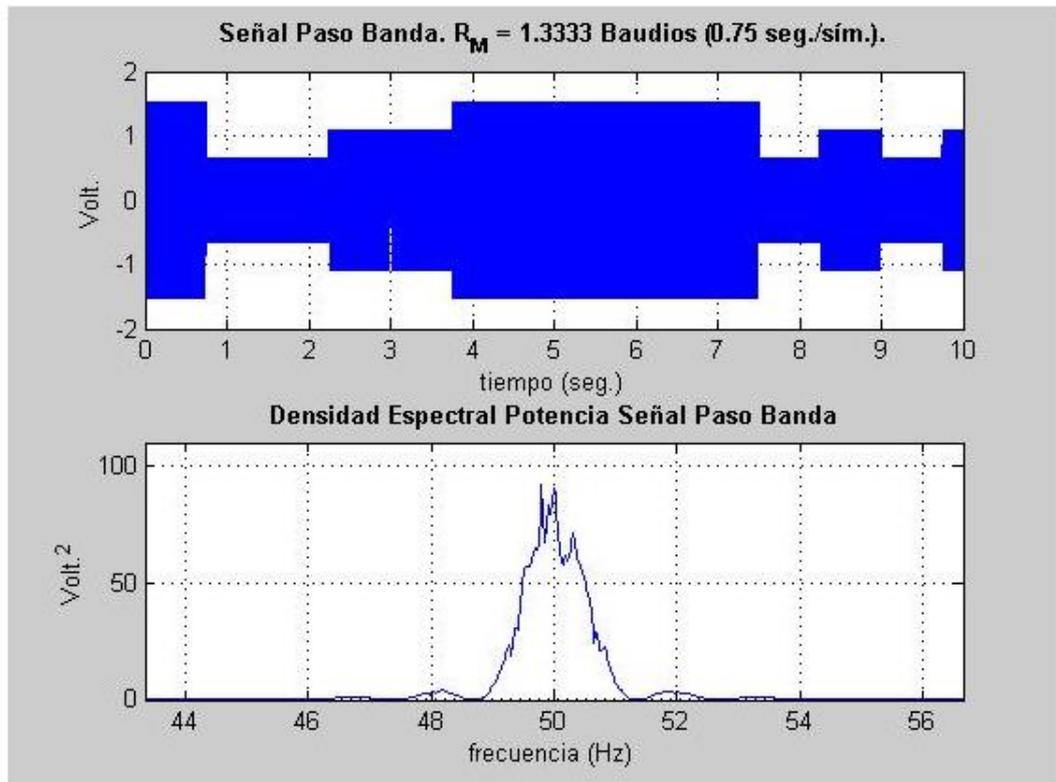


Figura 39 - Señal Digital QAM y DSP

Fuente: Simulador Mat Lab
Elaboración: los autores

Se debe explorar:

- Cómo se representan en tiempo y en frecuencia las señales QAM conformadas con pulsos cuadrados NRZ
- Cómo varía la señal digital QAM y su densidad espectral de potencia en función del régimen binario (R_b)
- Cómo afecta al ancho de banda el número de niveles (M)

3.2.4 Análisis de la Eficiencia del ancho de Banda

El ancho de banda del canal que se requiere para dejar pasar las señales QAM está dado por:

$$B = \frac{2}{T}$$

Donde T es la duración del símbolo, sin embargo se relaciona con la duración del bit T_b

$$T = T_b \log_2 M$$

Tenemos que la tasa de bits $R_b = \frac{1}{T_b}$, entonces definimos el ancho de banda del canal en función de la tasa de bits R_b como:

$$B = \frac{2R_b}{\log_2 M}$$

Donde definimos la eficiencia del ancho de banda como

$$\rho = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{2} \text{ bps/Hz}$$

Realizamos un cuadro para valores ρ con respecto a M

Cuadro de valores de ρ respecto a M

M	2	4	8	16	32	64	256
ρ	0.5	1	1.5	2	2.5	3	4

Elaboración: los autores

Podemos establecer que a medida que se aumente el número de estados M se mejora la eficiencia del ancho de banda a costa del desempeño ante los errores.

3.2.5 Análisis de la Función de densidad de probabilidad (PDF)

La siguiente figura representa el comportamiento del canal, donde $x(t)$ e $y(t)$ son señales complejas, equivalentes paso bajo de las señales moduladas, y $h(t)$ es la respuesta compleja equivalente paso bajo del canal.

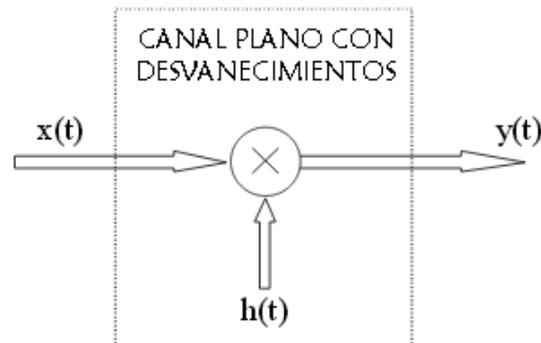


Figura 40 - Diagrama de Bloque de Canal Plano con Desvanecimientos
 Fuente: J. Lee and N. Jindal "Symmetric Capacity of MIMO Downlink Channels"

Si se considera que el número de caminos que llegan al receptor es grande, puede acudir a la ley de los grandes números y tratar las componentes en fase (h_f) y cuadratura (h_c) del canal como variables aleatorias *gaussianas*. Su función de densidad de probabilidad conjunta se puede expresar entonces como:

$$f_H(h) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{h_f^2 + h_c^2}{2\pi\sigma^2}}$$

Donde el equivalente paso bajo del canal es $h = h_f + j \cdot h_c$, y σ es la desviación típica de cada una de las componentes por separado.

En el caso de que haya línea de visión directa (*LOS, Line of Sight*), a esta componente aleatoria debe añadirse una componente determinista, de manera que la función de densidad de probabilidad viene dada por una *gaussiana* de media distinta de cero.

$$f_H(h) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(h_f + m_f)^2 + (h_c + m_c)^2}{2\sigma^2}}$$

La envolvente del canal, $x = |h|$ es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de dos gaussianas de igual varianza, por lo que su función de densidad de probabilidad es para el caso de que no haya visión directa (*NLOS, No Light of Sight*), una función de *Rayleigh*:

$$f_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Y para el caso de LOS tenemos:

$$f_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + x_s^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[\frac{x \cdot x_s}{\sigma^2} \right]$$

Donde $I_0(\cdot)$ es la función de *Bessel* modificada de primera especie y de orden cero y x_s es la envolvente de la componente directa. Esta distribución se reduce a la de *Rayleigh* para el caso de $x_s = 0$

Cuya función de densidad de probabilidad es:

$$f_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Su esperanza es:

$$E|x| = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

Y su varianza:

$$V|x| = \frac{4-\pi}{2} \sigma^2$$

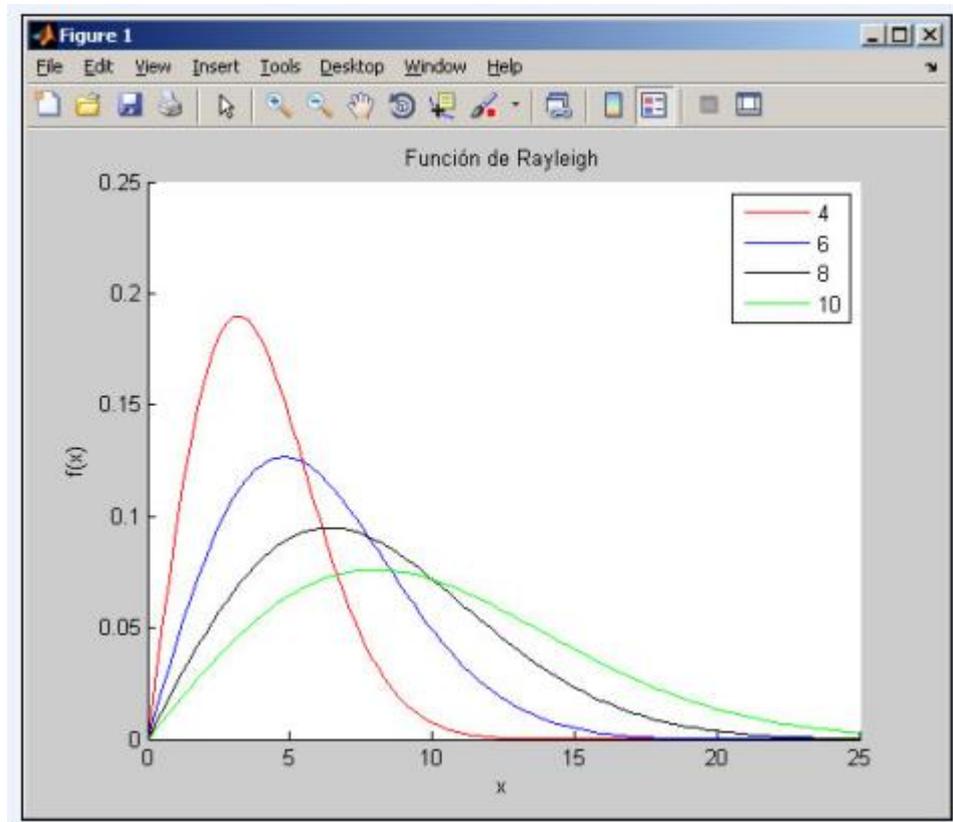


Figura 41 - Función de distribución de probabilidad

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

3.2.6 Análisis de la capacidad del canal MIMO

En este análisis queremos comparar la capacidad del canal SISO con la de un canal MIMO, veremos que para un canal de sistema SiSO en un tiempo t, en bits/seg/Hz es:

