

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Implementación de una técnica de multicanalización con detección y
cancelación sucesiva de interferencia en un sistema MIMO-OFDM basado
en SDR.**

TESIS

**que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS**

Presenta:

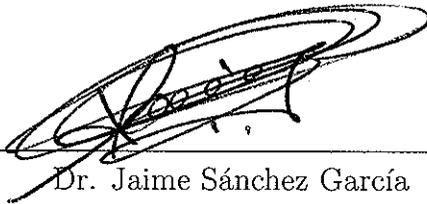
ERNESTO MURILLO ESQUIVEL

**Ensenada, Baja California, México
2012**

TESIS DEFENDIDA POR

Ernesto Murillo Esquivel

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



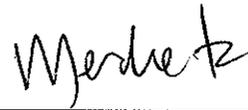
Dr. Jaime Sánchez García

Director del Comité



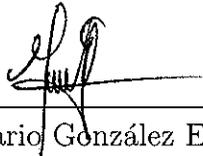
Dr. Salvador Villarreal Reyes

Miembro del Comité



Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité



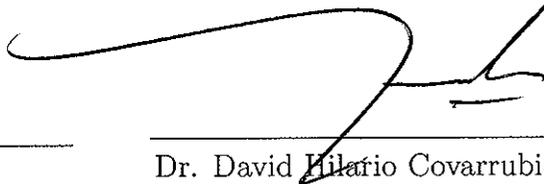
Dr. Mario González Escobar

Miembro del Comité



Dr. Roberto Conte Galván

*Coordinador del programa de
posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones*



Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

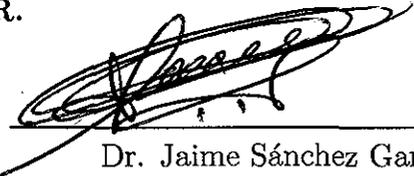
Director de Estudios de Posgrado

29 de febrero del 2012

RESUMEN de la tesis de **ERNESTO MURILLO ESQUIVEL**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELEC-TRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, febrero 2012.

Implementación de una técnica de multicanalización con detección y cancelación sucesiva de interferencia en un sistema MIMO-OFDM basado en SDR.

Resumen aprobado por:



Dr. Jaime Sánchez García

Director de Tesis

Los esquemas de capa física (PHY) que han permitido a las redes inalámbricas de la actualidad (IEEE 802.11n, 802.16, LTE) obtener las tasas de transmisión y la robustez requerida por los usuarios, han sido basados en técnicas de acceso al medio como OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) y en arreglos MIMO (Multiple Input Multiple Output). Tales arreglos pueden utilizar diferentes antenas para aumentar el número de flujos de datos (multicanalización espacial) o incrementar la calidad del canal entre el transmisor y receptor. Hydra es una plataforma inalámbrica experimental basada en Radio Definido por Software (SDR) [Mandke *et al.* (2007a), Mandke *et al.* (2007b), Mandke *et al.* (2008), Kim *et al.* (2009)] en la cual sus capas de acceso al medio (MAC) y PHY son altamente programables. La capa PHY de Hydra está basada esencialmente en la capa física del estándar 802.11n, permitiendo transmitir hasta con dos antenas usando los mismos esquemas de codificación y modulación utilizados en 802.11n.

En esta tesis se llevó a cabo el análisis y la evaluación del rendimiento de una técnica de multicanalización espacial en un sistema MIMO-OFDM. Usando la plataforma para experimentación Hydra se programó bajo SDR un algoritmo de multicanalización que permita una detección y cancelación de la interferencia sucesiva utilizando un ordenamiento óptimo (OSIC). El estudio se enfocó en el uso de una plataforma real de pruebas, que permita la flexibilidad del software y las prestaciones de hardware reconfigurable. Por lo que en este trabajo se presentan experimentos de transmisión con dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras sobre un canal real, evaluando y comparando entre, (1) una recepción lineal en un esquema de una sola antena transmisora y una sola antena receptora, (2) dos estimaciones basadas en una detección lineal y (3) finalmente dos estimaciones codificadas, basadas en detectar y estimar el primer símbolo y posteriormente utilizar esta información para cancelar la interferencia a la recepción total. Se cuantifican las ventajas entre las diferentes técnicas de equalización, de acuerdo a la tasa de error de bit (BER) y las desventajas midiendo el tiempo de ejecución de cada una de estas técnicas. Se comparan los resultados con los obtenidos en

una simulación que emplea el mismo tipo de detección. Los esquemas que muestran un mejor cancelamiento de la interferencia son los esquemas OSIC, tanto en la simulación como en la experimentación, resultando en una ganancia de potencia sobre las detecciones lineales, al alcanzar un BER aceptable en un análisis de datos sin codificación de canal. Sin embargo, tales técnicas presentan un tiempo de ecualización mayor a las detecciones lineales. Gracias a que estos métodos de ecualización fueron codificados sobre SDR son altamente reconfigurables y modificables.

Palabras Clave: Multicanalización, MIMO, OFDM. GNU Radio, Hydra, Software Defined Radio, OSIC.

ABSTRACT of the thesis presented by **ERNESTO MURILLO ESQUIVEL**, in partial fulfillment of the requirements for the degree of **MASTER OF SCIENCES IN ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** with orientation in **TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, february 2012.

Implementation of a spatial multiplexing technique with ordered successive interference cancellation in a MIMO-OFDM testbed based in SDR

Physical layer (PHY) techniques (IEEE 802.11n, 802.16, LTE) that have helped wireless networks today achieve the data rates and robustness required by the users have been based on OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) and MIMO arrays (Multiple Input-Multiple Output). Such MIMO schemes can be used to increase the number of spatial data streams (spatial multiplexing) or increase the quality between the transmitter and receiver (transmit diversity). Hydra is a wireless MIMO-OFDM testbed developed under Software Defined Radio (SDR) [Mandke *et al.* (2007a), Mandke *et al.* (2007b), Mandke *et al.* (2008), Kim *et al.* (2009)], allowing its medium access (MAC) and PHY layers to be highly flexible and programmable an experimental evaluate]. Hydra's PHY has been implemented according to the IEEE 802.11n standard, achieving transmission with two antennas using the same modulation and coding schemes used in 802.11n. Under these premises an analysis on the performance of spatial multiplexing in a MIMO-OFDM system under real circumstances was carried out. Using the wireless testbed Hydra, a detection algorithm was programmed, one which allowed an optimal ordered successive interference cancellation (OSIC). The study focused on the use of a real testbed, which granted flexibility of the software and benefits of reconfigurable hardware.

We present in the following research, transmission experiments with two receiving antennas and two transmitting antennas in a real environment evaluating and comparing between: (1) a linear equalization using only one receiving and one transmitting antenna, (2) two equalization techniques in a 2x2 system, based on linear detection and finally (3) two equalization methods using an OSIC algorithm in the same 2x2 system. The benefits between the different equalization techniques were measured using the bit error rate (BER) between the transmitted and received stream; the disadvantages on the other hand were done by measuring the time it takes the processor to perform each one. The results from these experiments were compared with the results from a simulation using the same detection techniques. The equalization schemes that showed an improved interference cancellation where the OSIC schemes, they did so under a real environment as well as in the simulation, achieving a power gain over the linear detections. However, the cancellation-based detection has a longer processing time. Since all these equalization techniques were implemented under SDR, they are highly modifiable and reconfigurable.

Keywords: MIMO, OFDM, GNU Radio, Software Defined Radio, Hydra, spatial multiplexing, OSIC.

Dedicatoria

*A mis padres, por ser los
pilares de la construcción
de mi vida.*

Agradecimientos

A mis padres, mis hermanos, Davinia y Elian por todo su apoyo de alguna u otra manera.

Al Dr. Jaime Sánchez García por ser un amigo y un guía desde el comienzo hasta mi etapa final en CICESE. Al Dr. Benito Serna Orozco y M.C Viktor Rodríguez por su apoyo en la realización de este trabajo.

A los doctores Mario González Escobar, Salvador Villarreal Reyes y Francisco Javier Mendieta Jiménez por su disposición, atención y recomendaciones como parte del comité de tesis de este proyecto.

A cada uno de los doctores e investigadores que me dieron clase o ayudaron de cualquier forma, gracias por su enseñanza académica y amistad. A todos los compañeros de CICESE desde el propedéutico, de generaciones anteriores, generaciones posteriores, otros posgrados y personal del departamento de electrónica y telecomunicaciones.

A cada una de las personas que con su amistad duradera o fugaz tocarón mi vida en Ensenada, siempre les agradeceré sus atenciones y en especial a mi buen amigo Alex, un excelente compañero para este viaje.

A CICESE por permitirme realizar mis estudios de posgrado y CONACyT por su apoyo económico con el número de registro 234957.

Contenido

	Página
Resumen en español	i
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	v
Agradecimientos	vi
Contenido	vii
Lista de Figuras	x
Lista de Tablas	xii
I. Introducción	1
I.1 Introducción	1
I.2 Marco de referencia	1
I.3 Justificación	2
I.4 Objetivos generales	3
I.5 Objetivos particulares	3
I.6 Metodología	4
I.7 Organización de la tesis	5
II. Multicanalización por división de frecuencias ortogonales	7
II.1 Introducción a OFDM	7
II.2 OFDM y su diagrama a bloques	9
II.3 Principios Básicos de OFDM	10
II.3.1 Modulación OFDM	10
II.3.2 Ortogonalidad de OFDM	11
II.3.3 Demodulación OFDM	12
II.3.4 Prefijo Cíclico OFDM	14
II.3.5 Tasa de Bit Erróneo en un esquema OFDM	15
III. Sistemas MIMO	17
III.1 Introducción	17
III.2 Canal MIMO y modelo de señal	18
III.3 Capacidad de canal en sistemas MIMO	20
III.3.1 Capacidad de un canal SISO	20
III.3.2 Capacidad de un canal MIMO	21

Contenido (continuación)

	Página
III.4 Diversidad en transmisión y multicanalización espacial	25
III.4.1 Diversidad con múltiples antenas	25
III.4.2 Multicanalización espacial	31
IV. Multicanalización en sistemas MIMO	32
IV.1 Introducción	32
IV.2 Modelo del sistema y detección lineal	33
IV.2.1 Detección lineal	34
IV.3 V-BLAST y detección OSIC	36
IV.3.1 V-BLAST general	36
IV.4 Detección de máxima verosimilitud	41
IV.5 Diversidad en transmisión vs multicanalización espacial	42
V. Hydra: Un sistema MIMO-OFDM	44
V.1 Introducción	44
V.2 Plataformas de prueba, simulación y emulación	45
V.3 Hydra	46
V.3.1 Frente RF	48
V.3.2 Capa PHY	49
V.3.3 Capa MAC y otros protocolos	55
V.4 Limitantes del hardware	56
VI. Implementación del algoritmo en Hydra y resultados	59
VI.1 Introducción	59
VI.2 Arreglo Experimental	59
VI.3 Transmisión SISO	62
VI.4 Algoritmo de cancelación sucesiva de interferencia en Hydra	63
VI.5 Transmisiones MIMO	66
VI.6 Tiempo de ecualización	72
VII. Conclusiones y recomendaciones	75
VII.1 Conclusiones	75
VII.2 Aportaciones	77
VII.3 Trabajo a futuro	77
REFERENCIAS	79
A. Manual de instalación y configuración de Hydra	81
A.1 Instalando Hydra	81
A.2 Ejecutando Hydra	88

Contenido (continuación)

	Página
A.2.1 Hydra - punto a punto (solamente capa PHY) 88	
B. Hydra - Ecuación Espacial	90

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Espectro de una subportadora OFDM (a), y el espectro de una señal OFDM (b).	9
2	Transmisión punto a punto usando OFDM.	10
3	Señales senosoidales con diferente frecuencia y fase y sus respectivos espectros de acuerdo a la DFT.	13
4	Símbolo OFDM con prefijo cíclico.	15
5	Tasa de error de bit para una modulación QSPSK en un canal Rayleigh y AWGN.	16
6	Diferentes configuraciones con múltiples antenas.	19
7	Capacidad de un canal SISO y un canal MIMO.	24
8	Ejemplos de técnicas de diversidad.	27
9	Esquema de transmisión basado en Alamouti.	28
10	Tasa de error de bit utilizando diversidad en transmisión.	30
11	Sistema MIMO con multicanalización espacial.	34
12	Diagrama del algoritmo V-BLAST.	37
13	Tasa de error de bit para varios métodos de detección con diferente ordenamiento.	40
14	Diagrama a bloques de un nodo Hydra.	47
15	Diagrama a bloques e imagen real de la tarjeta madre de un USRP.	49
16	Tarjeta hija transmisora en la banda ISM 2.4-2.5 GHz.	49
17	Diagrama de transmisión de la capa física de Hydra. Reproducido del estándar 802.11n.	50
18	Diagrama de recepción en Hydra. Basado en IEEE 802.11n.	54
19	Arreglo experimental físico dentro del laboratorio.	60
20	Interfaz gráfica de usuario dentro de la plataforma Hydra.	61

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
21	Interfaz gráfica de usuario dentro de la plataforma Hydra. Canal estimado.	62
22	Desempeño de la plataforma Hydra con una configuración SISO y modulación QPSK.	64
23	Diagrama de flujo del proceso de ecualización en el receptor implementado en Hydra.	65
24	Diagrama de las clases de la plataforma Hydra involucradas en la etapa de ecualización.	66
25	Diagrama secuencial de la ecualización espacial en Hydra.	67
26	Desempeño de la plataforma Hydra con una ecualización lineal.	68
27	Desempeño de una ecualización sucesiva sobre una ecualización lineal.	71
28	Desempeño de una ecualización sucesiva sobre una ecualización lineal.	71
29	Desempeño de la plataforma Hydra con las 4 diferentes técnicas de ecualización implementadas.	72
30	Tiempo de ejecución de los 4 algoritmos implementados en Hydra.	74
31	Diagrama de clases de la ecualización en Hydra	91

Lista de Tablas

Tabla		Página
I	Esquemas de modulación y codificación para 2 antenas en el receptor transmisor.	55
II	Principales parámetros de configuración en la plataforma de pruebas Hydra.	57
III	Parámetros de capa PHY en Hydra utilizados durante las pruebas. . . .	63
IV	Desempeño de un esquema MIMO 2x2 con detección ZF lineal y uno con detección OSIC - Zero Forcing.	69
V	Desempeño de un esquema MIMO 2x2 con detección MMSE lineal y uno con detección OSIC - MMSE.	70
VI	Tiempo de procesamiento de la etapa de ecualización dentro de la plataforma de pruebas.	73

Capítulo I

Introducción

I.1 Introducción

Con el avance de la tecnología y la necesidad de un mejor servicio al usuario, las comunicaciones inalámbricas se mantienen en constante evolución. Los sistemas inalámbricos actuales demandan una alta tasa de transmisión de datos, un enlace de comunicación confiable y de buena calidad; y lograr todo esto aprovechando al máximo el espectro electromagnético. Aunque se busca cubrir todas estas cualidades, es difícil hacerlo de manera simultánea.

I.2 Marco de referencia

Durante la evolución a los sistemas de comunicaciones actuales, han surgido un número de técnicas que mejoran el uso del espectro electromagnético (aumentando la eficiencia espectral de los sistemas) y son más inmunes a los efectos destructivos del canal inalámbrico.

Dentro de estas técnicas surge la multicanalización por división de frecuencias ortogonales (OFDM por sus siglas en inglés), OFDM es la técnica usada en la mayoría de los sistemas actuales, ya que ofrece un mayor aprovechamiento del espectro electromagnético, pues como su nombre lo indica, divide el ancho de banda del sistema en subcanales ortogonales, permitiendo una gran robustez a las multitrayectorias presentes

en el medio inalámbrico y aumentando la eficiencia espectral del canal en gran medida. Otra técnica no de reciente creación, pero sí utilizada en los sistemas de comunicación actuales es el uso de múltiples antenas, tanto en el transmisor como en el receptor (MIMO por sus siglas en inglés), el uso de MIMO permite a los sistemas mejorar la calidad del enlace y aprovechar los diferentes canales entre antenas para aumentar la eficiencia espectral del sistema ó confiabilidad. El uso de estas dos técnicas de manera simultánea ha provisto la base de la capa física para los objetivos a cumplir en los sistemas de comunicaciones inalámbricas de siguiente generación.