$$C_{siso}(t) = \log_2(1 + SNR_{siso}(t))$$

Donde SNR es la relación señal a ruido de la señal recibida en el instante t, y se define como:

$$SNR_{siso}(t) = \frac{|h|^2 \sigma_s^2}{\sigma_n^2}$$

$|h|$ = es el módulo de la ganancia del canal SISO

σ_s^2 = es la varianza de la señal recibida por el receptor

σ_n^2 = es la potencia del ruido a la entrada del receptor

La capacidad MIMO está dado por:

$$C_{MIMO} = E \left[\log_2 \left[\det \left| I + \frac{1}{\sigma_n^2} H Q H^* \right| \right] \right]$$

H = es la matriz ($N_R \times N_T$) del canal MIMO

Q = es la matriz de covarianza del vector de transmisión $x(t)$

La potencia de transmisión debe ser distribuida adecuadamente entre todas las antenas para maximizar su capacidad. Para el caso donde el canal es desconocido distribuir uniformemente la potencia total del transmisor P entre las antenas disponibles es una buena opción.

La matriz Q tiene la siguiente forma: $Q = \frac{P}{N_T} I$

La capacidad de sistema MIMO quedaría:

$$C_{MIMO} = E \left[\log_2 \left[\det \left| I + \frac{P/N_T}{\sigma_n^2} H H^* \right| \right] \right] = E \left[\log_2 \left[\det \left| I + \frac{\rho}{N_T} H H^* \right| \right] \right]$$

Donde ρ es la relación de señal a ruido media de la señal recibida en cada una de las antenas del receptor.

Realizaremos un cuadro comparativo de las capacidades del sistema *SISO* y *MIMO*.

Cuadro comparativo de Capacidad en sistema MIMO-SISO

<i>SNR dB</i>	<i>Capacidad SISO</i> (bits/seg/Hz)	<i>Capacidad MIMO</i> (bits/seg/Hz)	<i>Ganancia vs SISO</i>
5	2.06	2.74	33%
10	3.46	5.17	49%
20	6.66	11.34	70%

Elaboración: los autores

Como se puede observar en el cuadro anterior, la capacidad de un sistema MIMO se incrementa significativamente en comparación con la capacidad de un sistema SISO a medida que aumenta el nivel de SNR.

CAPÍTULO IV

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 Diseño del sistema MIMO-OFDM

En esta etapa describiremos el proceso de diseño de un sistema de comunicaciones MIMO-OFDM, ingresando parámetros de codificación y modulación de acuerdo al modelo de la capa física como se muestra en la figura. En esta sección se identifican unos parámetros fijos de funcionamiento del sistema MIMO-OFDM, como son los esquemas de modulación, la tasa de codificación convolucional y el canal de comunicaciones entre otros.

4.2 Configuración del sistema MIMO-OFDM

Se diseñó un sistema de comunicaciones compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico. Las características del sistema son descritas en la tabla y corresponden a los parámetros de un sistema con esquemas de modulación adaptativo.

Cuadro de Parámetros a Simular

Parámetros	Especificaciones
Modulación	256-QAM
Tasa de codificación convolucional	$R = 1/2$
Tamaño de FFT	2048
Antenas Tx	2
Antenas Rx	2
Codificación MIMO	STBC Alamouti
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh fading
Prefijo Cíclico	1/4

Elaboración: los autores

Como ejemplo de sistemas de comunicaciones 4G, *Wimax* es un estándar IEEE (802.16) para redes inalámbricas de amplio rango. *Wimax* considera el uso de la tecnología MIMO-OFDM para la capa física (PHY) y por lo tanto es el punto de inicio para el desarrollo de esta tesis [6].

El sistema MIMO-OFDM diseñado en la Figura 42, se organiza en tres etapas, tanto para el módulo transmisor y el receptor. Como se mencionó en apartados anteriores la presente tesis se basa en el diseño de la etapa del transmisor en los bloques del Modulador, Codificador MIMO y el módulo OFDM; los otros bloques solo se mencionan.

4.3 Estructura del sistema MIMO-OFDM

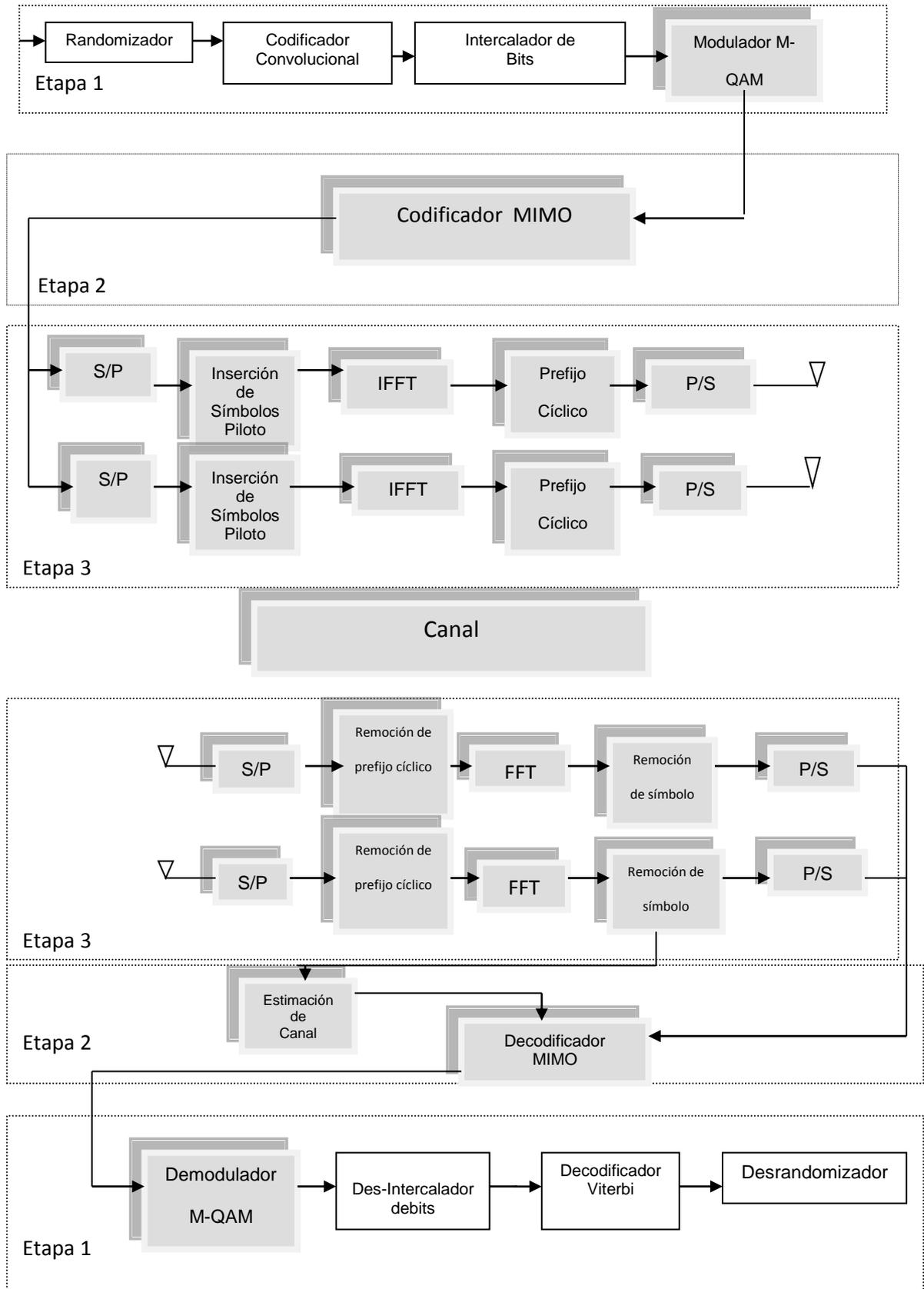


Figura 42 - Estructura del Sistema MIMO-OFDM

Elaboración: los autores

4.4 Diseño del Transmisor

- a) En la primera etapa están los módulos: *randomizador*, intercalador de bits, codificador convolucional, y modulador M-QAM;
- b) En la segunda etapa el módulo de codificación STBC *Alamouti* que ordena los bits para ser transmitidos en dos antenas.
- c) En la tercera etapa corresponde al módulo OFDM en el que se hace operación de FFT, inserción de símbolos piloto (*Pilot Insertion*) e intervalos de guarda (*Cyclic Prefix*).

4.5 Diseño del Receptor

En la etapa del receptor se realizan las operaciones inversas al transmisor son implementadas técnicas de decodificación para recuperar los datos originales.

- a) La tercera etapa se encarga de demodulación OFDM.
- b) En la segunda etapa se hace decodificación MIMO usando estimación Zero Forcing.
- c) En la primera etapa están los módulos de Demodulador M-QAM, desintercador de bits, decodificador Viterbi para decodificación convolucional y de-Randomizador

4.6 Etapa 1: Diseño del Modulador M-QAM

Modulador, cuya estructura se muestra en la Figura 43a. En este trabajo se utilizó M-QAM con valor M igual a 256, cuyo módulo convierte la trama binaria en un decimal según el esquema de modulación seleccionado y posteriormente se modula con la constelación correspondiente.

El demodulador realiza la operación contraria al modulador; su estructura se muestra en la Figura 43b.

Estructura a) M-QAM modulador, b) M-QAM demodulador.

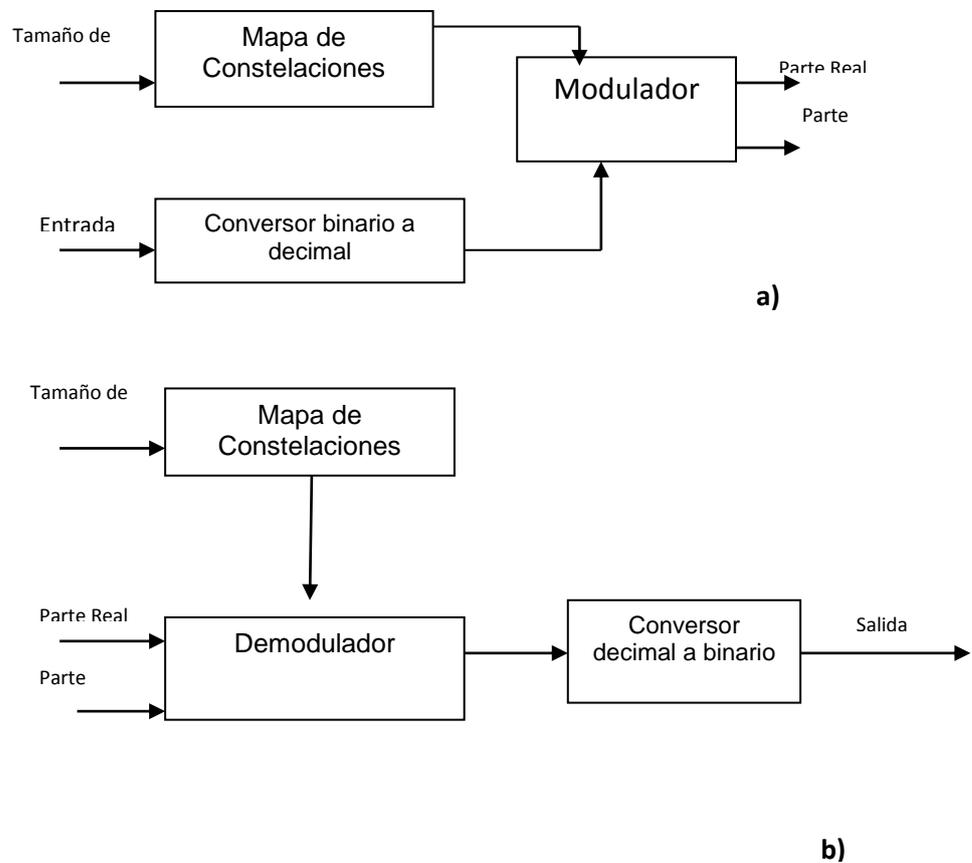


Figura 43 - Sistema Modulador – Demodulador

Fuente: J.R. Treichler, M. G. Larimore y J. C. Harp. *Practical Blind Demodulators for Highorder*

4.7 Etapa 2: Diseño del Codificador MIMO Alamouti y Decodificador Zero Forcing

La estructura del codificador Alamouti está dada para un sistema MIMO de 2 x 2 antenas en transmisor y receptor. La figura, muestra el módulo decodificador MIMO donde se realiza la operación contraria al codificador Alamouti en el receptor. Este módulo se compone de un estimado **Error cuadrático medio mínimo MMSE** dado por las ecuaciones (1.4) a (1.5), un calculador de pesos para cada trayecto del canal H y un decodificador tipo *Hard Decision* que toma la trama de datos después de

estimada y observa su cercanía a cada uno de los símbolos de la constelación dada por el esquema de modulación utilizado.

La decodificación *Hard Decision* es un tipo de algoritmo en el que la base de datos para decodificar es fija. Este tipo de decodificación está en contraste con la denominada *Soft Decision* en la cual se toma información extra sobre la señal para decodificarla.

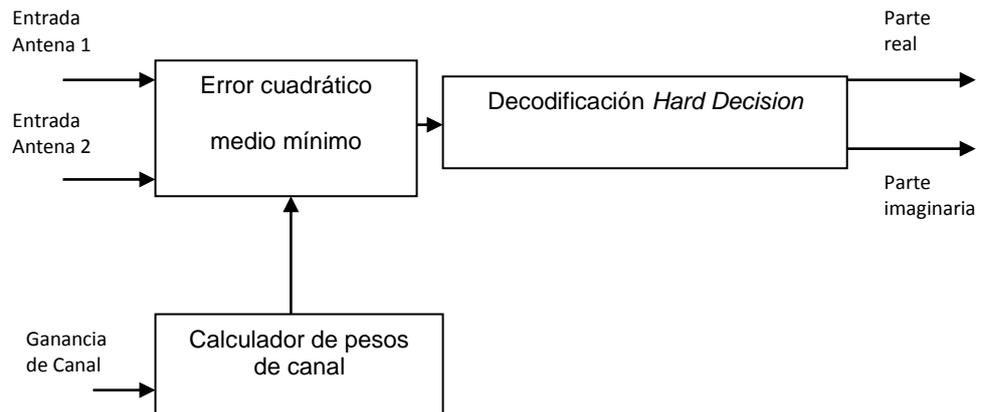


Figura 44 - Codificador MIMO Alamouti Y Decodificador Zero Forcing.

Fuente: T. M. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2007

4.8 Etapa 3: Diseño del Modulador y Demodulador OFDM

La estructura de los módulos de modulación y demodulación OFDM se muestra en la Figura 45. Los parámetros de modulación están dados de acuerdo a la tabla en la que se muestran dos tamaños de prefijo cíclico de 1/4 y 1/8. Para este trabajo se utilizó el tamaño 1/4, con tamaño de FFT igual a 2048 como parámetros fijos, y la inserción de símbolos piloto se hizo de tipo Comb.

Como en el sistema MIMO-OFDM tenemos dos antenas en el transmisor y dos en el receptor es necesario tener dos moduladores y dos demoduladores.