I.3 Justificación

Como se ha mencionado, el uso de MIMO con OFDM ha permitido a las comunicaciones inalámbricas actuales proveer los servicios requeridos por los usuarios, pero con la creciente demanda de estos, la investigación sobre el uso conjunto de estas técnicas no se detiene. Es muy importante lograr implementaciones físicas de estas técnicas, por lo que en los últimos años se ha estudiado una rama que permite lograr esto de una manera rápida y de bajo costo, esta rama denominada “radio definido por software” (SDR por sus siglas en inglés) ha permitido que los trabajos de investigación no solamente sean probados mediante simulación, sino que su desempeño sea evaluado en un ambiente real [Li *et al.* (2008), Marwanto *et al.* (2009), Zivkovic *et al.* (2010)]. GNU Radio es un conjunto de bibliotecas de acceso libre que se basa en el procesado de las señales de banda base en una computadora de uso general, permitiendo crear, modificar y evaluar algoritmos de capa física y de enlace de datos, de una manera rápida y con bajo costo [Blossom (2011)].

Lograr una alta tasa de transmisión de datos es posible mediante las técnicas mencionadas anteriormente (MIMO-OFDM), sin embargo debido a la complejidad de crear una plataforma de prueba, no es posible evaluar su desempeño en un entorno real. Por tal razón, el presente trabajo se enfoca en implementar una técnica de multicanalización bajo radio definido por software, y evaluar su desempeño, proporcionando una visión más completa de la factibilidad de estas técnicas dentro de los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales.

I.4 Objetivos generales

Implementar una técnica de multicanalización espacial en un sistema MIMO-OFDM basado en radio definido por software. Proveer el medio para analizar y evaluar el desempeño del uso de OFDM y la diversidad espacial provista por MIMO en un ambiente de laboratorio real.

I.5 Objetivos particulares

Los objetivos particulares a cumplir durante la realización del presente proyecto de investigación serán:

- Programar y evaluar una técnica de multicanalización, basada en una detección y cancelación sucesiva de la interferencia; que proporcione una ganancia en la capacidad del canal sobre la presente en un sistema SISO, una ganancia de codificado comparada con una detección lineal presente en MIMO, evaluándola de acuerdo a la figura de mérito provista por la tasa de error de bit.
- Proporcionar la plataforma para futuros proyectos de investigación de sistemas

MIMO-OFDM en capa física, enlace de datos ó alguna de las capas superiores.

- Simular en un lenguaje de programación de alto nivel como Matlab un esquema de multicanalización MIMO-OFDM.
- Comparar los datos obtenidos en el sistema basado en SDR con los resultados de la simulación.

I.6 Metodología

Se programó una técnica de multicanalización basada en una detección y cancelación sucesiva de la interferencia [Wolniansky *et al.* (1998), Foschini (1996)] dentro de la plataforma de pruebas provista por el proyecto Hydra [Mandke *et al.* (2007a), Mandke *et al.* (2007b), Mandke *et al.* (2008), Kim *et al.* (2009)]. La implementación fue realizada dentro de software definido por radio, que por ser software libre, se realizó con un bajo costo. Se probó la técnica implementada en un ambiente de laboratorio real y se comparó con los resultados obtenidos dentro de la simulación. Se obtuvieron valores de acuerdo a errores en la transmisión en un esquema de una antena en el receptor y una antena en el transmisor, posteriormente se realizaron pruebas para transmisiones configurando el sistema con 2 antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Se probó el algoritmo programado y se comparó contra una detección lineal, así como contra los resultados obtenidos en la simulación.

I.7 Organización de la tesis

En el capítulo II se presenta la base teórica de la modulación digital OFDM, discutiendo los aspectos generales y básicos de una manera clara y sencilla para su comprensión integra .

En el capítulo III se discute la técnica de antenas múltiples MIMO, se presentan las diferencias entre las posibles diversidades alcanzadas y el aumento de la capacidad del canal con la aplicación de multicanalización espacial.

En el capítulo IV se analizan diferentes técnicas de detección de señal en un sistema con multicanalización espacial, se presenta las ventajas y desventajas de una técnica sobre la otra, se analiza a detalle la técnica programada en la plataforma de pruebas (basada en SDR), para finalmente discutir el compromiso que existe entre el uso de multicanalización o diversidad en transmisión

La discusión de la plataforma de pruebas desarrollada por la Universidad de Texas en Austin se presenta en el capítulo V, se describe la estructura del sistema, el hardware utilizado por este, las etapas de la capa física implementada y una breve descripción de la capa MAC, que aunque no es utilizada para el presente proyecto de investigación, es parte fundamental para el uso íntegro de la plataforma de pruebas. Finalmente se describe la etapa donde se trabajó principalmente para este proyecto de investigación y las modificaciones y adiciones que se realizaron para el uso del algoritmo que se implementó.

En el capítulo VI se presenta a detalle la metodología para realizar las mediciones

de error en transmisiones SISO y MIMO utilizando tanto una detección lineal como una cancelación de interferencia ordenada y sucesiva, se describe el arreglo físico del experimento dentro del laboratorio; para finalmente evaluar los datos obtenidos en un ambiente real sobre los datos obtenidos en la simulación.

Finalmente, en el capítulo VII se discuten las conclusiones del presente trabajo y se discute parte del trabajo a futuro basado en los resultados obtenidos y discutidos en el capítulo anterior.

Capítulo II

Multicanalización por división de frecuencias ortogonales

El propósito de este capítulo es el proveer una base teórica en la técnica de transmisión con multicanalización por división de frecuencias ortogonales. En la primer sección se presenta una breve introducción a OFDM. En la sección 2 se revisa el diagrama a bloques de dicho sistema “clásico“ e “ideal“, el cuál hace uso de un intervalo de guarda (GI por sus siglas en inglés) para mitigar los efectos del canal radio con múltiples trayectorias. En las secciones posteriores se introduce a varios de los elementos básicos de OFDM, como son la modulación y demodulación, el intervalo de guarda, para finalmente evaluar el desempeño de tal esquema sin codificación de canal de acuerdo a la tasa de error de bit (BER por sus siglas en inglés).

II.1 Introducción a OFDM

OFDM es un esquema de multicanalización por división de frecuencias (FDM por sus siglas en inglés) utilizado como un método de modulación digital de múltiples portadoras [Torabi *et al.* (2007)]. Un número de subportadoras ortogonales espacialmente cercanas son usadas para llevar la información, donde un flujo serial de datos con una alta tasa de velocidad es dividido en varios canales o flujos de datos paralelos de baja velocidad, existiendo un flujo por cada subportadora. Cada subportadora puede ser modulada con algún esquema de modulación convencional (tal como modulación por amplitud de cuadratura, QAM o modulación por desplazamiento de fase, PSK) a una

tasa de símbolo baja, manteniendo la tasa total de datos similar a la de los esquemas convencionales de una sola portadora en el mismo ancho de banda.

OFDM ofrece ciertas ventajas en comparación con otros métodos de transmisión, tales como: una alta eficiencia espectral (esto gracias a la ortogonalidad de las subportadoras lo cual permite un ahorro del 50% del ancho de banda); robustez ante un canal con desvanecimiento (el ancho de banda de cada subportadoras se vuelve muy pequeño comparado con el ancho de banda coherente del canal); esto quiere decir, que cada una de las subportadoras experimenta desvanecimiento plano, lo cual permite ecualizar los efectos del canal sobre la señal con ayuda de la función de transferencia del canal. Gracias a la introducción de un prefijo cíclico (GI), se mantiene la ortogonalidad entre las subportadoras, permitiendo un correcto funcionamiento sobre un canal dispersivo [Prasad (2004)].

La figura 1(a) muestra el espectro de una subportadora perteneciente a un símbolo OFDM. La figura 1(b) muestra el espectro completo de un símbolo OFDM, se puede apreciar que el máximo de cada subportadora coincide con el nulo de la subportadora contigua, evitando así la interferencia entre subportadoras.

La sincronización es un elemento muy importante en el diseño de un receptor OFDM robusto. Sincronización en tiempo y frecuencia son prioritarias, respectivamente, para identificar el comienzo del símbolo OFDM y para alinear los osciladores locales de los moduladores y demoduladores. Si alguna de estas sincronizaciones falla, la ortogonalidad de las subportadoras se pierde (parcialmente), dando lugar a interferencia inter-símbolo e interferencia inter-portadora (ISI e ICI por sus siglas en inglés).

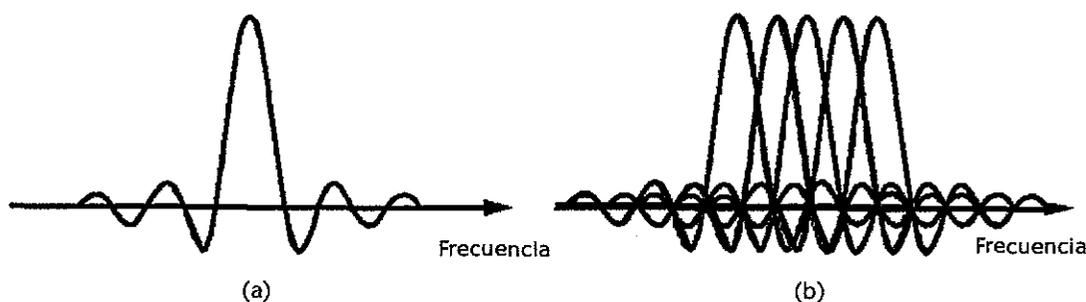


Figura 1: *Espectro de una subportadora OFDM (a), y el espectro de una señal OFDM (b).*

II.2 OFDM y su diagrama a bloques

La figura 2 muestra una transmisión simple punto a punto en un sistema OFDM ideal con codificación de canal (FEC). Un sistema OFDM ideal incorpora 3 elementos principales [Prasad (2004)]:

1. Se utiliza la Transformada Discreta de Fourier así como la Transformada Discreta Inversa de Fourier (DFT e IDFT), para demodular y modular, respectivamente, las constelaciones de datos en las subportadoras ortogonales. En la entrada de la IDFT existen N símbolos de datos $\{x_{i,k}\}$, donde N es el número de puntos en la DFT (i es el índice de la subportadora; k es el índice del símbolo OFDM).
2. El segundo principio clave es la introducción de un prefijo cíclico como un GI, cuya longitud no debe de exceder el máximo retardo introducido por la propagación multitrayectoria del canal.
3. FEC coding y el entrelazado de los bits, son la tercer característica aplicada dentro de OFDM. Un canal selectivo en frecuencia atenúa severamente los símbolos de datos transmitidos en una o varias subportadoras, provocando errores de bit. Al

esparcir los bits dentro del ancho de banda del sistema en transmisión, un esquema de codificado eficiente puede corregir los bits erróneos y por lo tanto, explotar la diversidad en frecuencia del canal. Los sistemas OFDM que hacen uso de códigos correctores de errores son usualmente llamados COFDM (coded OFDM) [Prasad (2004)].

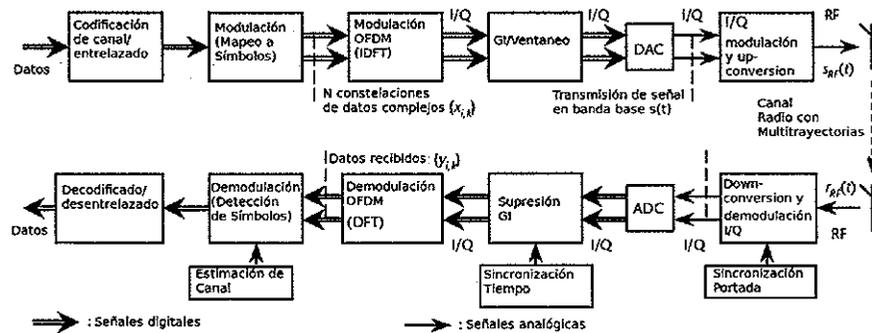


Figura 2: *Transmisión punto a punto usando OFDM.*

II.3 Principios Básicos de OFDM

II.3.1 Modulación OFDM

El transmisor OFDM modula la secuencia de bits de datos en una secuencia de símbolos PSK o QAM, a partir de esto, un convertidor serie-paralelo (S/P) convierte la secuencia de símbolos en N secuencias paralelas [Cho *et al.* (2010)]. Cada una de esta secuencia paralela corresponde a cada una subportadora. Sea $X_l[k]$ el l -ésimo símbolo a transmitir en la k -ésima subportadora, $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (debido a la conversión S/P, el tiempo de transmisión de N símbolos se extiende a NT_s), el cual forma un símbolo OFDM con longitud T_{sym} (i.e., $T_{sym} = NT_s$) y sea $\psi_{l,k}(t)$ la l -ésima señal

OFDM en la k -ésima subportadora, la cual esta dada por:

$$\psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} & , 0 < t < T_{sym} \\ 0, & \text{cualquier otro} \end{cases} \quad (1)$$

La señal OFDM en banda base en el dominio del tiempo se puede expresar como:

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad (2)$$

La señal OFDM continúa en el tiempo en banda base en la ecuación 2 puede ser muestreada en un tiempo $t = lT_{sym} + nT_s$, siendo $T_s = T_{sym}/N$ y $f_k = k/T_{sym}$, obteniendo la señal OFDM discreta en el tiempo igual a:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi n k/N} \text{ para } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

Siendo la ecuación (3) la IDFT en N -puntos para $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ símbolos QPSK o QAM. Gracias al algoritmo de la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT por sus siglas en inglés), la ecuación (3) puede ser calculada de una manera eficiente [Cooley-Tukey, (1965)].

II.3.2 Ortogonalidad de OFDM

Para evitar la ICI, el símbolo OFDM debe mantener la ortogonalidad entre sus N subportadoras. Ya que la señal OFDM se puede considerar como una multiplicación de señales exponenciales con diferente frecuencia y fase, donde cada una representa las diferentes subportadoras, estas señales se dicen ortogonales si la integral del producto

entre ellas en el periodo fundamental es igual a cero, esto es:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} t} dt \\
&= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_{sym}} t} dt \\
&= \begin{cases} 1, & \forall \text{ entero } k = i \\ 0, & \text{cualquier otro} \end{cases} \quad (4)
\end{aligned}$$

Muestreando la ecuación (4) con una tasa de muestreo $t = nT_s = nT_{sym}/N$ y $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, se obtiene la siguiente ecuación en el dominio del tiempo:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \cdot \frac{nT_{sym}}{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} \cdot \frac{nT_{sym}}{N}} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{N} n} \\
&= \begin{cases} 1, & \forall \text{ entero } k = i \\ 0, & \text{cualquier otro} \end{cases} \quad (5)
\end{aligned}$$

La condición anterior (eq. 5) es tanto la prueba de ortogonalidad como una condición esencial para que un símbolo OFDM no presente ICI.

La figura 3 muestra varias señales senosoidales con diferente frecuencia, y su respectivo espectro en el dominio de la frecuencia de acuerdo a la DFT, se puede observar que la suma de las señales no provoca su traslape en el dominio de la frecuencia, esto se cumple siempre y cuando las señales cuenten con periodos diferentes y enteros.