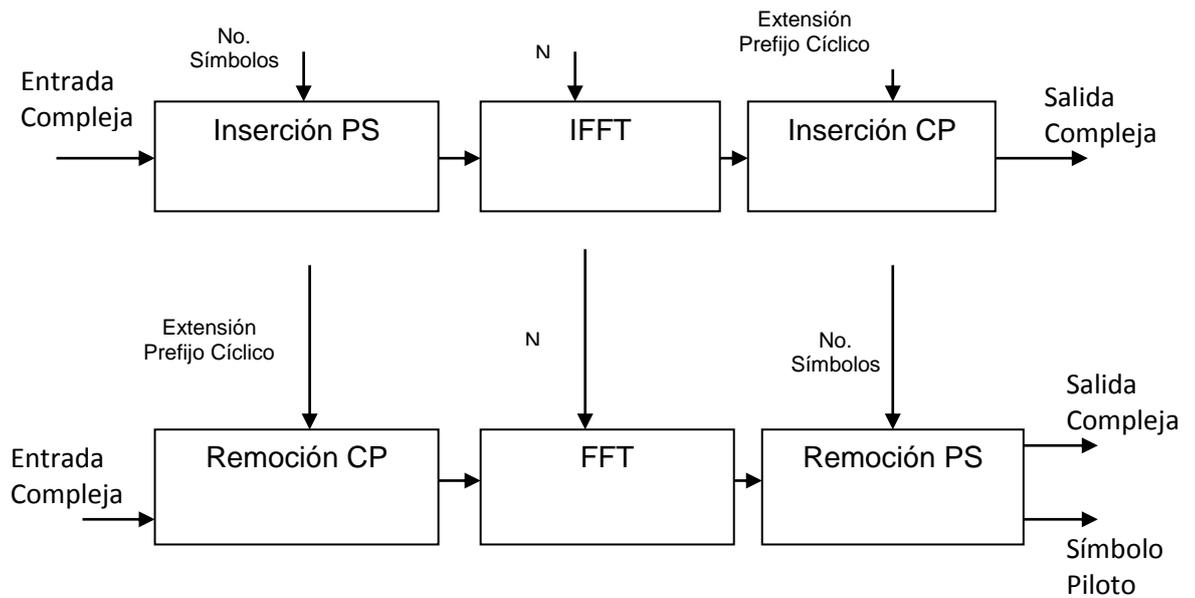


Figura 45 - Estructura OFDM Modulador/Demodulador

Fuente: *Implementing OFDM Using Altera Intellectual Property, White Paper*

4.9 Diseño del canal de comunicaciones

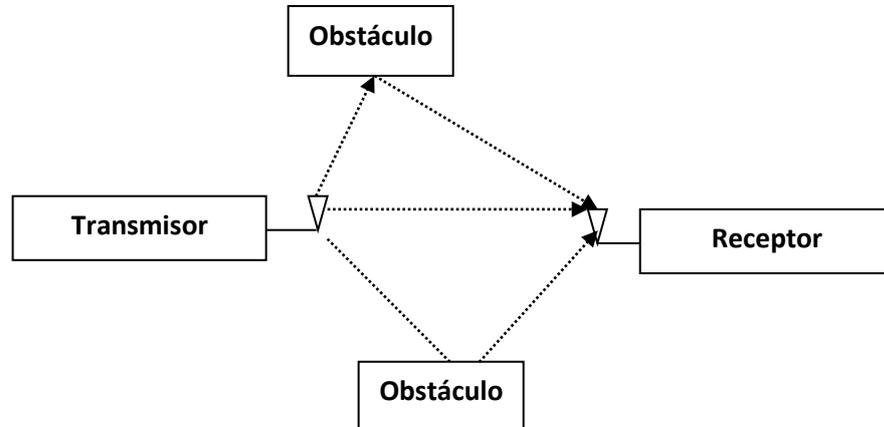


Figura46 - Canal de Comunicaciones

Fuente: *John R. Barry, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt, "Digital Communication", Third Edition, pp. 461-536, September 30, 2003*

El canal de comunicaciones inalámbrico hace que se presenten una serie de desafíos relacionados con la propagación de la señal transmitida en un medio con interferencias y ruidos, que aumenta la tasa de errores del sistema. Por esto, y con el objetivo de prevenir altas tasas de error es necesario conocer de forma clara el canal de comunicaciones sobre

el cual se transmite; para lo cual existen modelos que especifican parámetros como retrasos, dispersión por efecto *Doppler*, multi-trayecto, desvanecimiento que indica el nivel de atenuación y niveles de ruido de acuerdo al ambiente, como se muestra en la figura.

Para caracterizar el canal de comunicaciones, además del número de trayectos de señales que llegan al receptor, se toma en cuenta si existe o no línea de vista entre transmisor y receptor. En ese sentido, dos modelos principales de canal de comunicaciones pueden ser identificados: *Rayleigh Fading*[44](no existe línea de vista) y *Rician Fading* (existe línea de vista) que se expresan según la ecuación:

$$y_i = \sum_n s_{i-\alpha_n} g_n$$

α_n Representa el retraso de cada trayecto y g_n la ganancia del trayecto, las cuales son modeladas como procesos *gaussianas* complejos con varianza unitaria y media cero.

El factor de desvanecimiento del canal se puede presentar como selectivo en frecuencia y en tiempo; y rápido o lento; representa la atenuación que afecta la señal durante su propagación.

4.10 Modelamiento del canal inalámbrico

El modelar un canal de comunicaciones es una de las tareas más importantes cuando se trata de simular un sistema inalámbrico, pues a partir de allí se observará y analizará su funcionamiento al transmitir en un medio ruidoso o con características no ideales.

4.11 Modelo de canal Multitrayectoria *Rayleigh*

Este modelo o distribución *Rayleigh*[19] es usado en comunicaciones inalámbricas con desvanecimiento en pequeña escala. Esta distribución describe la variación de tiempo estadísticamente de una señal que llega a un receptor con desvanecimiento plano (*flat fading*); es decir esta distribución modela el desvanecimiento rápido con Multitrayectoria. Es

aplicable al caso de recepción de múltiples componentes de potencias similares, la distribución *Rayleigh* tiene una función de densidad de probabilidad (PDF, por sus siglas en inglés), la cual está dada por:

$$P_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}$$

Donde σ representa el valor rms de la señal de voltaje recibida antes de la etapa de detección de la señal. Una característica de este tipo de distribución es que no existe una componente dominante de las señales recibidas, por ejemplo al hablar de desvanecimiento en pequeña escala (*small-scale fading*), quiere decir que no existe línea de vista entre el receptor y el transmisor. Una aplicación de este modelo es en zonas urbanas ya que no existe un camino directo entre el transmisor y el receptor, por un sin número de obstáculos (edificios, torres de transmisión eléctrica, publicidad) que impide que se forme una componente dominante.

Las amplitudes tienen un decaimiento exponencial al seguir la función de densidad de probabilidad de Rayleigh.

Para evaluar el comportamiento de una señal OFDM bajo el régimen de un sistema MIMO por el uso de múltiples antenas, debemos tener en cuenta que en canales inalámbricos la función de densidad de probabilidad (PDF) Rayleigh es la que modela un canal inalámbrico con Multitrayectoria para casos donde no existe línea de vista entre el transmisor y el receptor (NLOS); esto es, la distribución Rayleigh. La Figura 47 describe la naturaleza estadística de la variación temporal de la envolvente recibida de una señal en desvanecimiento plano, así como también la envolvente de una componente individual con Multitrayectoria.

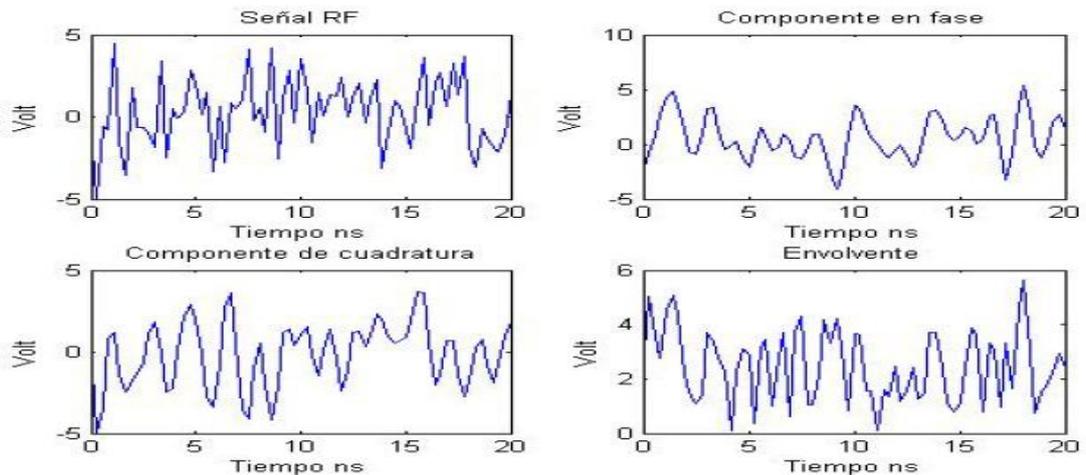


Figura47 - Señales con canal Rayleigh

Fuente:Yahong R. Zheng and Chengshan Xiao, "Improved Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms", *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, VOL. 6, NO. 6, JUNE 2002.

4.12 Diseño de la estimación de canal propuesto

El estándar IEEE 802.16; en OFDM determina los parámetros que se definen en el sistema:

Ancho de banda nominal, BW. Ancho de banda que el sistema puede utilizar para su operación. Se relaciona con la frecuencia y factor de muestreo a través de la expresión $BW = F_s/n$.

Frecuencia de muestreo, Fs. Frecuencia de trabajo del sistema. Esta es la frecuencia a la que se generan nuevas muestras en el convertidor D/A. En la norma se relaciona con el factor de muestreo y el ancho de banda nominal a través de la expresión: $F_s = n[BW/800]800$. Como veremos, la frecuencia de muestreo es superior al ancho de banda nominal y puede tomar múltiples valores al depender de este.

Factor de Muestreo n. Este parámetro relaciona la frecuencia de muestreo y el ancho de banda nominal, de acuerdo a la expresión $n = F_s/BW$ ($F_s > BW$).

Número de subportadoras o tamaño de la FFT, N_{fft} . En la capa física *Wireless MAN-OFDM* su valor fijo es de 2048.

Separación entre sub-portadoras Δf . La separación frecuencial entre subportadoras se puede expresar como $\Delta f = F_s/N_{fft}$

Tiempo de símbolo OFDM. $T_{sOFDM} = \frac{1}{BW_{subp}}$

En la tabla se resumen los valores que pueden tomar alguno de estos parámetros y también la de otros igualmente importantes.

Cuadro de valores propuestos para la simulación

Parámetro	Valor
<i>Número de subportadoras</i>	2048
<i>Número de subportadoras Usadas</i>	1440
<i>Número de subportadoras piloto</i>	240
<i>Número de subportadoras nulas / banda de guarda</i>	368
<i>Prefijo Cíclico</i>	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
<i>Espaciamiento de frecuencias entre subportadoras (KHZ)</i>	10.94
<i>Tiempo de Símbolo (us)</i>	91.4
<i>Tiempo de guarda asumiendo 12.5% (us)</i>	11.4
<i>Duración del símbolo OFDM</i>	102.9

Elaboración: los autores

4.13 Parámetros propuestos

$$T_{OFDM} = \#Simbolo_{OFDM} * \#subportadoras_{datos} * Codg.Canal \\ * \# BitModulador * \# Antenas$$

Donde: T_{OFDM} : Tasa de transmisión MIMO-OFDM

Antenas: MIMO 2X2

BitModulador : 256-QAM $M = 2^8$

Ancho de Banda: $BW = 100MHZ = 10^{-8}sg = 10^{-2}\mu sg$

Ancho de Banda de Subportadoras: $BW_{Subp} = \frac{100MHZ}{2048} = 48.828 KHZ$

Tiempo de Símbolo OFDM: $T_{s.OFDM} = \frac{1}{BW_{Subp}} = \frac{1}{48.828 KHZ} = 20.48\mu sg$

$$T_{s.OFDM} = 20.48\mu sg + 5.12\mu sg = 25.6\mu sg$$

25.6 μsg1 símbolo OFDM

1sg..... X símbolos OFDM

#Total de Símbolo OFDM = **39 246**

$$T_{OFDM} = \#Simbolo_{OFDM} * \#subportadoras_{datos} * Codg.Canal \\ * \# BitModulador * \# Antenas$$

$$T_{OFDM} = 39246 * 2048 * 1 * 8 * 2$$

$$T_{OFDM} = 1,286Gb/sg$$

4.14 Simulaciones y Resultados

En esta sección se van a mostrar los resultados obtenidos tras implementar y simular en Mat lab.

Se hace inicialmente una validación del sistema de comunicaciones, mostrando su comportamiento en el esquema de modulación utilizado 64-QAM 256-QAM.

Comportamiento del Sistema para Diferentes Esquemas de Modulación

Como ejemplo de la degradación dada por el ruido a la señal transmitida, la figura muestra como una señal 64-QAM y 256QAM, con símbolos correspondientes a las constelaciones definidas, se ve afectada por el ruido haciendo que los símbolos se dispersen; los valores de ruido tiene un valor de E_b/N_0 igual a 0.

Este resultado es de gran importancia al momento de establecer la capacidad de adaptación del sistema al canal de comunicaciones, ya que como se puede ver en la figura, al aumentar el número de símbolos de la constelación la dispersión de estos es tal, que se hace más difícil demodular sin errores.

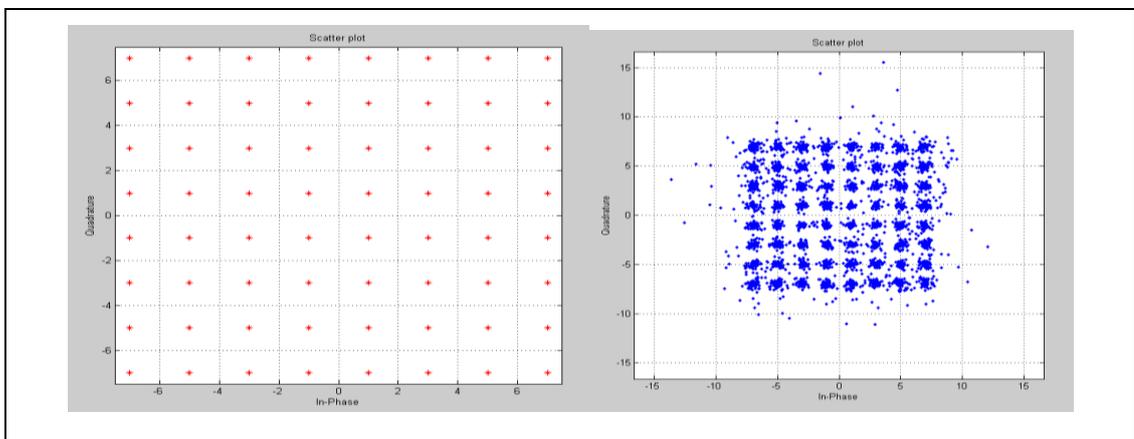


Figura 48 - Esquemas de Modulación 64 QAM

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

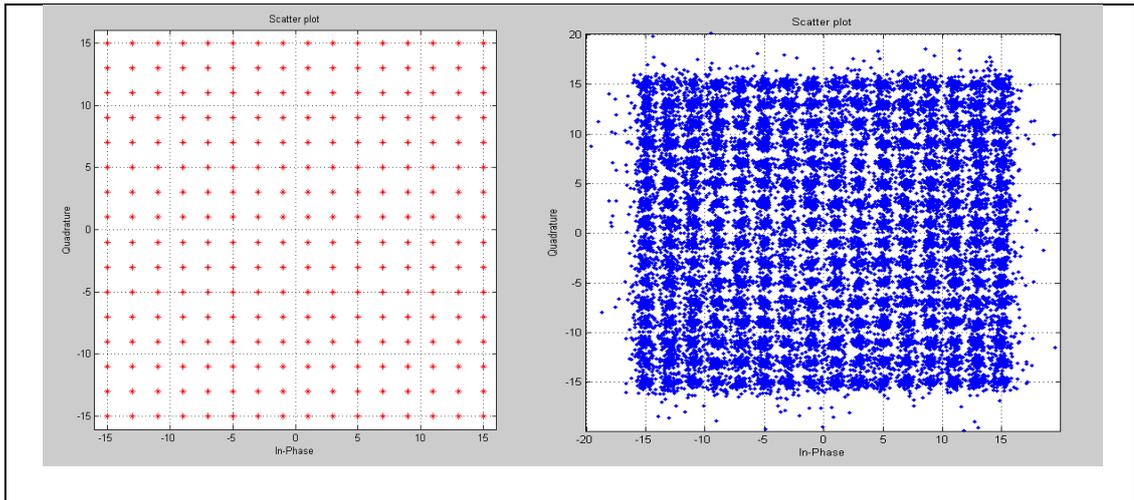


Figura 49 - Esquemas de Modulación 256 QAM

Fuente: Mat Lab
Elaboración: los autores

Desempeño de sistema de comunicaciones OFDM

En esta sección se analiza el sistema desde el punto de vista de procesamiento de señal en un sistema de comunicaciones, para lo que se toma en cuenta medidas de tasa de error de bit (BER) y relación señal a ruido (SNR) usadas comúnmente como medida de desempeño en sistemas de transmisión y recepción.

La tasa de error de bit o BER indica el número de bits erróneos recibidos durante la transmisión de una trama de datos binarios, obtenidos a causa de ruido e interferencia.

La medida de BER está dada de la siguiente forma:

$$BER = \frac{\text{Número de bits errados}}{\text{Número de bits transmitidos}}$$

En la gráfica observamos como a medida que aumenta el nivel de modulación QAM varía la relación señal a ruido para obtener un BER igual que al nivel inferior de modulación.