II.3.3 Demodulación OFDM

Considérese la señal OFDM recibida en banda base como $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k (t - lT_{sym})}$, donde $lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s$. Tomando muestras de la señal recibida $y_l(t)$ en los tiempos $t = lT_{sym} + nT_s$, el símbolo OFDM $X_l[k]$ puede ser reconstruido de la siguiente

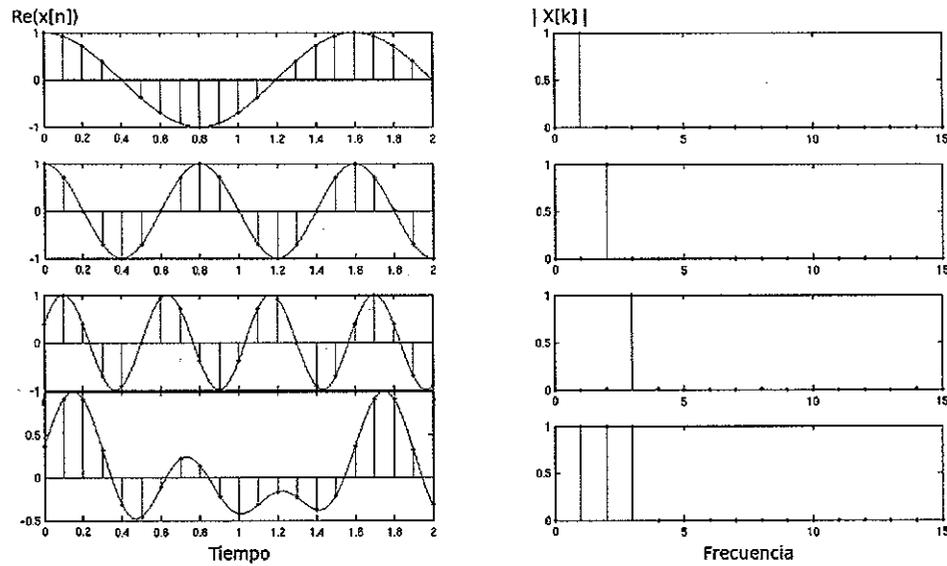


Figura 3: Señales senosoidales con diferente frecuencia y fase y sus respectivos espectros de acuerdo a la DFT.

manera:

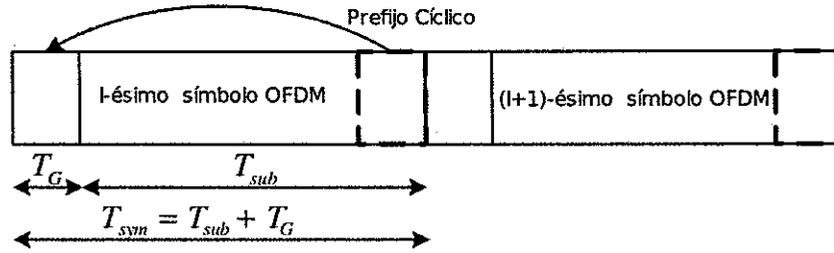
$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Es posible llevar a cabo la demodulación del símbolo OFDM recibido gracias a la ortogonalidad definida en la ecuación (3). La ecuación (6) correspondiendo a la DFT de N puntos para $y_l[n]_{n=0}^{N-1}$, que puede ser calculada eficientemente usando el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) [Cooley-Tukey, (1965)].

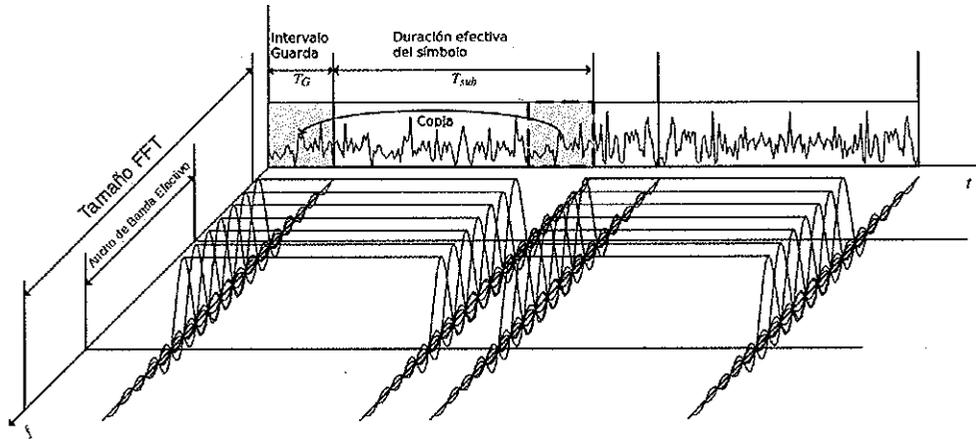
II.3.4 Prefijo Cíclico OFDM

Como se mencionó en la introducción del capítulo, la naturaleza dispersiva del canal provoca que arriben al receptor múltiples copias de la señal provocando ISI. Una técnica para combatir esto es el uso de un prefijo cíclico (CP), el cual consiste en tomar la última parte del símbolo OFDM, y repetirla al principio de este. Sea T_G la longitud del CP en términos de muestras. El símbolo OFDM extendido ahora tiene una duración $T_{sym} = T_{sub} + T_G$. La longitud del CP se define de manera que esta sea igual o mayor al retardo máximo introducido por las multitrayectorias del canal, de esta manera las componentes multitrayectorias de un símbolo OFDM no afectarán al siguiente símbolo [Prasad (2004)]. Gracias al prefijo cíclico, la señal transmitida se vuelve periódica, y el efecto dispersivo del canal se vuelve equivalente a una convolución cíclica, desechando el GI en el receptor. Por las propiedades de la convolución cíclica, el efecto del canal con múltiples trayectorias es equivalente a una multiplicación punto a punto de los símbolos de datos transmitidos con la función de transferencia del canal, sin embargo la penalidad a pagar por el uso del CP es una pérdida de potencia, esto debio a que la energía requerida para la transmisión se incrementa con la longitud del prefijo cíclico .

La figura 4(a) muestra 2 símbolos OFDM consecutivos, cada uno con un prefijo cíclico de duración T_G de modo que la longitud del símbolo OFDM es igual a $T_{sym} = T_{sub} + T_G$; mientras que la figura 4(b) muestra los mismos símbolos en el dominio del tiempo y frecuencia [Cho *et al.* (2010)].



(a) Símbolos OFDM con CP



(b) Descripción del símbolo OFDM con CP en Tiempo y Frecuencia

Figura 4: Símbolo OFDM con prefijo cíclico.

II.3.5 Tasa de Bit Erróneo en un esquema OFDM

En la presente sección se muestran las expresiones analíticas para calcular la probabilidad de error de bit en un sistema OFDM sin codificación de canal sobre un canal AWGN (Ruido Aditivo Blanco Gaussiano por sus siglas en inglés) y Rayleigh, estas expresiones se muestran para esquemas de modulación QAM M-arios [Torabi *et al.* (2007)].

En un canal AWGN la probabilidad de error de bit esta dada por:

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b N_0 \log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (7)$$

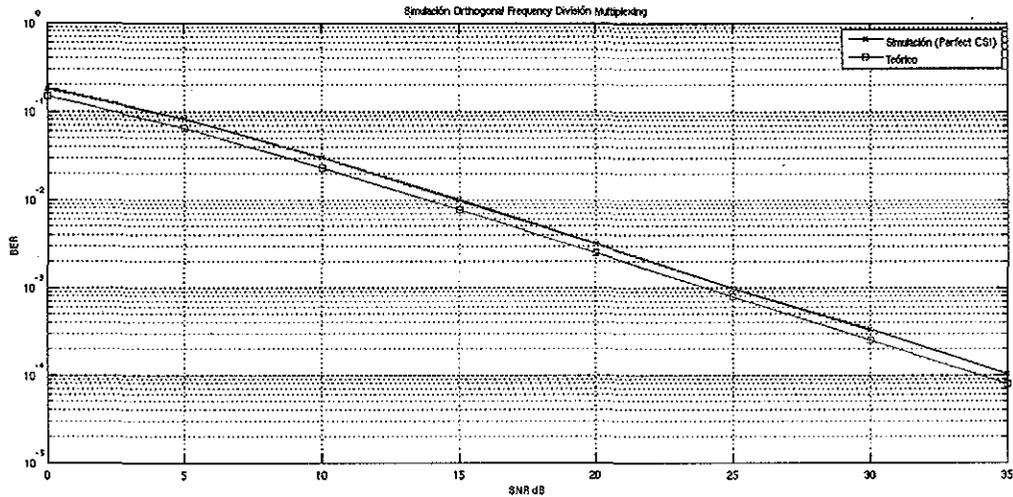


Figura 5: Tasa de error de bit para una modulación QPSK en un canal Rayleigh y AWGN.

Mientras que en un canal con desvanecimiento Rayleigh se encuentra dada por:

$$P_e = \frac{(M-1)}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (8)$$

donde γ se refiere a E_b/N_0 y M al orden de modulación, mientras que $Q(\cdot)$ es la función Q definida como [Torabi *et al.* (2007)]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (9)$$

La figura 5 muestra el desempeño de un sistema OFDM en un ambiente con desvanecimiento Rayleigh y con AWGN, cabe destacar que la curva correspondiente al BER de un sistema OFDM con modulación QPSK, es similar a la curva de un sistema QPSK sin multicanalización por división de frecuencias ortogonales. Se considera un canal con 4 multitrayectorias y el receptor cuenta con información perfecta del estado del canal.

Capítulo III

Sistemas MIMO

III.1 Introducción

La propagación en canales inalámbricos está conformada principalmente por desvanecimientos con múltiples trayectorias, esto consiste en el arribo al receptor de múltiples copias de las ondas electromagnéticas debido al ambiente, consecuentemente, la potencia de la señal recibida fluctúa en espacio, frecuencia y/o tiempo. Estas diferencias de los niveles de la señal, afecta severamente la calidad y confiabilidad de un enlace inalámbrico. Adicionalmente, las limitantes en cuanto a potencia y el escaso ancho de banda hacen que el diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricos con una tasa alta de transmisión y una gran confiabilidad, sea una tarea complicada. La técnica MIMO (Multiple Input - Multiple Output) ofrece un número de beneficios que permiten mitigar los efectos del canal así como eficientar el uso de los recursos. Además de explotar las dimensiones de tiempo y frecuencia como es convencional en sistemas inalámbricos de una sola antena, las ventajas de MIMO son obtenidas explotando la dimensión espacial (provista por múltiples antenas en el transmisor y múltiples antenas en el receptor). Durante la primer sección del presente capítulo se abordarán las características de un canal MIMO, así como técnicas predecesoras y que sirvieron como base para esta técnica. En la sección posterior se discutirá la capacidad del canal en un sistema MIMO, se analizan las expresiones que denotan la capacidad para un canal determinístico así como para un canal aleatorio. Aún y cuando un canal MIMO provee

un enlace con alta capacidad, es necesario hacer uso de técnicas que permitan lograr transmisiones de datos a alta velocidad o proveer al canal con una alta confiabilidad, tales técnicas se discutirán en la sección 4, donde se clasificaran básicamente en dos categorías: técnicas de diversidad y técnicas de multicanalización espacial.

III.2 Canal MIMO y modelo de señal

Es común representar la relación entrada/salida de un enlace MIMO para un solo usuario por el vector complejo en banda base:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (10)$$

donde \mathbf{x} es el vector $(n_T \times 1)$ transmitido, \mathbf{y} es el vector $(n_R \times 1)$ recibido, \mathbf{H} es la matriz $(n_R \times n_T)$ de la respuesta en frecuencia del canal y \mathbf{n} es el vector $(n_R \times 1)$ correspondiente al ruido AWGN en un instante de tiempo. Un elemento de la matriz del canal se puede denotar por h_{ij} , siendo este la representación de la ganancia compleja por parte del canal entre el j -ésimo transmisor y al i -ésimo receptor. En un sistema MIMO con n_T antenas transmisoras y n_R antenas receptoras, la matriz del canal se puede escribir como:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ h_{21} & \cdots & h_{2n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{bmatrix} \quad (11)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 h_{ij} &= \alpha + j\beta \\
 &= \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \cdot e^{-j\arctan\frac{\beta}{\alpha}} \\
 &= |h_{ij}| \cdot e^{j\phi_{ij}}.
 \end{aligned} \tag{12}$$

En un ambiente rico en multitraectorias, la ganancia del canal $|h_{ij}|$ obedece una distribución Rayleigh. Si α y β son variables aleatorias independientes y con distribución normal, entonces $|h_{ij}|$ es una variable aleatoria con distribución Rayleigh [Holter (2001)]. En la figura (6) se muestran las diferentes configuraciones que se pueden tener con múltiples antenas. En 6(a) se muestra un esquema con un solo transmisor y múltiples receptores, mientras que en 6(b) se tiene un solo receptor pero múltiples transmisores, y finalmente el caso donde se tienen múltiples transmisores y múltiples receptores se puede apreciar en 6(c).

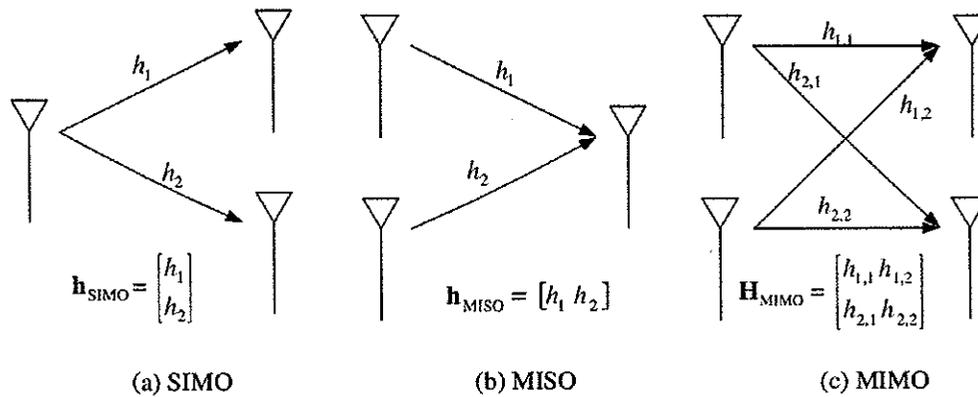


Figura 6: *Diferentes configuraciones con múltiples antenas.*

III.3 Capacidad de canal en sistemas MIMO

Comparado con un sistema convencional de una antena, un sistema MIMO de n_T antenas transmisoras y n_R antenas receptoras puede incrementar la capacidad del canal en un factor $\min(n_T, n_R)$ sin utilizar potencia adicional al transmitir o requerir mayor ancho de banda. Se define tal capacidad de canal como la medida de cuanta información puede ser transmitida y recibida con una probabilidad de error tan baja que puede ser ignorada. Al transmitir información con tasa R (llamada tasa de información), el canal es usado cada ciertos segundos, entonces la capacidad del canal es medida en función de bits por cada uso del canal. En un canal limitado en banda es común representar la capacidad del canal en función del ancho de banda del canal, por lo tanto la capacidad de canal es medida en bits/s/Hz [Cover y Thomas (2006)].

III.3.1 Capacidad de un canal SISO

La capacidad ergódica de un canal aleatorio con $n_T = n_R = 1$ y una potencia de transmisión P_T puede ser expresada como [Cover y Thomas (2006)]:

$$C = E_H \left\{ \max_{p(x): P \leq P_T} I(X; Y) \right\} \quad (13)$$

donde P es la potencia promedio de una palabra transmitida sobre el canal, E_H el valor esperado sobre todas las realizaciones del canal e $I(X; Y)$ representa la información mutua entre las variables aleatorias X y Y , las cuales denotan la entrada y salida de un canal aleatorio inalámbrico respectivamente. La ecuación anterior define que la información mutua es maximizada con respecto a todas las distribuciones estadísticas $p(x)$ del transmisor que satisface la limitante de potencia. La información mutua es una medida de la cantidad de información que contiene una variable aleatoria sobre

otra variable. Si cada símbolo transmitido se define como s , la limitante de potencia puede ser expresada como:

$$P = E [|s|^2] \leq P_T \quad (14)$$

Usando (13), la capacidad ergódica (media) de un sistema SISO con ganancia compleja h_{11} en un canal aleatorio esta dada por:

$$C = E_H \{ \log_2(1 + \rho \cdot |h_{11}|^2) \} \quad (15)$$

donde ρ es la relación señal a ruido promedio (SNR) en el receptor [Holter (2001)].