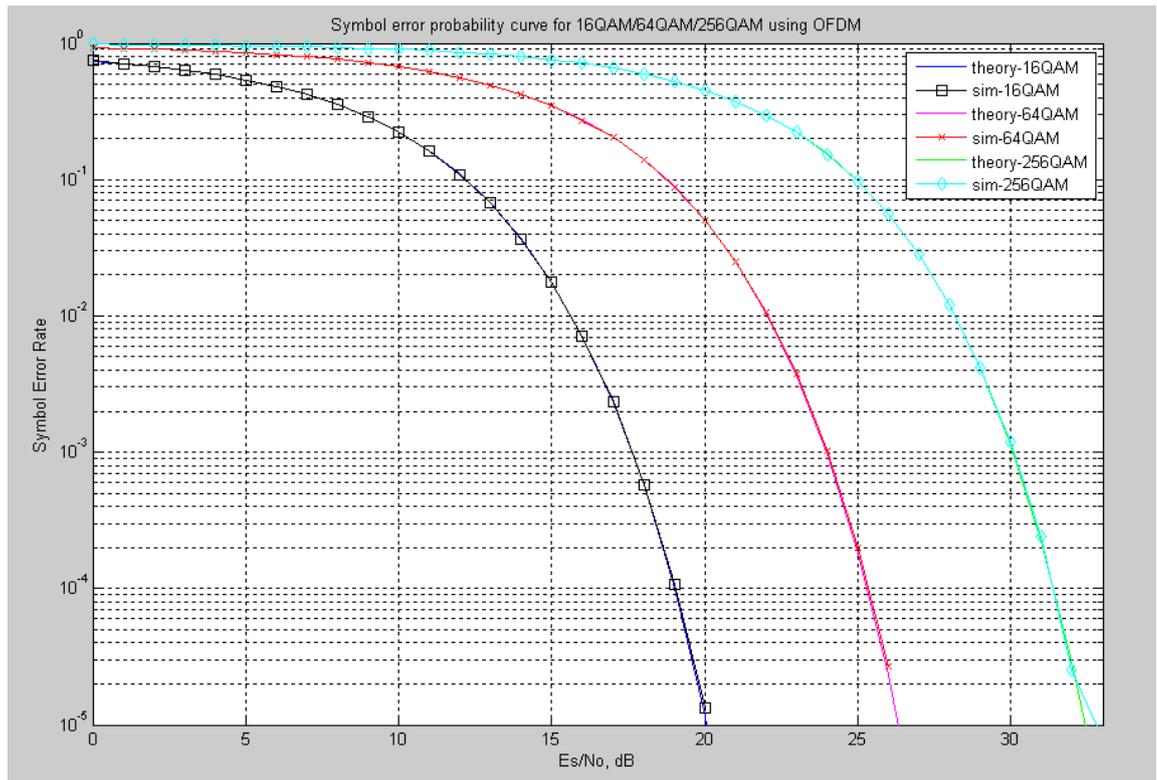


Figura 50 - Sistema de Comunicaciones OFDM

Fuente: Mat Lab
Elaboración: los autores

Desempeño de sistema de comunicaciones MIMO 2x2

En la figura se simuló una comparación en la capacidad del sistema SISO1x1, SIMO 1x2 y MIMO 2x2 para una modulación BPSK con 106 bits transmitidos y un SNR a 25dB.

Se observa que el sistema mimo 2x2 presenta un mejor BER en comparación que un sistema siso.

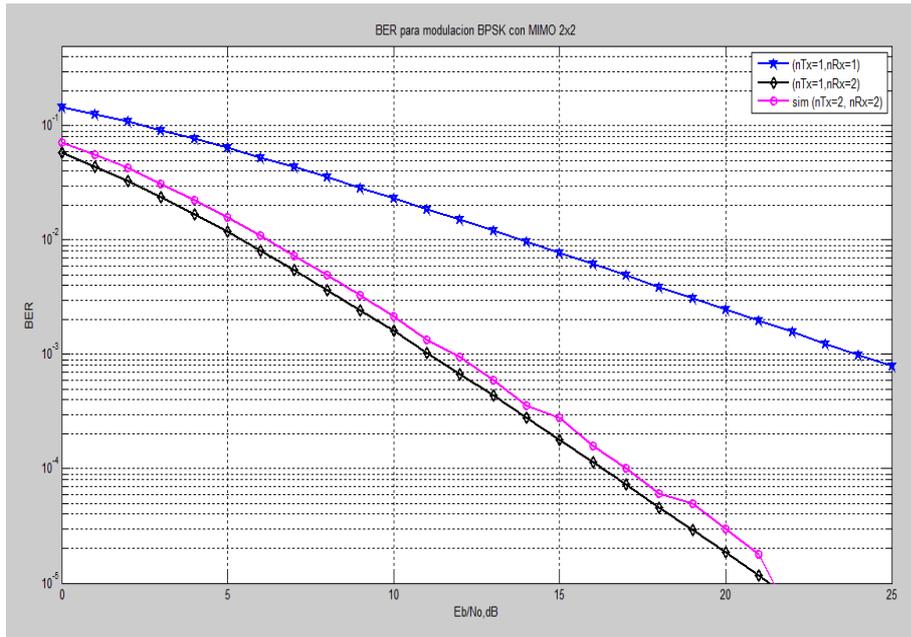


Figura 51 - Sistema de Comunicaciones BPSK con MIMO 2x2

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

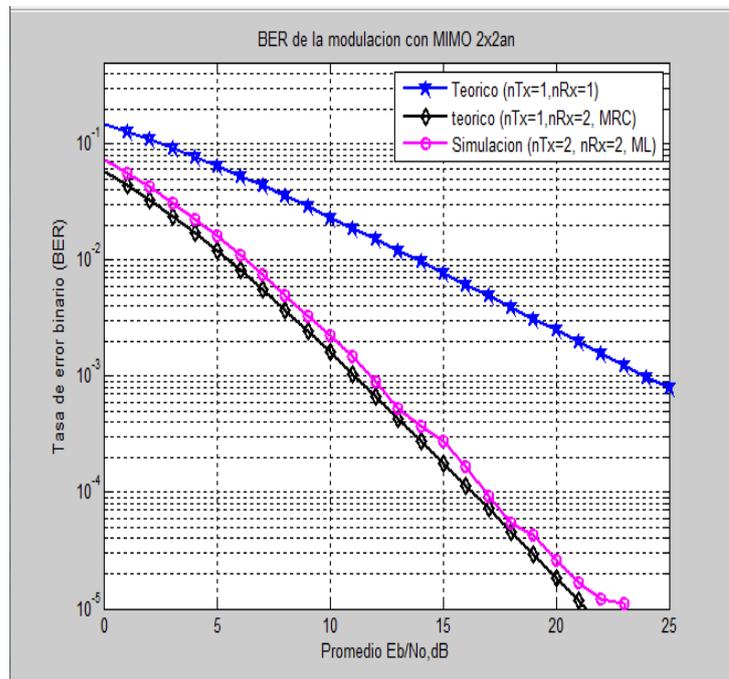


Figura 52 - Comparación en las Capacidad del Sistema SISO1X1, SIMO 1X2 Y MIMO

Fuente: Mat Lab

Elaboración: los autores

Simulación de un sistema OFDM - MIMO 2x2 con modulación 256 QAM.

En la figura 53 muestra la gráfica de la curva BER (tasa de error binario) vs SNR (relación señal a ruido), para un numero de paquetes de 39246 con longitud de trama de 2560, con dos canales con *awgn*, para 2048 sub portadoras, código de canal de 1, Bit modulador de 8 y dos Antenas.

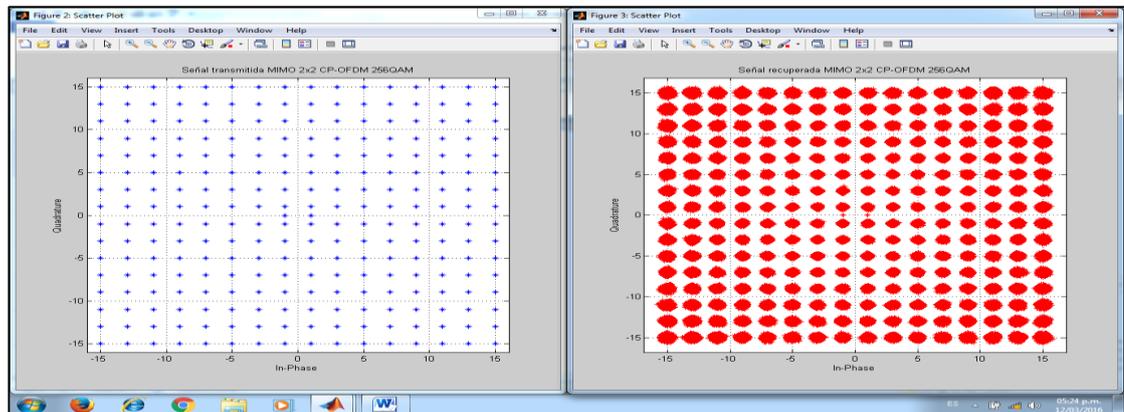


Figura 53 - Señal transmitida y Señal recuperada

Fuente: Mat Lab
Elaboración: los autores

En la figura 54 se muestra la gráfica de la curva BER (tasa de error binario) vs SNR (relación señal a ruido).

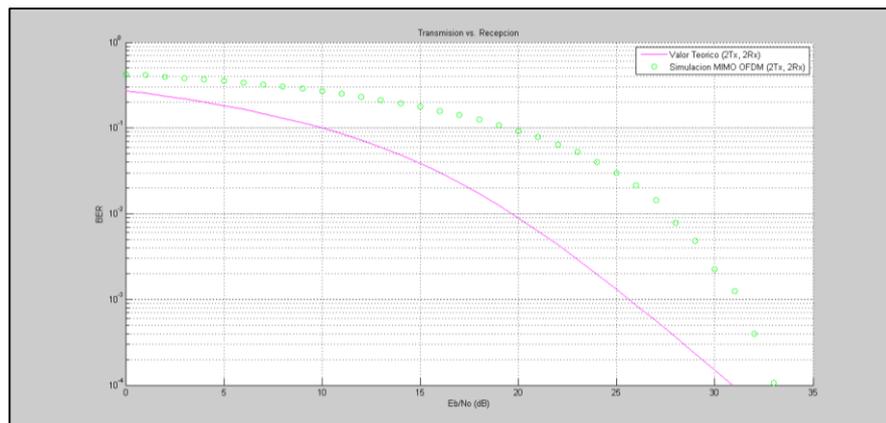


Figura 54 - Curva BER (tasa de error binario) vs SNR (relación señal a ruido).