III.3.2 Capacidad de un canal MIMO

La capacidad de un canal MIMO aleatorio con una limitante de potencia P_T puede ser expresada como:

$$C = E_H \left\{ \max_{p(\mathbf{x}): \text{tr}(\Phi) \leq P_T} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) \right\} \quad (16)$$

donde $\Phi = E \{ \mathbf{x}\mathbf{x}^\dagger \}$ ² es la matriz de covarianza del vector transmitido \mathbf{x} (\mathbf{H}^\dagger se refiere a la pseudo-inversa de Moore-Penrose de \mathbf{H}). El total de la potencia de transmisión se limita P_T , sin importar el número de antenas transmisoras. Utilizando (10) y la relación entre información mutua y entropía de [Holter (2001)], la ecuación (16) puede ser expandida para una \mathbf{H} dada como:

$$\begin{aligned} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) &= h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \\ &= h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}|\mathbf{x}) \\ &= h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{n}|\mathbf{x}) \\ &= h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{n}) \end{aligned} \quad (17)$$

donde $h(\cdot)$ es la entropía diferencial de una variable aleatoria. Se asume que los vectores transmitidos \mathbf{x} y el vector de ruido \mathbf{n} son independientes. Asumiendo una distribución gaussiana para el vector \mathbf{x} , la matriz de covarianza del vector recibido complejo \mathbf{y} , esta dada por [Holter (2001)]:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^\dagger\} &= E\{\mathbf{H}\mathbf{x}\mathbf{x}^\dagger\mathbf{H}^\dagger\} + E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^\dagger\} \\ &= \mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{K}^n \\ &= \mathbf{K}^d + \mathbf{K}^n \end{aligned} \quad (18)$$

en (18) \mathbf{K}^d y \mathbf{K}^n definen la matriz de covarianza de la parte que interesa de la señal y la parte de ruido respectivamente. La máxima información mutua de un canal MIMO aleatorio puede expresarse como:

$$I = \log_2 [\det(\mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^\dagger(\mathbf{K}^n)^{-1} + \mathbf{I}_{n_R})] \quad (19)$$

Considerando que el transmisor no tiene conocimiento del canal y que el ruido presente en cada una de las ramas del receptor es independiente; la capacidad ergódica para un canal MIMO con AWGN se puede expresar [Holter (2001)]:

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{n_R} + \frac{P_T}{\sigma^2 n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \right] \right\} \quad (20)$$

conociendo que $\rho = \frac{P_T}{\sigma^2}$ es la SNR promedio en cada receptor, la ecuación (20) puede escribirse como:

$$C = E_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \right) \right] \right\} \quad (21)$$

por la ley de números grandes, el término $\frac{1}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \rightarrow \mathbf{I}_{n_R}$ a medida que n_T crece y

n_R se mantiene fija. Por lo que la capacidad de un canal con un número grande de n_T transmisores es:

$$C = E_H \{n_R \cdot \log_2(1 + \rho)\} \quad (22)$$

El número de subcanales paralelos en un sistema MIMO puede ser determinado por el rango de la matriz \mathbf{H} . El rango de la matriz del canal esta dado por:

$$\text{rango}(\mathbf{H}) = k \leq \min \{n_T, n_R\} \quad (23)$$

Considerando el hecho de que $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^\dagger$, donde \mathbf{E} es la matriz eigenvector con columnas ortonormales y $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz diagonal con los eigenvalores en la diagonal principal; y considerando que el determinante de una matriz unitaria es igual a 1, la ecuación (21) puede expresarse como:

$$C = E_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n_T} \lambda_i \right) \right\} \quad (24)$$

En (24), λ_i son los eigenvalores de la matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}$ [Holter (2001)]. La capacidad máxima de un canal MIMO se obtiene cuando cada una de las señales transmitidas n_T es recibida por el mismo número de n_R antenas receptoras sin interferencia [Holter (2001)]. En otras palabras la capacidad de un canal MIMO sin conocimiento del estado del canal se puede definir como la suma de cada uno de los canales SISO entre n_T antenas transmisoras y n_R antenas receptoras.

Por otro lado, cuando el canal es conocido en el transmisor, la máxima capacidad de un sistemas MIMO puede ser lograda utilizando el algoritmo "water-filling" [Cover y Thomas (2006)] en la matriz de covarianza del transmisor. Haciendo esto, la capacidad

estará dada por:

$$C = E_H \left\{ \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \epsilon_i \frac{\rho}{n_T} \lambda_i \right) \right\} \quad (25)$$

donde ϵ_i es un escalar que representa la porción de potencia disponible en el transmisor en el i -ésimo subcanal. Para esto la limitante de potencia en el transmisor puede ser expresada como $\sum_{i=1}^{n_T} \epsilon_i \leq n_T$ [Cover y Thomas (2006)].

La figura (7) muestra como el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor en un enlace de comunicaciones mejora ampliamente la eficiencia espectral en sistemas inalámbricos.

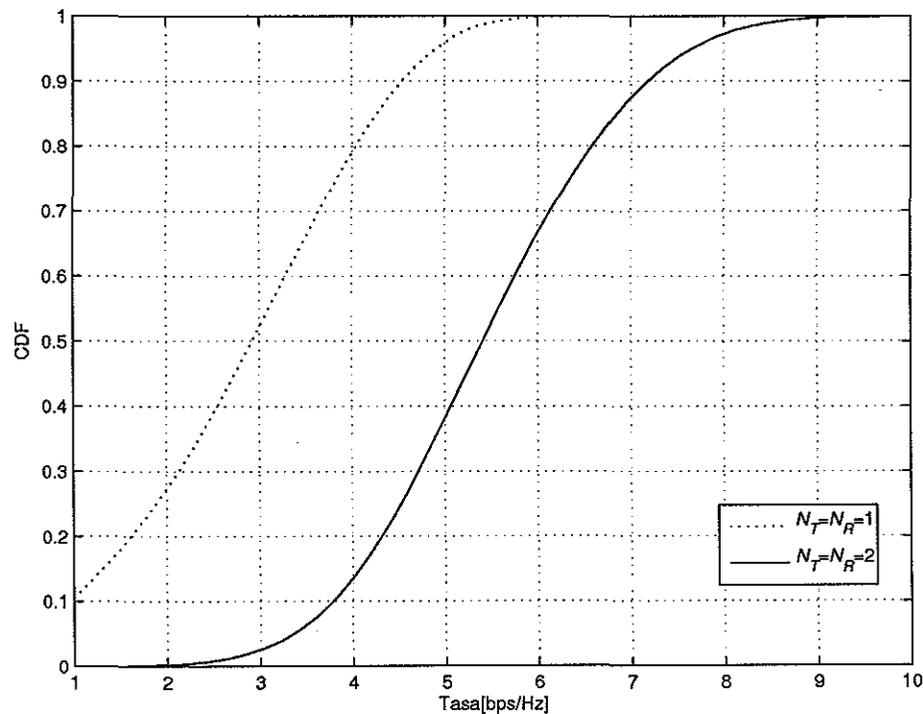


Figura 7: Capacidad de un canal SISO y un canal MIMO.

III.4 Diversidad en transmisión y multicanalización espacial

Como se mencionó al comienzo de este capítulo, las técnicas con múltiples antenas pueden clasificarse de manera muy general en dos categorías: técnicas de multicanalización espacial y técnicas de antenas con diversidad. Entre las múltiples técnicas de diversidad en antenas, las técnicas de diversidad en transmisión han sido adoptadas mayormente. dado que son útiles al reducir la complejidad de procesamiento en el receptor, éstas requieren múltiples antenas solo en el lado del transmisor.

III.4.1 Diversidad con múltiples antenas

Las técnicas de diversidad son usadas para mejorar el desempeño de un enlace inalámbrico, mitigando la degradación del error debido a desvanecimientos en un canal inalámbrico. Proveer diversidad en la transmisión se basa en la idea de que la probabilidad de que múltiples canales estadísticamente independientes experimenten desvanecimientos profundos simultáneamente es muy baja [Cho *et al.* (2010)]. Existen varias formas de lograr una ganancia en diversidad, incluyendo las siguientes:

Diversidad espacial: Se utilizan múltiples antenas separadas suficientemente (separación mayor a 10λ) para implementar canales inalámbricos independientes.

Diversidad por polarización: Se implementan canales independientes usando el hecho de que los caminos entre transmisor y receptor polarizados vertical y horizontalmente son independientes.

Diversidad temporal: Se transmite la misma información repetidamente a diferentes instantes de tiempo (separados por un tiempo mayor al tiempo de coherencia

del canal).

Diversidad frecuencial: La misma información es transmitida repetidamente en diferentes bandas de frecuencia con una separación suficiente (mayor al ancho de banda coherente).

Diversidad angular: Se utilizan múltiples antenas receptoras con diferente directividad para recibir la misma señal de información en diferentes ángulos.

Las técnicas de diversidad espacial, en tiempo y frecuencia son ilustradas en la figura (8). Cuando existe diversidad en el tiempo, los datos son transmitidos sobre múltiples ranuras de tiempo; mientras que con diversidad en frecuencia, la misma información es transmitida en múltiples bandas espectrales para obtener la ganancia en diversidad; sin embargo ambas técnicas requieren recursos adicionales de tiempo y frecuencia, respectivamente. Aunque las técnicas de diversidad espacial y con múltiples antenas no requieren espectro o tiempo adicional, si hacen uso de configuraciones físicas más grandes, debido a la separación con la que deben contar las antenas para mantener la independencia entre canales.

Diversidad en transmisión

Al utilizar diversidad en el receptor existe la gran limitante de que la mayoría de la carga computacional recae en el receptor, por lo que al hablar de unidades móviles esto incurre en un mayor consumo de potencia por parte de la unidad en el enlace de bajada. Otra manera de obtener una ganancia en diversidad es el uso de códigos espacio-tiempo (STC por sus siglas en inglés) por parte del transmisor, haciendo uso de códigos espacio-tiempo diferenciales la complejidad computacional en las unidades

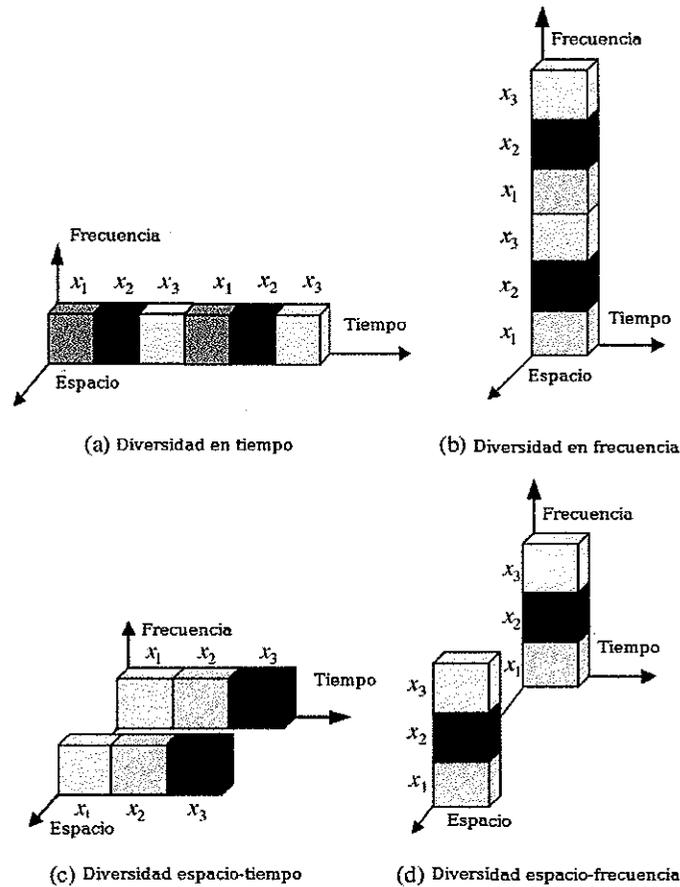


Figura 8: *Ejemplos de técnicas de diversidad.*

móviles es reducida ya que estas solo requieren de un simple procesamiento lineal en el receptor para el decodificado.

Dentro de los primeros y mejor conocidos códigos de bloques STC (STBC) se encuentra el código Alamouti [Alamouti (1998)], el cual es un STBC ortogonal complejo para el caso de dos antenas transmisoras. En el codificador Alamouti, dos símbolos consecutivos x_1 y x_2 son codificados con la matriz espacio-tiempo \mathbf{X} :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

Como se muestra en la figura (9), el codificador Alamouti transmite la señal codificada por 2 antenas en 2 periodos de símbolo. Durante el primer periodo, los símbolos x_1 y x_2 son transmitidos simultáneamente por 2 antenas; en el segundo periodo, estos símbolos son transmitidos de nuevo, pero en esta ocasión $-x_2^*$ es transmitido de la primer antena y x_1^* es transmitido de la segunda antena.

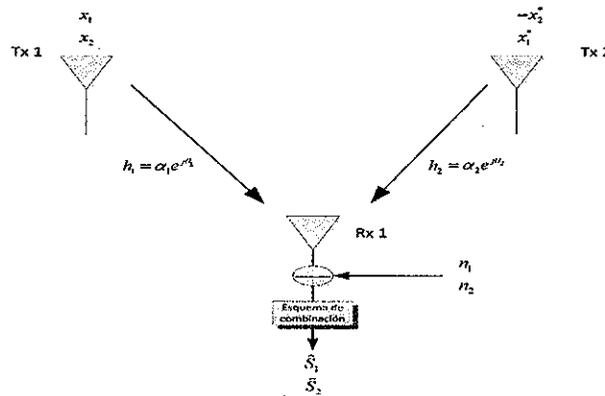


Figura 9: Esquema de transmisión basado en Alamouti.

Basándose en la detección de señal ML propuesta por [Alamouti (1998)], se asume que las ganancias del canal en 2 períodos de símbolo consecutivos son invariantes en el tiempo, esto es:

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t + T_s) = h_1 = |\alpha_1| e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t + T_s) = h_2 = |\alpha_2| e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (27)$$

donde $|h_i|$ y θ_i denotan la ganancia en amplitud y rotación de fase en dos períodos de símbolo $i=1,2$. Sean y_1 y y_2 las señales recibidas en el tiempo t y $t+T_s$, respectivamente, entonces:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ y_2 &= -h_1^* x_2 + h_2 x_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (28)$$

donde n_1 y n_2 representan el ruido en el receptor y la interferencia. La señal recibida se podrá recuperar por medio del esquema de combinacion:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= h_1 * y_1 + h_2 y_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^*\end{aligned}\tag{29}$$

sustituyendo (27) y (28) en (29) se puede estimar cada uno de los símbolos recibidos de la manera siguiente:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)y_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)y_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1\end{aligned}\tag{30}$$

Las señales resultantes combinadas son procesadas por un decodificador de máxima verosimilitud (ML por sus siglas en inglés) con la regla de decisión que se describe en la eq (30), lo que permite que la decodificación de estas pueda realizarse por separado [Alamouti (1998)]:

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \tag{31}$$

y para señales PSK se tiene:

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \tag{32}$$

La figura (10) muestra el desempeño de un codificador Alamouti con 2 transmisores y 1 un receptor comparado con un sistema SISO (1x1) bajo condiciones de un canal con desvanecimiento Rayleigh. Es importante notar que aún y cuando se tienen 2 antenas transmisoras la capacidad del canal no aumenta ya que se utilizan 2 tiempos de símbolo

para enviar solamente 2 símbolos diferentes.

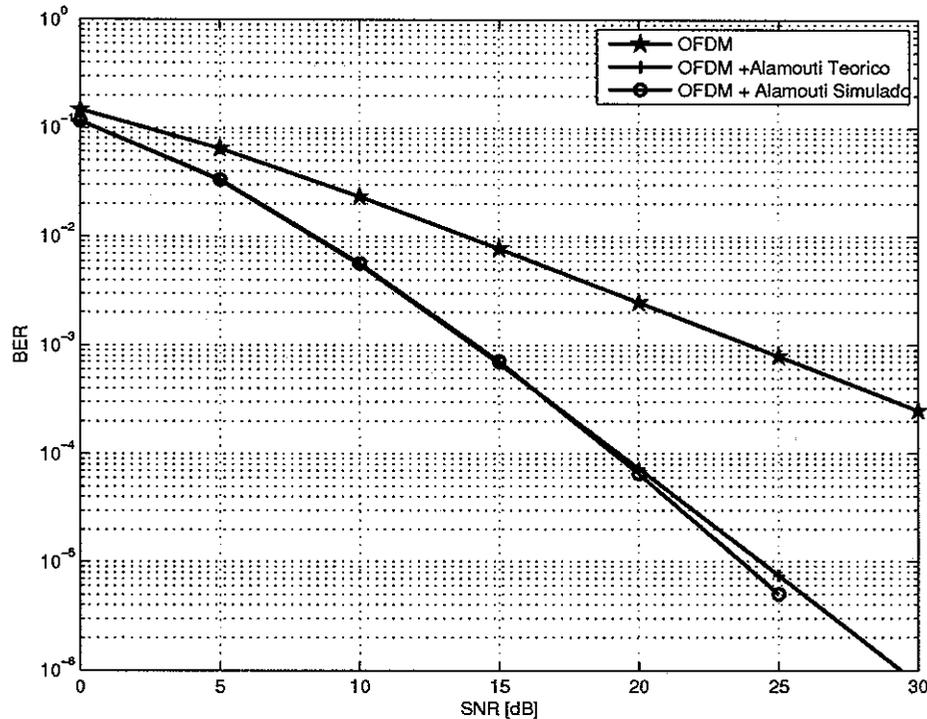


Figura 10: Tasa de error de bit utilizando diversidad en transmisión.

El desempeño del esquema de Alamouti es equivalente al desempeño de Maximum Ratio Combiner (MRC) [Alamouti (1998)], excepto por una penalidad de 3dB debido a la división de potencia en las dos antenas transmisoras y la doble adición de ruido. Puesto a que este esquema alcanza un orden de diversidad de $2n_R$, el esquema fue generalizado a un número arbitrario de antenas transmisoras aplicando la teoría de diseño ortogonal. Estos esquemas generalizados son referidos como códigos de bloque espacio tiempo (STBC) [Tarokh *et al.* (1999)], los cuales pueden alcanzar una diversidad completa en el transmisor de $n_T n_R$, mientras permiten un algoritmo de decodificado de máxima verosimilitud muy simple.

III.4.2 Multicanalización espacial

Los sistemas MIMO con multicanalización espacial pueden transmitir datos a una velocidad mayor que los sistemas MIMO utilizando diversidad en las antenas, sin embargo, la demulticanalización espacial o detección de la señal por parte del receptor es una tarea complicada para estos sistemas. En el siguiente capítulo se abordarán las técnicas más elementales dentro de la multicanalización espacial, así como las ventajas y desventajas provistas por estas.

Capítulo IV

Multicanalización en sistemas MIMO

IV.1 Introducción

Con el desarrollo de la codificación espacio-tiempo en los 90's, los principios de la multicanalización espacial también comenzaron su desarrollo [Foschini (1996), Wolniansky *et al.* (1998)]. Las técnicas de multicanalización espacial consisten en transmitir diferentes símbolos de cada antena y, en el receptor separar estos símbolos teniendo como ventaja que, debido a una selectividad espacial, cada antena transmisora tiene una firma espacial diferente en el receptor [Lozando y Jindal (2010)]. Esto permite incrementar el número de símbolos de información por símbolo MIMO transmitido; dependiendo de la técnica particular de transmisión usada, la confiabilidad del enlace se verá o no afectada. En el presente capítulo se abordarán las técnicas básicas que proveen multicanalización espacial, desde las técnicas que proveen un desempeño óptimo en cuanto a la relación de error de bit, pero que son difíciles de implementar hasta las técnicas con un desempeño cercano al óptimo y una complejidad reducida. En la primera sección se define el modelo del sistema MIMO (de manera similar a como se definió en el capítulo anterior) y la detección lineal de una transmisión con multicanalización espacial. Posteriormente se analiza la técnica BLAST (Bells layered space time architecture) desarrollada por parte de Bells Laboratories [Foschini (1996), Wolniansky *et al.* (1998)], así como su optimización y desempeño (cancelación sucesiva ordenada de interferencia OSIC, por sus siglas en inglés) comparado con la detección lineal presentada en la sección ante-

rior. Finalmente se aborda la técnica óptima de multicanalización espacial, basada en un detector de máxima verosimilitud, dado que su complejidad la hace difícil de implementar, es importante el desarrollo de receptores que logren un desempeño cercano al óptimo, manteniendo una complejidad moderada.

IV.2 Modelo del sistema y detección lineal

Considerese un sistema MIMO de $n_T \times n_R$ como el de la figura (11). Sea \mathbf{H} la matriz del canal con elemento h_{ij} en la posición (j, i) , el cual se refiere a la ganancia del canal entre la i -ésima antena transmisora y la j -ésima antena receptora, $j = 1, 2, \dots, n_R$ e $i = 1, 2, \dots, n_T$. La señal de datos espacialmente multicanalizada y la correspondiente señal recibida son representadas por $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{n_T}]^T$ y $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{n_R}]^T$ respectivamente, siendo x_i y y_j la señal transmitida desde la i -ésima antena transmisora y la señal recibida en la j -ésima antena receptora, respectivamente. El sistema MIMO descrito se puede representar como:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{h}_1 x_1 + \mathbf{h}_2 x_2 + \dots + \mathbf{h}_{n_T} x_{n_T} + \mathbf{n} \end{aligned} \tag{33}$$

en la ecuación (33) \mathbf{h}_i define el i -ésimo vector columna de la matriz de canal \mathbf{H} , mientras que \mathbf{n} es un vector de dimensiones $[n_R \times 1]$, donde n_j que representa al ruido blanco Gaussiano aditivo con una varianza σ_z^2 en la j -ésima antena receptora, es decir, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_R]^T$ [Cho *et al.* (2010), Wolniansky *et al.* (1998)].

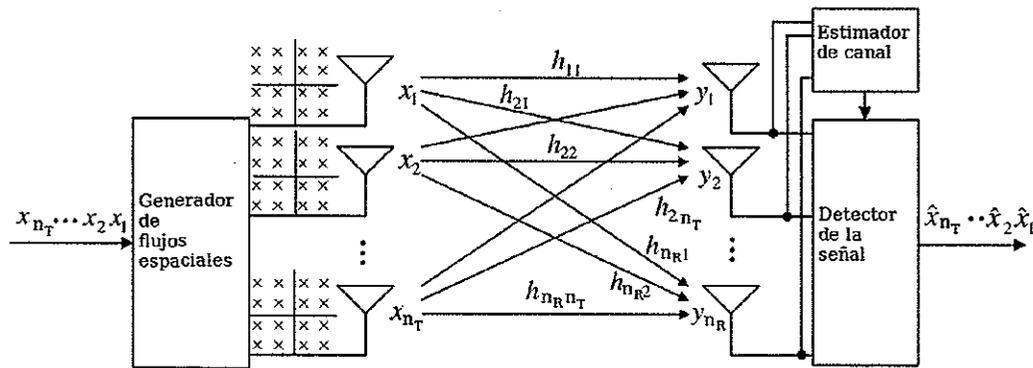


Figura 11: *Sistema MIMO con multicanalización espacial.*

IV.2.1 Detección lineal

Detección ZF

Una manera de realizar la detección es utilizar una cancelación lineal combinatoria [Wolniansky *et al.* (1998)], donde, cada subcadena de datos en turno es considerada la señal deseada, y las restantes son consideradas como interferencia. La cancelación es realizada al multiplicar linealmente la señal recibida por un “peso” el cuál satisfaga algún criterio, tal como error cuadrático medio mínimo (MMSE por sus siglas en inglés) o zero-forcing (ZF) [Golub y Loan (1983)]. El proceso ZF consiste en realizar una transformación lineal tal que:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{W}\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{n} \quad (34)$$

donde \mathbf{W} puede ser la matriz ZF [Golub y Loan (1983)] dada por:

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^\dagger \quad (35)$$

haciendo uso de esta ecuación se tiene que:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{W}_{ZF}\mathbf{y} \\
 &= \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^\dagger\mathbf{n} \\
 &= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}_{ZF}
 \end{aligned} \tag{36}$$

de esta ecuación se puede apreciar que la potencia de $\|\tilde{\mathbf{n}}_{ZF}\|^2$ gobierna directamente el desempeño del sistema [Cho *et al.* (2010)].

Detección MMSE

Otra manera de realizar una detección lineal pero minimizando los efectos del canal sobre el receptor, es utilizar una matriz MMSE \mathbf{W} [Golub y Loan (1983)] dada por:

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H} + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^\dagger \tag{37}$$

para el cálculo de (37) el receptor requiere conocer la información estadística de σ_n^2 . Usando esta ecuación se tiene en el receptor [Cho *et al.* (2010)]:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}}_{MMSE} &= \mathbf{W}_{MMSE}\mathbf{y} \\
 &= (\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H} + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^\dagger\mathbf{y} \\
 &= \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H} + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^\dagger\mathbf{n} \\
 &= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}_{MMSE}
 \end{aligned} \tag{38}$$

En general, el desempeño de los métodos de detección lineal es peor que cualquier otra técnica de recepción no lineal. Sin embargo, debido a su baja complejidad su implementación es sencilla comparada con otras técnicas.

IV.3 V-BLAST y detección OSIC

Las técnicas lineales anteriores son viables, pero como se ha dicho, se puede obtener un mejor desempeño cuando se implementan técnicas no lineales. Una de las técnicas particularmente atractiva [Wolniansky *et al.* (1998)] se puede utilizar explotando la sincronización inherente en el sistema y realizando una cancelación de interferencia sucesiva (OSIC). Utilizando una cancelación de símbolo, la interferencia de los componentes ya detectados del vector \mathbf{x} es restada del vector de la señal recibida, dando lugar a un vector modificado con menos interferencia. Cuando se utiliza cancelación sucesiva de interferencia, el orden en el cual los componentes de \mathbf{x} son detectados es importante.

IV.3.1 V-BLAST general

En base al modelo en (33), se define un conjunto:

$$S = k_1, k_2, \dots, k_{n_T} \quad (39)$$

el cual es una permutación de los enteros $1, 2, \dots, n_T$ que especifica el orden en que los componentes del vector \mathbf{x} transmitido serán detectados. El proceso de detección de V-BLAST se define de la siguiente manera:

Paso 1. Usando el vector \mathbf{w}_{k_1} se estima y_{k_1} :

$$y_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1} \mathbf{y} \quad (40)$$

donde \mathbf{w}_{k_1} corresponde al k_1 vector fila de la matriz \mathbf{W} . Para calcular los vectores de cancelación \mathbf{w}_{k_i} lo más común es usar las matrices \mathbf{W}_{ZF} ó \mathbf{W}_{MMSE} .

Paso 2. Se ajusta y_{k_1} por medio de la siguiente operación para obtener \hat{x}_{k_1} :

$$\hat{x}_{k_1} = Q(y_{k_1}) \quad (41)$$

donde $Q(\cdot)$ es la operación de ajuste al valor de transmisión apropiado para la constelación en uso.

Paso 3. Asumiendo que $\hat{x}_{k_1} = x_{k_1}$, se cancela x_{k_1} del vector recibido \mathbf{y}_1 , dando como resultado el vector recibido modificado \mathbf{y}_2 :

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{y}_1 - \hat{x}_{k_1}(\mathbf{H}_{k_1}) \quad (42)$$

donde (\mathbf{H}_{k_1}) es la k_1 -ésima columna de \mathbf{H} . Los pasos 1 al 3 son repetidos para los componentes k_2, \dots, k_m realizando las operaciones en progresión de los vectores recibidos resultantes $\mathbf{y}_2, \mathbf{y}_3, \dots, \mathbf{y}_{n_T}$ [Cho *et al.* (2010)]. El proceso del algoritmo V-BLAST para un sistema de 4 transmisores se muestra en el diagrama de la figura 12.

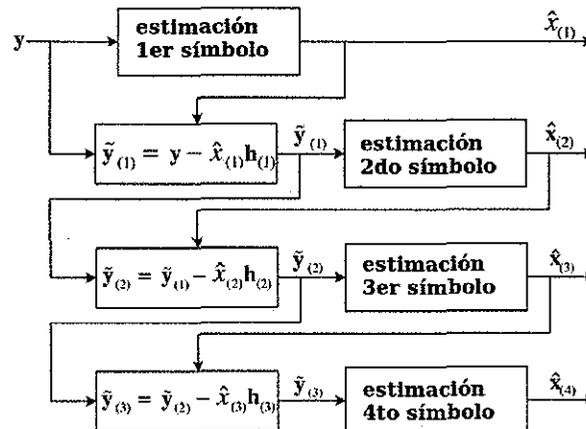


Figura 12: Diagrama del algoritmo V-BLAST.

El vector k_i -ésimo de \mathbf{W} deberá satisfacer la condición:

$$\mathbf{w}_{k_i}^T(\mathbf{H}_{k_i}) = \begin{cases} 0 & j \geq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad (43)$$

El SNR post-detección para el k_i -ésimo componente detectado de \mathbf{x} , cuando se usa ZF, puede ser calculado sustituyendo la ecuación (33) y (43) en (40) dando lugar a [Wolniansky *et al.* (1998)]:

$$\rho_{k_i} = \frac{|\mathbf{x}_{k_i}|^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{k_i}\|} \quad (44)$$

Detección con ordenamiento óptimo

Como se mencionó anteriormente, cuando se usa la cancelación de símbolos, el desempeño del sistema se ve afectado por el orden en que los componentes de x son detectados. La importancia del ordenamiento es que permite, durante la detección del i -ésimo componente, elegir que subconjunto de $(n_T - i)$ columnas debe restringirse \mathbf{w}_{k_i} , diferentes elecciones llevan a diferentes valores de ρ [Wolniansky *et al.* (1998)]. Debido a la propagación del error introducido en la primer iteración del algoritmo hacia las siguientes iteraciones, el orden de la detección es muy significativo. Existen varios métodos para definir el orden de la detección, de los cuales se pueden describir los siguientes:

•**Método 1 (Detección basada en SINR):** En este método, las señales con una alta relación señal a interferencia más ruido (SINR post-detección) se deben estimar primero. Considérese la detección lineal con valores de SINR dados por:

$$SINR_i = \frac{E_x |\mathbf{w}_{iMMSE} \mathbf{H}_i|}{E_x \sum_{l \neq i} |\mathbf{w}_{iMMSE} \mathbf{H}_l| + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{iMMSE}\|^2} \quad (45)$$

donde E_x es la energía de las señales transmitidas, \mathbf{w}_{iMMSE} es la i -ésima fila de la matriz \mathbf{W}_{MMSE} , y \mathbf{H}_i es la i -ésima columna de la matriz del canal. Una vez que se han calculado los n_T valores de SINR usando la \mathbf{W}_{MMSE} , se selecciona la capa con la mayor SINR. Una vez estimado el primer símbolo, la interferencia debido a este es restada a la señal recibida. Hecho esto, la matriz del canal se modifica eliminando el vector correspondiente a la capa espacial estimada de la manera siguiente:

$$\mathbf{H}^{(l)} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_{l-1} \mathbf{h}_{l+1} \cdots \mathbf{h}_{n_T}] \quad (46)$$

usando la nueva matriz (46) la matriz \mathbf{W}_{MMSE} se vuelve a calcular. Ahora existirán $(n_T - 1)$ valores SINR, de los cuales se escogerá el símbolo con el valor mayor. El proceso es repetido con el resto de la señal como lo dice el algoritmo. En éste método el número total de valores de SINR a calcularse es $\sum_{j=1}^{n_T} j = n_T(n_T + 1)/2$ [Cho *et al.* (2010)].

•**Método 2 (Detección basada en SNR):** Cuando se realiza una detección con ZF, el orden en que se cancelarán los símbolos se puede basar en el símbolo con el mayor valor de SNR, calculado con la ecuación (44). Una vez calculados los n_T valores de SNR se sigue el mismo procedimiento del método 1 respetando el orden del algoritmo V-BLAST. Como en el método anterior, el número de valores de SNR a calcular está dado por $\sum_{j=1}^{n_T} j = n_T(n_T + 1)/2$ [Cho *et al.* (2010)].

•**Método 3 (Detección basada en la norma de la columna):** Los métodos anteriores (1 y 2) involucran el cálculo complejo de un gran número de SINR y SNR, respectivamente. Una manera de reducir esta complejidad es basar el orden de la

cancelación de los símbolos en la norma de los vectores columna de la matriz del canal. Refiriéndose a la ecuación (33) se puede observar que la fuerza del i -ésimo símbolo recibido es proporcional a la norma de la i -ésima columna en la matriz del canal. En este método solo se calculan n_T normas y se realiza el ordenamiento una sola vez; esto reduce la complejidad comparado con los métodos previos [Cho *et al.* (2010)].

Usando el método de detección V-BLAST con OSIC el orden de diversidad depende de si el símbolo detectado previamente es el correcto o no. Si todos los símbolos son correctos, el orden de diversidad será el del i -ésimo símbolo detectado (que es diferente al símbolo transmitido de la i -ésima antena). En la figura (13) se muestra una comparación entre los 3 métodos descritos anteriormente para un sistema MIMO 2x2 y una modulación QPSK. Para la simulación se utiliza un canal \mathbf{H} con desvanecimientos Rayleigh, es decir, se usa un canal simplificado no basado en algún estándar.