Fuente: Mat Lab
Elaboración: los autores

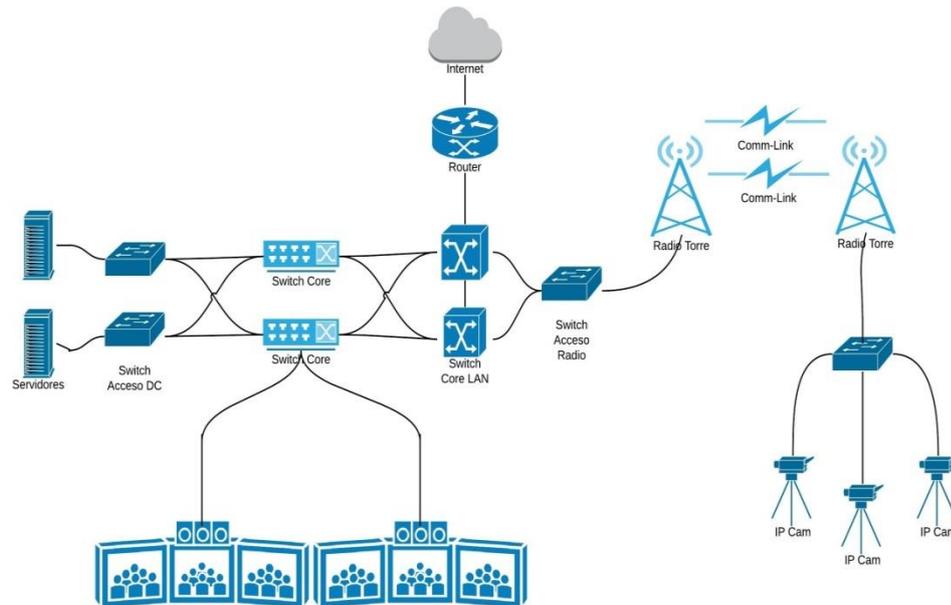


Figura 55 - Aplicación en Video vigilancia

Elaboración: Los autores

Fuente: www.albentia.com

Para una modulación de 256 QAM y los valores descritos se observa en la Figura 53 que la señal se recupera sin distorsión.

En la Figura 54 se observa la curva del BER vs Eb/No con un $biterr(AS1d,ASm1) = 0$

En las ilustraciones expuestas se demuestra que para fines prácticos el diseño y simulación de un sistema de radio enlace *Backhaul* mediante el sistema OFDM – MIMO 2X2 con una modulación de 256 QAM se logra realizar a velocidad de Gigabit.

$$T_{OFDM} = 39246 * 2048 * 1 * 8 * 2 = 1,286Gb/sg$$

CONCLUSIONES

1. Una tecnología segura para las futuras comunicaciones inalámbricas como el sistema OFDM-MIMO ha ganado cada vez más concentraciones en los últimos años. En esta tesis, se ha discutido el sistema *alamouti*, prefijo cíclico y técnica de modulación QAM durante un ruido blanco *gaussiano* aditivo, además de otros como el desvanecimiento de Rayleigh por dos antenas transmisoras y receptoras.
2. El sistema combinador OFDM-MIMO simula eficazmente en MATLAB. En la simulación, el paso del modulador al demodulador, mantienen la senda del formato de datos y tamaño de los mismos. La planificación de un detector de referencia propio fueron los problemas y retos para el desarrollo del programa de simulación OFDM.
3. Después de crear la simulación OFDM se utilizó múltiples entradas y salidas en ambos extremos del enlace inalámbrico que redujeran al mínimo los errores y aumentaran la velocidad de datos. El uso de la tecnología MIMO en combinación con OFDM resulta ser una solución atractiva para sistema inalámbrico futuro.

RECOMENDACIONES

Después de analizar profundamente las conclusiones se recomienda lo siguiente:

1. Implementar el sistema MIMO-OFDM con modulación 256 QAM en los enlaces inalámbricos que interconectan las estaciones base de seguridad ciudadana.
2. Priorizar el desarrollo de envío de información de video vigilancia en todas las estaciones bases de seguridad ciudadana, mediante enlaces de banda ancha con el sistema MIMO-OFDM.
3. Considerar una temática sobre los sistemas moduladores MIMO-OFDM en los currículos de formación académica de los ingenieros de telecomunicaciones y electrónica.
4. Tomar en cuenta que con los diseños desarrollados en la presente tesis se logra transmitir la información a velocidades mayores a 1Gb/segundo, para la interconexión de las estaciones bases de seguridad ciudadana y así transmitir señal multimedia para su aplicación en video vigilancia.

GLOSARIO

AWGN:	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo
BER:	<i>Bit Error Ratio</i>
CP-OFDM:	<i>Cyclic Prefix OFDM</i>
ETSI:	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FEC:	<i>Forward Error Correction</i>
IEEE:	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LOS:	<i>Line of Sight</i>
MIMO:	<i>Multiple input multiple output</i>
NLOS:	<i>Non Line of Sight Path</i>
OFDM:	<i>Orthogonal frequency Division Multiplexing</i>
SNR:	<i>Signal to Noise Ratio</i>
WLAN:	<i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN:	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
WiMAX:	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
ZP-OFDM:	<i>Zero Padding OFDM</i>
ZF:	<i>Zero Forcing</i>
QAM:	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
LTE:	<i>Long Term Evolution</i>
Eb/No:	Relación Señal Ruido
SISO:	Sola entrada, salida única
SIMO:	Sola entrada, múltiple salida
PNAF:	Plan Nacional de Atribuciones de Frecuencias

FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] Haykin, S. 2001. *Communication System.4th Ed. John Wiley*
- [2] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", *IEEE J. Sel. Area. Comm.*, vol. 16, no. 8, Oct.1998.
- [3] *The IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless, Roger B. Marks*
- [4] *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. Initial OFDM/OFDMA PHY proposal for the 802.16.3 BWA, Yossi Segal, Dr. Zion Hadad, Itzik Kitroser*
- [5] *European Broadcasting Union. 2001. Digital Video Broadcasting (DVB)B; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN 300 744 V1.4.1.*
- [6] *International Telecommunication Union. 1999. Channel Coding, FrameStructure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T). ITU-R 205/11.*
- [7] *High-Speed Wireless OFDM Communications Systems, White Paper, © Wi-LAN inc.*
- [8] *Amundsen, K. 1996. IEEE 802.11 WirelessLAN – Draft Standard.2ndIEEE Workshop on Wireless LANs.October.*

- [9] Córdova, H.; Boets, P.; Van Biesen, L. 2005. *Insight Analysis into WI-MAX Standard and its trends*. WWAN2005.
- [10] *Implementing OFDM Using Altera Intellectual Property, White Paper*, © Altera.
- [11] Y. Jiang, J. Li, and W. Hager, "Uniform channel decomposition for MIMO communications," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no.11, pp. 4283-4294, Nov. 2005.
- [12] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, Oct. 2003.
- [13] Thuong Nguyen Canh and Van Duc Nguyen and Phuong Dang and Luong Pham Van and Thu Nga Nguyen and Patzold, M., "A performance study of LTE MIMO-OFDM systems using the extended one-ring MIMO channel model", *Advanced Technologies for Communications (ATC), 2012 International Conference on*, pp. 263-268, 2012.
- [14] Lajos L. Hanzo, Yosef Akhtman, Li Wang, Ming Jiang, "MIMO-OFDM for LTE, WIFI and WIMAX: Coherent versus Non-Coherent and Cooperative Turbo-Transceivers", John Wiley & Sons, 1 November, 2010.
- [15] J. Lee and N. Jindal "Symmetric Capacity of MIMO Downlink Channels," *IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, pp. 1031–1035, Jul. 2006.
- [16] Z. Q. Luo and W. Yu, "An Introduction to Convex Optimization for Communications and Signal Processing," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 1426–1438, Aug. 2006.
- [17] Liu, H., Guoqing Li. (2005), *OFDM based broadband wireless networks, Design and Optimization*, 138-162, John Wiley and Sons, USA.
- [18] Rappaport, T. (1996), *Wireless Communications: Principles and Practice, Second Edition*, 177-246, Prentice Hall, USA.
- [19] *Analyzing Application Performance by Using Profiling Tools*, <http://msdn.microsoft.com/en-us/library/z9z62c29.aspx>