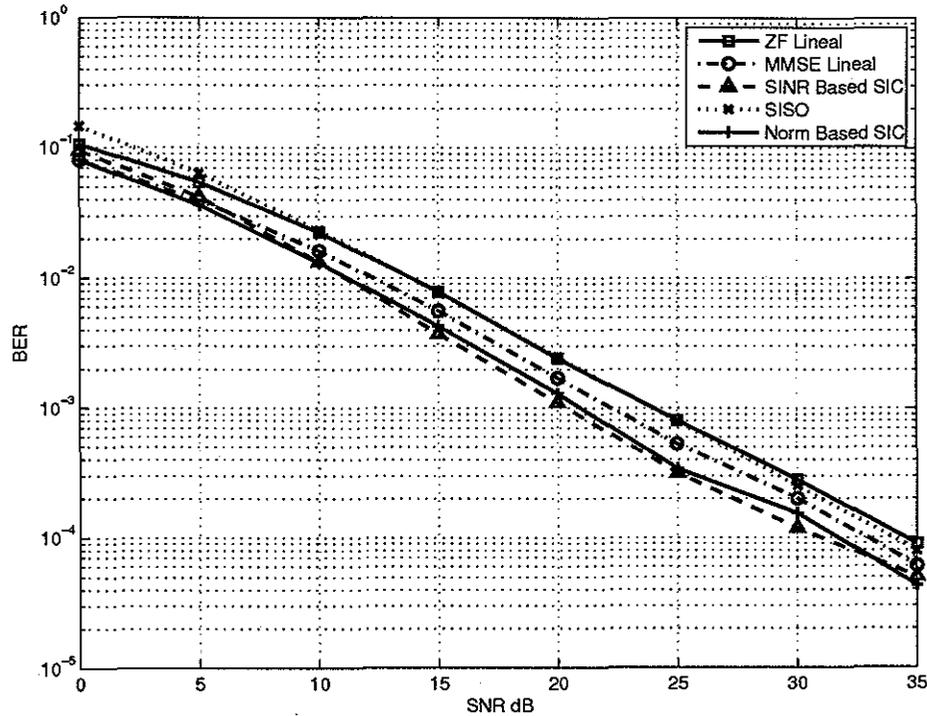


Figura 13: Tasa de error de bit para varios métodos de detección con diferente ordenamiento.

IV.4 Detección de máxima verosimilitud

La detección ML calcula la distancia euclideana entre el vector de la señal recibida y el producto de todas las posibles señales transmitidas con un canal \mathbf{H} , y encuentra el símbolo correcto con la menor distancia. Sea C y n_T un conjunto de puntos en una constelación de símbolos y el número de antenas transmisoras, respectivamente. Entonces, la detección ML determinará el estimado de la señal transmitida \mathbf{x} como

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in C^{n_T}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (47)$$

donde $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2$ corresponde a la métrica ML.

La detección ML logra el desempeño óptimo, sin embargo, la complejidad crece exponencialmente conforme el orden de modulación crece y se aumenta el número de antenas transmisoras [Kim *et al.* (2007)]. El número de métricas ML calculadas requerido es $|C^{n_T}|$, esto es, la complejidad del cálculo de las métricas se incrementa con el número de antenas. Aún cuando esta técnica sufre de una complejidad computacional alta, su desempeño sirve como referencia para otros métodos ya que denota el mejor desempeño posible. Existe un gran número de técnicas de recepción que buscan soluciones aproximándose a la métrica ML, sin embargo, aún cuando reducen su complejidad [Cho *et al.* (2010)], siguen siendo una difícil opción a implementar.

IV.5 Diversidad en transmisión vs multicanalización espacial

Las aplicaciones que requieren una alta confiabilidad se ven perfectamente beneficiadas con la diversidad en transmisión, mientras que las aplicaciones que manejan bien la pérdida de información se benefician más de la multicanalización espacial. Esto no es necesariamente correcto ya que, desde el punto de vista operacional, las técnicas de multicanalización que sacrifican grados de libertad existentes por diversidad en transmisión se ven superadas por las técnicas de multicanalización que utilizan todos estos grados de libertad provistos [Lozando y Jindal (2010)]. Esta conclusión se basa en que:

- Los sistemas modernos utilizan adaptación en el enlace para mantener una probabilidad de error de referencia y no hay interés en operar por debajo de este punto. Esto vuelve a las métricas de diversidad que cuantifican la velocidad con que la probabilidad de error llega a cero, fuera de este punto.
- Los canales inalámbricos en los sistemas modernos exhiben una cantidad notable de selectividad en frecuencia y tiempo, lo cual dado la operación de codificación de canal y entrelazado un beneficio; volviendo la diversidad en transmisión adicional algo superfluo.
- Aún y cuando el desempeño de los sistemas MIMO modernos es cuantificado en base a la probabilidad de error de transmisiones sin codificación de canal, esto puede llevar a una conclusión incorrecta, ya que en la actualidad dentro de los sistemas implementados no existe alguno funcionando sin codificación de canal.
- Debido a que los sistemas modernos cuentan con información de canal instantánea, se pueden lograr bajas tasas de probabilidad de error dependientes únicamente

del ruido . Por lo que técnicas de diversidad enfocadas en mitigar los efectos de la incertidumbre del canal son simplemente descartadas.

Los puntos anteriores evidencian la importancia de multicanalización espacial sobre diversidad en transmisión.

Capítulo V

Hydra: Un sistema MIMO-OFDM

V.1 Introducción

La mayoría de los trabajos propuestos para redes inalámbricas utilizan simulación como forma de validación, sin embargo aún y con una metodología muy cuidadosa, es difícil para los simuladores a nivel de red (OPTNET, NS-2) tener un desempeño aceptable e implementaciones exactas de técnicas de capa física (PHY), tales como OFDM o MIMO. El modelar canales complejos con selectividad en frecuencia, desvanecimientos a pequeña escala, etc. también es una tarea difícil. De igual manera, las personas desarrollando a nivel de capa PHY pueden tener simulaciones e implementaciones de canales complejos de muy alta calidad, pero estas simulaciones suelen ser muy grandes y complicadas para formar parte de un simulador de red, también, algunas de estas simulaciones suelen hacer consideraciones que quizá no sean posibles de implementar de una manera sencilla con el hardware actual (i.e. que varios aspectos del sistema están perfectamente sincronizados) [Mandke *et al.* (2007a)].

Estas son algunas de las razones por las que es necesario el desarrollo de plataformas de prueba, que permitan implementar y evaluar algoritmos a la medida en diferentes capas, reduciendo así el costo y el tiempo de desarrollo, e incrementando la eficiencia de la investigación e implementación.

En el presente capítulo se describe la plataforma Hydra [Mandke *et al.* (2007a), Mandke *et al.* (2007b), Mandke *et al.* (2008) y Kim *et al.* (2009)]. Hydra es una plataforma

MIMO-OFDM para redes inalámbricas flexible, desarrollada por la Universidad de Texas en Austin (UTA) cuyo principal objetivo es facilitar la experimentación del comportamiento de implementaciones del estado del arte de capa PHY, MAC y algún otro protocolo de red, así como su interacción entre ellas, y hacer todo esto utilizando hardware real trabajando sobre canales reales. Se escogió esta plataforma para el desarrollo de la tesis gracias a su flexibilidad para modificar la capa PHY y MAC.

En la primer sección se presenta una breve discusión de otro tipo de plataformas y prototipos, esto como herramienta para justificar la elección de este sistema, en particular para la realización del trabajo de tesis. En la sección 2 se describe a detalle la arquitectura de Hydra, así como la capa PHY y MAC implementadas; dado que el presente trabajo de tesis se enfoca en técnicas de multicanalización espacial, se hace especial énfasis en la capa física implementada y la etapa específica donde se involucra la multicanalización y la ecualización en frecuencia. Finalmente se presentan algunas limitantes del sistema asociadas con los componentes de radio frecuencia (RF) y el resto de los componentes de la plataforma.

V.2 Plataformas de prueba, simulación y emulación

Como se mencionó en la introducción, la mayoría de los protocolos de redes inalámbricas no pueden ser investigados únicamente mediante métodos analíticos. En la práctica, los protocolos son implementados durante su diseño y verificación. Otras maneras de validar algoritmos y protocolos de red, además de las mencionadas en la introducción, es construir los radios con hardware [Mandke *et al.* (2007a)], por lo general estos se implementan utilizando varios FPGA y DSP para realizar la cantidad de operaciones en tiempo real requeridas, estos prototipos pueden consistir en hardware real pero emu-

lar el canal y sus condiciones, ó trabajar sobre canales reales; sin embargo se requiere un gran conocimiento de lenguajes de programación de hardware (i.e. Verilog, VHDL) para su desarrollo e implementación, también al ser implementada la capa PHY, para la mayoría de estos sistemas se vuelve fija, por lo que su propósito se vuelve demasiado limitado. Otra opción son prototipos o plataformas de pruebas comerciales, generalmente desarrolladas con hardware como el antes mencionado, tales plataformas al ser comerciales e implementar técnicas del estado del arte en la capa PHY son demasiado costosas [Mandke *et al.* (2007a)].

Es necesario una plataforma de bajo costo, reconfigurable y que permita con un bajo conocimiento de hardware y en un tiempo corto implementar, probar y validar algoritmos de capa PHY, de capa MAC y así como protocolos de otras capas. Hydra cumple con estos puntos, al basarse completamente en software las barreras de implementación son reducidas en gran medida, adicionalmente el uso de hardware reconfigurable y de bajo costo proveen una gran flexibilidad al momento de cambiar alguna o todas sus partes. Sin embargo, como se analizará en la última sección del presente capítulo, al recaer todo el proceso de computación sobre los procesadores de propósito general (GPP por sus siglas en inglés), el costo computacional de los algoritmos de capa PHY a probar gobernarán la factibilidad de su implementación; además de contar con un ancho de banda limitado por la velocidad del puerto USB 2.0, el cual provee la conexión entre el frente RF y el GPP [Mandke *et al.* (2008)].

V.3 Hydra

Cada nodo de Hydra consiste de un frente de radio frecuencias reconfigurable conectado a una computadora de propósito general através del puerto USB, en esta se implementa

la capa PHY, la capa MAC y otras funcionalidades de red por medio de software. La figura (14) muestra un diagrama a bloques de los componentes de un nodo Hydra. En Hydra este frente de RF es un periférico universal de software radio (USRP por sus siglas en inglés) desarrollado por Ettus Research [Ettus (2011)], la capa PHY es implementada en C++ usando el framework GNU Radio [Blossom (2011)] en conjunto con la biblioteca IT++ [IT++ (2011)], escrita también en C++ y especializada en el procesamiento digital de señales; mientras que la capa MAC es implementada usando el framework desarrollado por el Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT por sus siglas en inglés). Todo el software utilizado en Hydra es software libre, por lo que existe una creciente comunidad de apoyo y mejoras, que permite que diferentes investigadores en todas partes del mundo aporten al desarrollo de este sistema.

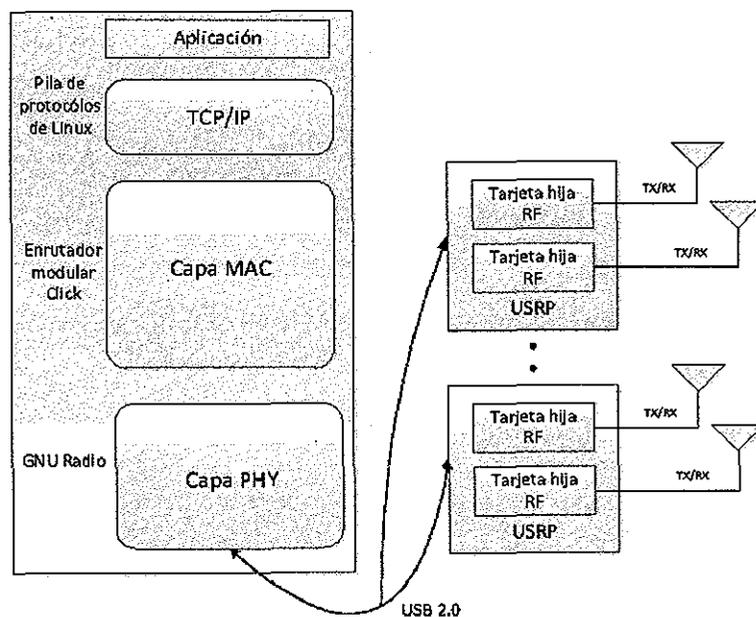


Figura 14: *Diagrama a bloques de un nodo Hydra.*

V.3.1 Frente RF

La capa física de Hydra envía y recibe señales en banda base por medio del frente RF, el USRP (versión 1 [Ettus (2011)]). El USRP está compuesto de una tarjeta madre que trabaja en banda base y hasta 2 tarjetas hijas de RF. La tarjeta madre se compone de un controlador USB 2.0, un FPGA de un millón de compuertas, y múltiples convertidores analógico-digital (A/D) y digital-analógico (D/A) de alta velocidad. El FPGA provee el control, encolado de datos (FIFO), así como el decimado e interpolación. Las convertidores A/D y D/A de la tarjeta madre operan a 64 y 128 mega-muestras-por-segundo respectivamente, de igual manera estos cuentan con amplificadores de ganancia controlados por el FPGA. Toda la manipulación y el control de la información de la tarjeta madre es manejado por software corriendo en el GPP; y a su vez esta información y las señales de control son comunicadas al frente RF a través del puerto USB. GNU Radio define una API flexible para el frente RF que permite la reconfiguración de las tarjetas hijas. Estas tarjetas hijas son variables en cuanto a la frecuencia en que pueden trabajar (i.e. bandas ISM, 400-500 MHz, etc.) y cuentan con un control de ganancia programable. Adicionalmente, pueden ser sincronizadas múltiples tarjetas hijas para lograr un sistema de varias antenas.

La figura (15) muestra un diagrama a bloques de un USRP, así como la tarjeta madre de un USRP y en la siguiente figura (16) se muestra una tarjeta hija transmisora con un rango dinámico de frecuencia de los 2.4 a los 2.5 GHz.

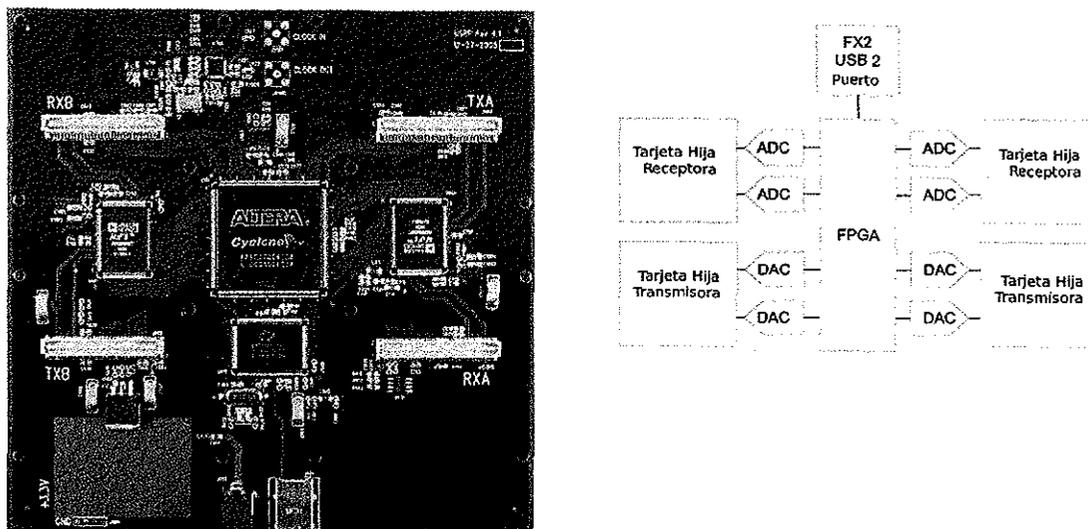


Figura 15: Diagrama a bloques e imagen real de la tarjeta madre de un USRP.

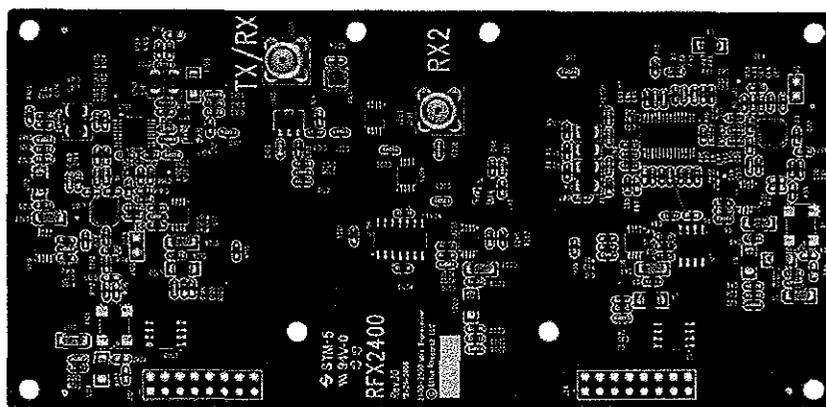


Figura 16: Tarjeta hija transmisora en la banda ISM 2.4-2.5 GHz.