- [20] *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 50, NO. 12, DECEMBER 2002
- [21] *Digital Communication, Second Edition*, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt, Kluwer Academic Publishers, 1994
- [22] Redlich, Oded and Ezri, Doron and Wulich, Dov , “SNR Estimation in Maximum Likelihood Decoded Spatial Multiplexing”, *CoRR*, 2009.
- [23] ORGANIZACIÓN PANAMERICANA DE LA SALUD www.paho.org
- [24] H. Stark y J.W.Woods. *Probability and Random Processes with Applications to Signal Processing*.Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, EEUU, terceraedición, 2002.
- [25] J. R. Treichler, M. G. Larimore y J. C. Harp. *Practical Blind Demodulators for HighorderQAM Signals*.*Proceedings of the IEEE*, 86(10):1907–1926, October 1998.
- [26] Vijay k. Bhargava, “Forward Error Correction Schemes for Digital Communications”, *IEEE Communications Magazine*, 1983.
- [27] *Albentia system WHITE PAPER*
- [28] A. J. Viterbi. *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*. Addison-Wesley, Reading, MA, EEUU, 1995.
- [29] Yahong R. Zheng and Chengshan Xiao, “Improved Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms”, *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, VOL. 6, NO. 6, JUNE 2002.
- [30] Han Zhang, JimingChen ;Youxi Tang ; Shaoqian Li, “Analysis of Pilot Symbol Aided Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems”, *Communications, Circuits and Systems,2004. ICCAS 2004.2004 International Conference on*, vol. 1, pp. 299 – 303, 2004.
- [31] Sebastian Caban, Christian MehlFührer, Arpad L. Scholtz, and Markus Rupp, “Indoor MIMO Transmissions with Alamouti Space –Time Block Codes”, *WITSP*, 2005.
- [32] John R. Barry, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt, “*Digital Communication*”, *Third Edition*, pp. 461-536, September 30, 2003.

- [33] R.A.T. Rasua, "Algoritmos paralelos para la solución de problemas de optimización discretos aplicados a la codificación de señales." Universidad Politécnica de Valencia España.
- [34] R.B.Wubben, V.kuhn, and K.D. Kammeyer, "MMSE extension of v-blast based on sorted qr decomposition," *IEEE Semiannual vehicular technology Conference (VTC2003-Fall)*, vol. 1, pp. 508-512, October 2003
- [35] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [36] Plan Nacional de Atribución de Frecuencias PNAF http://transparencia.mtc.gob.pe/idm_docs/normas_legales/1_0_3167.pdf
- [37] Karen Su, "Space-Time Coding: From Fundamentals To The Future", Cambridge University Engineering Department, University of Cambridge, 2003.
- [38] Gerard. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas". Bell Laboratories Technical Journal: 41–59, 1996.
- [39] S.M. Alamouti (October 1998). "A simple transmit diversity technique for wireless communications". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 16 (8): 1451– 1458.
- [40] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. Initial OFDM/OFDMA
- [41] www.netkrom.com
- [42] Amin Mobasher, Mahmoud Taherzadeh, Renata Sotirov, and Amir K. Khandani, "A Near Maximum Likelihood Decoding Algorithm for MIMO Systems Based on SemiDefinite Programming", *IEEE Trans. On Info.Theory*, 2007.
- [43] Yi Jiang Mahesh K. Varanasi Jian Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime", *Globecom*, 2005.

[44] Yahong R. Zheng and Chengshan Xiao, "Improved Models for the Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms", *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, VOL. 6, NO. 6, JUNE 2002.

[45] www.albentia.com

[46] <https://laboratoriosvirtuales.upv.es/eslabon/berQAM/>

ANEXOS

	Página
ANEXO I – Tabla de la función de Error	104
ANEXO II – Valores de la Simulación	105
ANEXO III – Código de la Simulación	106

ANEXO I – Tabla de la función de Error

Tabla de la función de Error para los valores de la ecuación de función de error complementaria, en el cálculo de la probabilidad promedio de error de símbolo en el modulador QAM.

Tabla 5. Tabla de la función de Error

<i>La función de error^a</i>				
u	$fer(u)$	u	$fer(u)$	
0.00	0.00000	1.10	0.88021	
0.05	0.05637	1.15	0.89612	
0.10	0.11246	1.20	0.91031	
0.15	0.16800	1.25	0.92290	
0.20	0.22270	1.30	0.93401	
0.25	0.27633	1.35	0.94376	
0.30	0.32863	1.40	0.95229	
0.35	0.37938	1.45	0.95970	
0.40	0.42839	1.50	0.96611	
0.45	0.47548	1.55	0.97162	
0.50	0.52050	1.60	0.97635	
0.55	0.56332	1.65	0.98038	
0.60	0.60386	1.70	0.98379	
0.65	0.64203	1.75	0.98667	
0.70	0.67780	1.80	0.98909	
0.75	0.71116	1.85	0.99111	
0.80	0.74210	1.90	0.99279	
0.85	0.77067	1.95	0.99418	
0.90	0.79691	2.00	0.99532	
0.95	0.82089	2.50	0.99959	
1.00	0.84270	3.00	0.99998	
1.05	0.86244	3.30	0.999998	

Fuente: Haykin, S. 2001. *Communication System*.

ANEXO II – Valores de la Simulación

Tabla 6. Valores de la Simulación

idx = 1	ber = 0.4242
idx = 2	ber = 0.413
idx = 3	ber = 0.394
idx = 4	ber = 0.3809
idx = 5	ber = 0.37
idx = 6	ber = 0.3561
idx = 7	ber = 0.3375
idx = 8	ber = 0.3206
idx = 9	ber = 0.3051
idx = 10	ber = 0.2891
idx = 11	ber = 0.2719
idx = 12	ber = 0.2517
idx = 13	ber = 0.2328
idx = 14	ber = 0.2132
idx = 15	ber = 0.1936
idx = 16	ber = 0.1766
idx = 17	ber = 0.1573
idx = 18	ber = 0.141
idx = 19	ber = 0.1264
idx = 20	ber = 0.1075
idx = 21	ber = 0.0919
idx = 22	ber = 0.0793
idx = 23	ber = 0.0641
idx = 24	ber = 0.0525
idx = 25	ber = 0.0401
idx = 26	ber = 0.0298
idx = 27	ber = 0.0214
idx = 28	ber = 0.0145
idx = 29	ber = 0.0079
idx = 30	ber = 0.0048
idx = 31	ber = 0.0022
idx = 32	ber = 0.0013
idx = 33	ber = 0.00039673
idx = 34	ber = 0.00010681
idx = 35	ber = 0.000091553
idx = 36	ber = 0.000015259

Fuente: Mat Lab
Elaboración: los autores


```

set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h, 'Name', 'Transmision vs.
Recepcion - Tesis MIMO OFDM 2x2');
title('Transmision vs. Recepcion');

reset(hErrorCalc2);
%% TRANSMISOR OFDM
foridx = 1:length(EbNo)
reset(hErrorCalc2);
    hAWGN1Rx.EbNo = EbNo(idx);
    hAWGN2Rx.EbNo = EbNo(idx);
    ASm1=[];
    AS1d=[];

forpacketIdx = 1:numPackets

ifpacketIdx==1
    Sm=S128_128; %Modulado PSK
ASm = [ASm; Sm];
    S1a = pskdemod(S128_128,2,pi, 'gray');
else
    Sm1 = randi([0 255],1,M);
    ASm1 = [ASm1; Sm1'];
    Sm = qammod(Sm1,256,0, 'gray')';
ASm = [ASm; Sm];
end

Scp = f_cp*Sm; % Scp es el simbolo OFDM "En el dominio de la frec"
TX
AScp = [AScp; Scp];

encData = step(hAlamoutiEnc, Scp);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% CANAL %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

H21=ones(2560,2)+1i*0.5*ones(2560,2);
chanOut21 = sum(H21.* encData, 2);

rxSig21=awgn(chanOut21,idx, 'measured');

decData = step(hAlamoutiDec, rxSig21, H21);
AdecData=[AdecData; decData];

%% RECEPTOR OFDM

XX_m = decData(D+1:P,1);
X_m = [F_M * XX_m];
AX_m=[AX_m; X_m]; %Acumulador

ifpacketIdx==1
    hh10 = X_m./S128_128;
D_h = diag (hh10);
    S1 = pinv(D_h)*X_m;
    S1d = pskdemod(S1,2,pi, 'gray')';
else
    S1 = pinv(D_h)*X_m;
    S1d = qamdemod(S1',256,0, 'gray');
    AS1d = [AS1d; S1d'];
end

AS1 = [AS1;S1];

```

```

end

    ber_thy2(idx) = berfading(EbNo(idx), 'qam', 256, 2);

semilogy(EbNo(1:idx), ber_thy2(1:idx), 'm');

ber=biterr(ASm1,AS1d)/(length(ASm1)*8)
idx

    BER=[BER ber];
semilogy(EbNo(1:idx), BER(1:idx), 'go');
legend('Valor Teorico (2Tx, 2Rx)', 'Simulacion MIMO OFDM (2Tx,
2Rx)');
drawnow;

end

% figure(1);
scatterplot(ASm,1,0,'b*');
title('Señal transmitida MIMO 2x2 - OFDM 256QAM');
gridon;

% figure(2);
scatterplot(AS1,1,0,'r*');
title('Señal recuperada MIMO 2x2 - OFDM 256QAM');
gridon;

```