V.3.2 Capa PHY

La capa física del sistema Hydra es una implementación a escala de la capa PHY del estándar 802.11n [IEEE (2007)], incluye la mayoría de las etapas definidas en el estándar y puede ser modificada de una manera rápida y sencilla, sin embargo debido a

las limitantes del hardware del sistema, las tasas de transmisión logradas son menores, en un factor de 10, que las tasas logradas por dispositivos con el estándar completo. Cada una de las etapas es desarrollada por medio del lenguaje de programación C++, haciendo uso de una biblioteca de funciones especializadas en el procesamiento digital de señales [IT++ (2011)]. Por sus características como lenguaje permite hacer uso de instrucciones de alto y bajo nivel.

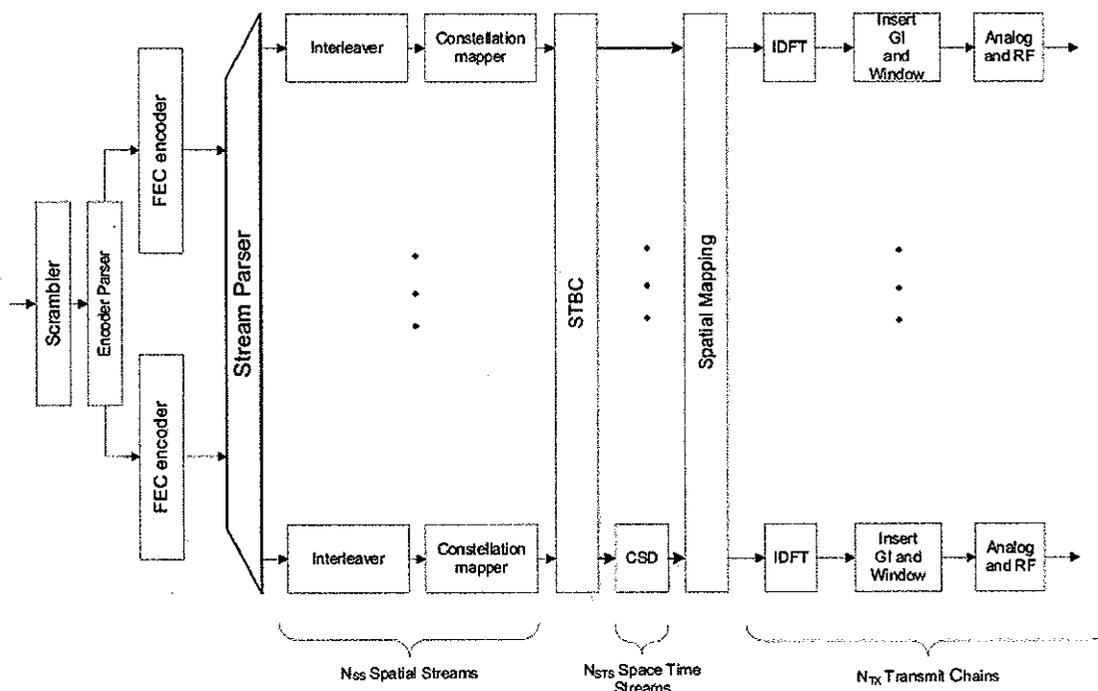


Figura 17: Diagrama de transmisión de la capa física de Hydra. Reproducido del estándar 802.11n.

El diagrama a bloques del estándar 802.11n (figura 17) define las siguientes etapas¹:

- a) **Scrambler.** Aleatoriza la secuencia de datos para reducir la probabilidad de una secuencia larga de ceros o unos.
- b) **Encoder parser.** En caso de utilizar codificación convolucional binaria (BCC por sus siglas en inglés), en esta etapa se dividen los bits aleatorizados entre el número de codificadores BCC de una forma round robin.
- c) **Forward Error Correcting encoder.** Codificación de los datos para la posterior corrección de errores. Un codificador FEC puede constar de un codificador convolucional seguido de una operación de recortado, o puede constar de un codificador LDPC.
- d) **Stream parser.** Divide las salidas del codificador en bloques que son enviados a los diferentes entrelazadores y dispositivos de mapeo. A la secuencia de bits enviada al entrelazador se le llama “flujo espacial”.
- e) **Interleaver.** Entrelaza los bits de cada flujo espacial (cambia el orden de los bits) para prevenir que una secuencia larga de bits adyacentes afectadas por el mismo ruido lleguen al decodificador BCC. El entrelazado es solo usado cuando se utiliza codificación BCC.
- f) **Constellation mapper.** Mapea la secuencia de bits de cada flujo espacial hacia puntos en una constelación (números complejos).
- g) **STBC encoder.** El codificador espacio-tiempo expande la constelación de N_{SS} flujos espaciales a N_{STS} flujos espacio-tiempo utilizando algún código STBC. Solo

¹Se definen los nombres en inglés como originalmente son definidos en el estándar de IEEE 802.11n [IEEE (2007)].

se usa STBC cuando $N_{SS} < N_{STS}$.

h) Spatial mappers. Mapea flujos espacio-tiempo en cadenas de transmisión. Esto

lo hace de alguna de las siguientes formas:

1. **Direct mapping:** Los puntos en la constelación de cada uno de los flujos espacio-tiempo son mapeados directamente a las cadenas que se van a transmitir (mapeo uno a uno).
2. **Spatial expansion:** Los vectores de puntos en la constelación (de todos los flujos espaciales) son expandidos por medio de una multiplicación de matriz para producir las cadenas por transmitir.
3. **Beamforming:** Similar a la expansión espacial, cada vector de puntos en la constelación (de todos los flujos espaciales) es multiplicado por una matriz de vectores de direccionamiento para obtener las cadenas por transmitir.

i) Inverse discrete Fourier transform (IDFT). Convierte un bloque de puntos en la constelación en un bloque en el dominio del tiempo.

j) Cyclic shift (CSD). En esta etapa es donde se inserta el desplazamiento del prefijo cíclico para prevenir beamforming accidental. Esta etapa puede realizarse después o antes de la etapa IDFT. Existen tres tipos diferentes de desplazamientos del prefijo cíclico:

1. Un prefijo cíclico especificado por cadena a transmitir.
2. Un prefijo cíclico especificado por flujo espacio-tiempo.
3. Un prefijo cíclico como matriz que puede formar parte del mapeo espacial.

k) GI. Se inserta al frente la extensión circular de cada símbolo a si mismo.

1) **Windowing.** Opcional, permite suavizar los bordes de cada símbolo para incrementar el decaimiento espectral.

Las etapas anteriores son implementadas en Hydra como módulos o clases escritos en C++, por lo tanto, todo el procesamiento de capa PHY es realizado dentro del procesador, permitiendo modificar los procesos de una manera fácil y probar nuevos métodos o nuevas técnicas para cada una de estas etapas.

La principal etapa involucrada en la multicanalización espacial durante la transmisión es el “stream parser”, que puede definirse como un convertidor serie a paralelo, el cual tiene como salida final del sistema el frente RF, creando los diferentes caminos de símbolos independientes entre el transmisor y el receptor.

Proceso de recepción

El proceso de recepción de Hydra está basado de igual manera en el estándar 802.11n, típicamente el receptor espera que la señal exceda un umbral antes de comenzar el proceso de recepción de un paquete. Una vez que el umbral es superado, se procesa el encabezado del paquete siendo una secuencia previamente conocida, al procesarla se comprueba que la operación comprobación de redundancia cíclica (CRC por sus siglas en inglés) sobre estos bits sea satisfactoria, en caso de no serlo se desecha el paquete y el sistema vuelve a un estado de espera. Teniendo un encabezado correcto, se procesa el resto de la carga útil del paquete, se remueve el intervalo de guarda de cada símbolo y se realiza la FFT. Usando el canal estimado del campo de entrenamiento del paquete, se ecualizan los datos en cada una de las subportadoras.

Es en esta etapa donde se aplica alguna de las técnicas de multicanalización espacial mencionadas en el capítulo anterior; el sistema elimina el ruido de los datos por medio de

una ecualización lineal ZF. Las subportadoras que contienen los pilotos son usadas para corregir la rotación en fase de los datos. En la siguiente etapa se procede a demodular los datos de acuerdo al tipo de modulación en uso. Una vez obtenidos los bits se aplica la operación contraria al entrelazado, para pasar al decodificador FEC, siendo en este caso un decodificador Viterbi con la tasa apropiada al esquema de modulación y codificación (MCS por sus siglas en inglés) en uso. La plataforma Hydra soporta los primeros 15 MCS definidos en el estándar 802.11n y se muestran en la tabla (I). Finalmente se desaleatorizan los datos para obtener la cadena de bits recibida para comprobar que la cadena de bits recibida es la cadena de bits que originalmente se transmitió se utiliza una operación de CRC sobre los datos. La figura (18) muestra el proceso de recepción en la plataforma de pruebas Hydra.

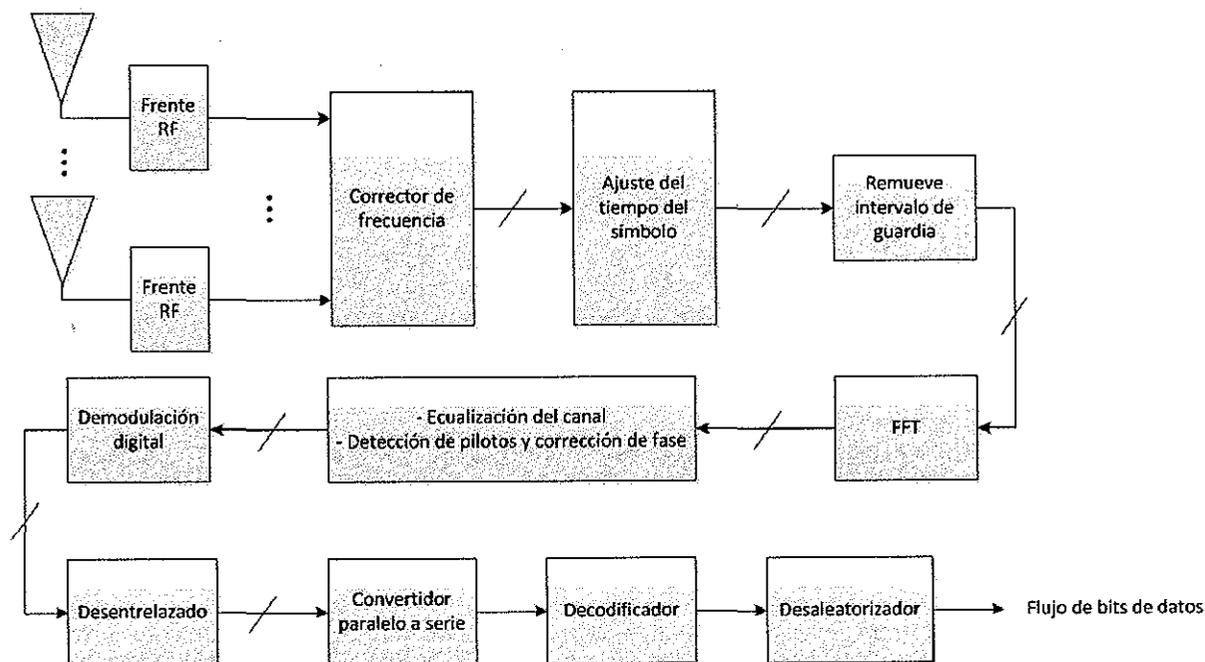


Figura 18: Diagrama de recepción en Hydra. Basado en IEEE 802.11n.

Tabla I: *Esquemas de modulación y codificación para 2 antenas en el receptor y transmisor.*

MCS	Flujos espaciales	Modulación	Tasa codificado
0	1	BPSK	1/2
1	1	QPSK	1/2
2	1	QPSK	3/4
3	1	16-QAM	1/2
4	1	16-QAM	3/4
5	1	64-QAM	2/3
6	1	64-QAM	3/4
7	1	64-QAM	5/6
8	2	BPSK	1/2
9	2	QPSK	1/2
10	2	QPSK	3/4
11	2	16-QAM	1/2
12	2	16-QAM	3/4
13	2	64-QAM	2/3
14	2	64-QAM	3/4
15	2	64-QAM	5/6

V.3.3 Capa MAC y otros protocolos

Hydra hace uso del proyecto “Click” [Kohler *et al.* (2000)] para la implementación de la capa MAC. Esta estructura de software, desarrollada por el Instituto de Tecnología de Massachusetts, corre en un procesador de propósito general y fue originalmente diseñado para crear enrutadores flexibles y de gran desempeño. De manera similar a GNU Radio, los elementos para procesar los paquetes están codificados en C++ y son conectados unos a otros usando el propio lenguaje de conexión de Click [Mandke *et al.* (2007a)].

Dentro de Hydra se implementaron varios protocolos de acceso al medio (MAC) a través de Click, en particular CSMA/CA y la función de coordinación distribuida (DCF por sus siglas en inglés) del estándar IEEE 802.11 [Mandke *et al.* (2007a)]. Click

es una plataforma de desarrollo de software libre muy atractiva gracias a su gran comunidad de usuarios, que han usado Click para una variedad de aplicaciones incluyendo ruteo ad hoc, diseño modular de enrutadores y codificación de red [Mandke *et al.* (2007a)].

Protocolos de otras capas

En Hydra, el protocolo de networking ad hoc usado para manejar la conectividad de la red también es implementado en Click. Dado que los protocolos MAC y de networking están implementados en Click, corren juntos en su propio espacio de dirección en el procesador, separados de GNU Radio y la pila de protocolos TCP/IP (corriendo en el espacio de dirección del usuario de Linux y el kernel respectivamente) [Mandke *et al.* (2007a)]. Click usa un mecanismo simple de “tunnelling” que permite a los protocolos interactuar con la pila TCP/IP de Linux, por lo que cualquier aplicación construida en TCP/IP puede ser usada con Hydra, usualmente se utilizan aplicaciones como ping, ftp o sesiones web para verificar y hacer un debug en Hydra [Mandke *et al.* (2007a)].

La tabla (II) muestra los parámetros principales de la plataforma Hydra.

V.4 Limitantes del hardware

De acuerdo a [Mandke *et al.* (2008)] algunas de las limitantes encontradas en el desempeño de Hydra son:

1. *Filtro digital para la interpolación en el transmisor.* Una de las tareas del frente RF es interpolar la señal de banda base creada por la capa física. Parte de este proceso de interpolación es hecho con la aplicación de un filtro anti imágenes.

Tabla II: *Principales parámetros de configuración en la plataforma de pruebas Hydra.*

Ancho de Banda	2MHz
Potencia de transmisión máxima	12 mW
Umbral del sensado	1.4 μ W
Modulación	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64- QAM
Tasas de codificación	$\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$ and $\frac{3}{4}$
Tasas de datos	0.6, 0.9, 1.2, 1.8, 2.4, 3.6, 4.8, 5.4 Mbps
Tiempo de MAC	SIFS (1 msec), DIFS (30 msec), ranura (30 msec)
MPDU	MAC/PHY 2312/4096 bytes

Al interpolar una señal se producen copias o imágenes en frecuencia de la señal original [Mandke *et al.* (2008)]. En general, el diseño de un filtro como este requiere grandes cantidades de memoria, y debido a las limitantes de espacio en el FPGA, el filtro digital del transmisor en el USRP tiene una respuesta no ideal, perdiendo una gran cantidad de potencia de la señal y afectando fuertemente el desempeño del sistema. El método para corregir esto en Hydra consiste en interpolar la señal por un factor de dos con un filtro de calidad alta antes de ser enviada al frente RF, esto causa que la señal sea aislada a solo una fracción del ancho de banda del filtro transmisor, reduciendo la pérdida de potencia en las subportadoras externas [Mandke *et al.* (2008)].

2. *Hardware no ideal.* Como se ha mencionado, una de las ventajas del USRP es la habilidad de modificar la frecuencia de la portadora. Sin embargo, no todas las frecuencias portadoras se comportan de la misma manera, en el frente RF del

USRP la respuesta en frecuencia no es uniforme, estas no uniformidades causan que ciertas frecuencias se comporten mejor durante la operación del sistema. Por lo que es importante la selección de las frecuencias al realizar la experimentación con Hydra, de acuerdo a mediciones realizadas en [Mandke *et al.* (2008)] el rango ideal para la operación de Hydra es entre 2.41-2.43 GHz.

3. *Interfaz USB.* Como ya se dijo el USRP se conecta a la máquina anfitrión por medio de un puerto USB 2.0. La interfaz USB tiene una tasa de transmisión teórica de 480Mbps. Si cada muestra compleja está compuesta por 4 bytes, la interfaz USB puede soportar teóricamente aproximadamente 8 M muestras por segundo [Mandke *et al.* (2008)]. Aunque, en la práctica el puerto USB opera a aproximadamente la mitad de su límite teórico, limitando a 2 M muestras/segundo la tasa con la que el USRP puede enviar muestras al procesador cuando se encuentra como sistema MIMO [Mandke *et al.* (2008)]. Debido a estas limitantes el caudal eficaz a nivel MAC de Hydra es incluso más lento que el del IEEE 802.11 [Mandke *et al.* (2008)].

Capítulo VI

Implementación del algoritmo en Hydra y resultados

VI.1 Introducción

En este capítulo se describe a detalle la implementación del algoritmo de cancelación sucesiva de interferencia dentro de la plataforma Hydra. Se describe como la plataforma se complementa para su correcto funcionamiento, de igual manera se explica el arreglo físico del sistema usado para las pruebas, se explica el uso de OFDM con MIMO dentro del sistema y el funcionamiento de este en conjunto con el algoritmo propuesto a implementar. Finalmente se presentan los resultados de las pruebas llevadas a cabo durante este proyecto de investigación, obtenidos en base a la tasa de error de bit de los diferentes algoritmos sobre diferentes valores de potencia y una comparativa entre los tiempos de ejecución de cada uno dentro de la plataforma Hydra.

VI.2 Arreglo Experimental

Debido a que la multicanalización en sistemas MIMO se realiza dentro de la capa física, los parámetros de la capa MAC de Hydra no son considerados dentro de la experimentación. La figura (19) muestra un diagrama del arreglo experimental utilizado para las pruebas. La instalación y configuración de Hydra se describe a detalle dentro del apéndice A.

Una vez instalado el sistema correctamente, se realizaron transmisiones de prueba

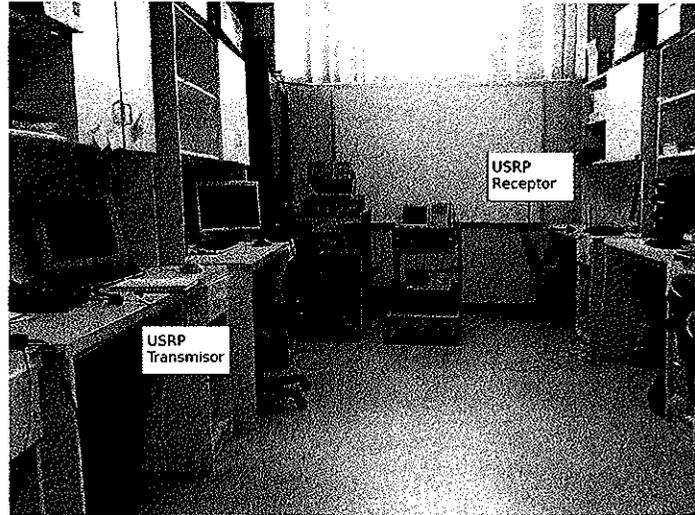


Figura 19: *Arreglo experimental físico dentro del laboratorio.*

sin considerar la capa MAC. La figura (20) muestra una recepción exitosa dentro de Hydra, en el lado izquierdo se encuentra la interfaz gráfica que controla los parámetros como ganancia, MCS, etc; y en el lado izquierdo se muestra un mapa de constelación de los datos recibidos después de todas las etapas antes descritas para la capa física.

En la figura (21) se puede observar el estado del canal evaluado dentro de Hydra en el momento de la transmisión y para el ambiente donde las pruebas fueron realizadas.

De manera que cada una de las pruebas en las transmisiones SISO y MIMO se condujeran bajo las mismas circunstancias, se definió el siguiente arreglo experimental. La plataforma se operó bajo un ambiente de oficina, todas las pruebas fueron realizadas en el laboratorio de procesamiento de señales para comunicaciones inalámbricas, ubicado en el tercer piso del edificio de “Física aplicada” dentro de CICESE. Se colocaron dos nodos Hydra separados por una distancia fija. La figura de mérito a utilizar para la evaluación de las diferentes transmisiones es la tasa de error de bit, esta se encuentra en función de la relación señal a ruido (SNR) que define la calidad del enlace inalámbrico entre los nodos. Para variar esta calidad, la ganancia en las antenas receptoras se

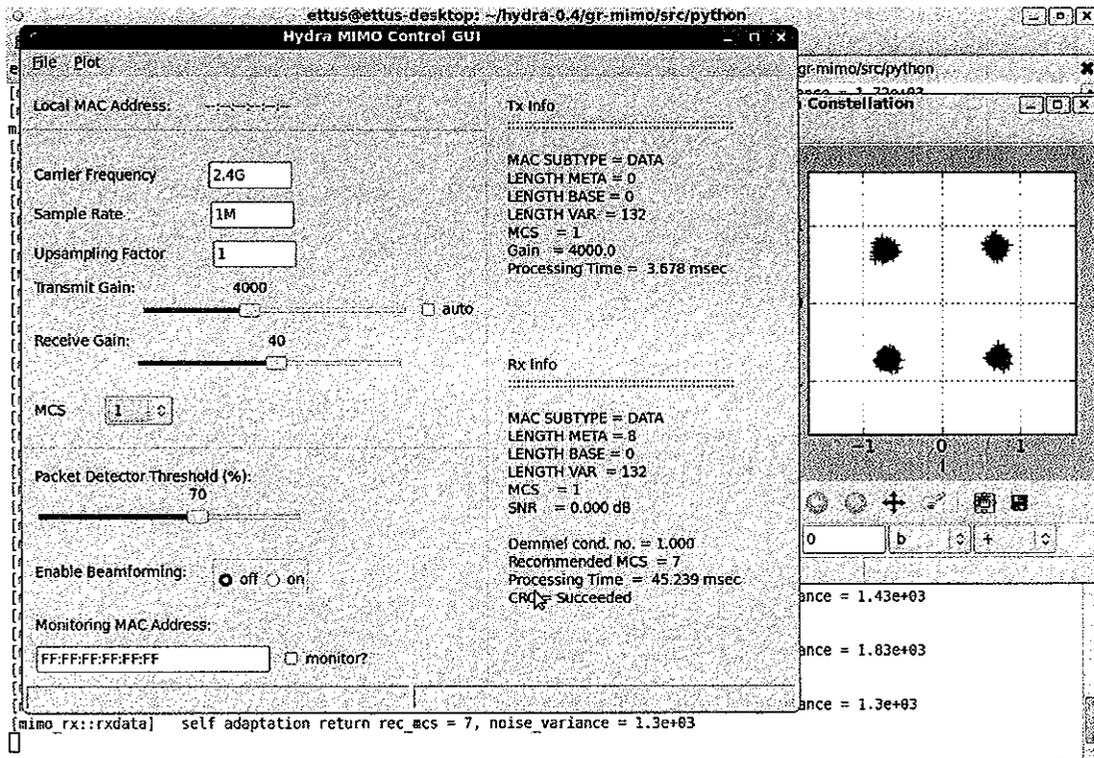


Figura 20: Interfaz gráfica de usuario dentro de la plataforma Hydra.

modificó con cada transmisión para definir cierto SNR. Todas las pruebas se realizaron con los parámetros definidos en la tabla (III).

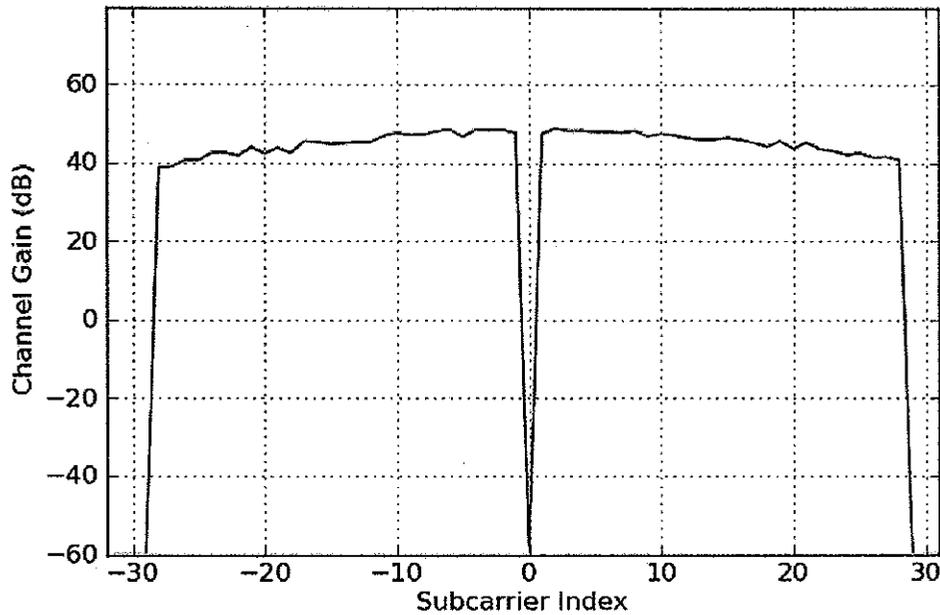


Figura 21: *Interfaz gráfica de usuario dentro de la plataforma Hydra. Canal estimado.*

VI.3 Transmisión SISO

Para probar el sistema configurado con un solo receptor y transmisor se transmitieron varias ráfagas para obtener aproximadamente 11^5 bits por cada valor diferente de SNR. Se utilizó modulación QPSK, el análisis de los datos transmitidos se realizó sin codificación de canal, ya que la codificación de canal no se contempla dentro de la presente tesis. La ecualización de los datos se realizó de manera lineal como se define en el capítulo V en la ecuación (36), específicamente para el caso de una sola antena transmisora y una antena receptora.

La figura (22) muestra el comportamiento de una ecualización lineal para un esquema de una sola antena receptora y una antena transmisora. La comparativa con los valores obtenidos en la simulación no se lleva a cabo, debido a que no se caracterizó el canal

Tabla III: Parámetros de capa PHY en Hydra utilizados durante las pruebas.

Ancho de Banda	2MHz
Subportadoras con datos	52
Subportadoras piloto	4
Subportadoras nulas	8
Total de subportadoras	64
Potencia de transmisión máxima	12 mW
Umbral del sensado	1.4 μ W
Modulación	QPSK
Tasa de codificación	No aplica

inalámbrico existente en el ambiente de pruebas, sin embargo el comportamiento de la pendiente en la gráfica es similar al comportamiento en la simulación. Al aumentar la ganancia en la antena receptora, o aumentar la potencia en el transmisor los efectos del canal son mitigados y la ecualización lineal elimina la interferencia de manera satisfactoria. No se realizan pruebas para valores muy bajos de SNR (0 a 9 db) ya que en esos valores el receptor no fue capaz de detectar la señal transmitida. Para un SNR de 28 dB la tasa de error de bit es muy cercana al orden de 10^2 , considerando este valor razonable para el análisis de una transmisión sin alguna codificación correctora de errores.

VI.4 Algoritmo de cancelación sucesiva de interferencia en Hydra

Tal como se ha mencionado, la multicanalización en sistemas MIMO-OFDM es una técnica de capa física (PHY), por lo que es necesario describir los elementos de capa PHY dentro de Hydra referentes al algoritmo de detección y cancelación sucesiva, propuesto a incluir dentro de esta plataforma de pruebas.

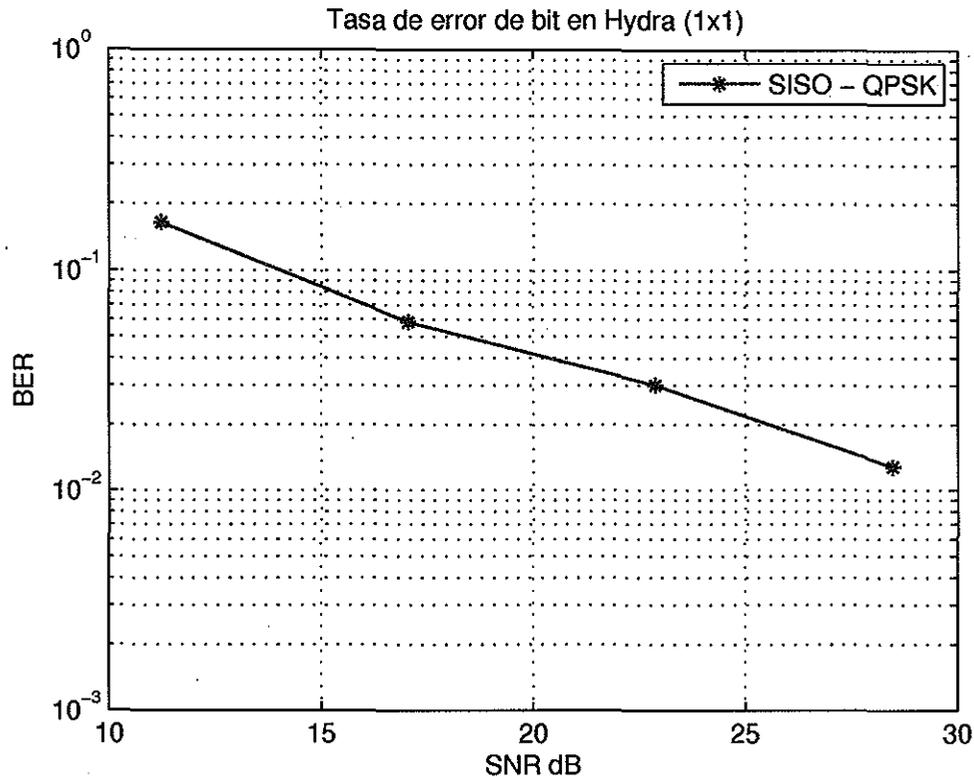


Figura 22: *Desempeño de la plataforma Hydra con una configuración SISO y modulación QPSK.*

Para lograr la implementación de un algoritmo de cancelación sucesiva de interferencia como el descrito en el capítulo IV, se modificó la clase “spatial_equalization_11n”, se agregó una clase encargada de eliminar la interferencia del símbolo estimado, con el motivo de eliminar todo el efecto del canal sobre el símbolo transmitido, esta clase se llama “psk_slicer.cc”. Anteriormente, se describió el funcionamiento de este algoritmo en la recepción de 2 símbolos, es importante la manera en la que este se aplica dentro de OFDM. Cada símbolo OFDM recibido cuenta con carga útil solamente en 52 portadoras, al realizar una transmisión MIMO, se tiene en el receptor una matriz de (2x64), donde cada renglón representa los datos recibidos en cada antena y las columnas representan cada una de las subportadoras. El diagrama de flujo (23) describe el

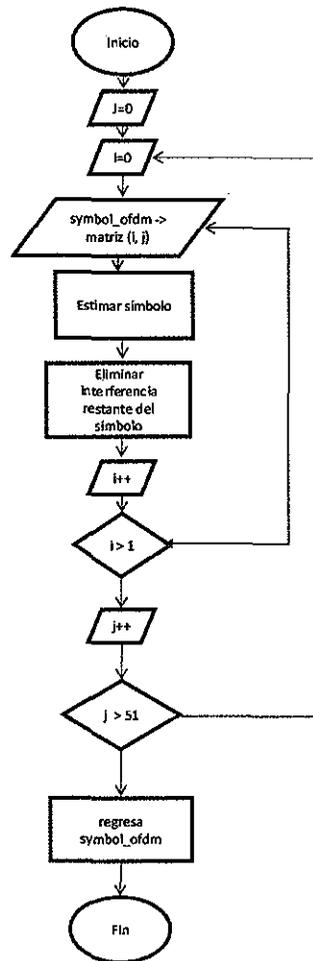


Figura 23: Diagrama de flujo del proceso de ecualización en el receptor implementado en Hydra.

proceso del algoritmo al recibir un símbolo OFDM, este proceso es repetido tanto como sea necesario dependiendo del tamaño de la carga útil total.

La figura (24) muestra un diagrama general de clases de la ecualización espacial en la etapa de recepción implementada en Hydra (el diagrama completo y a detalle de las

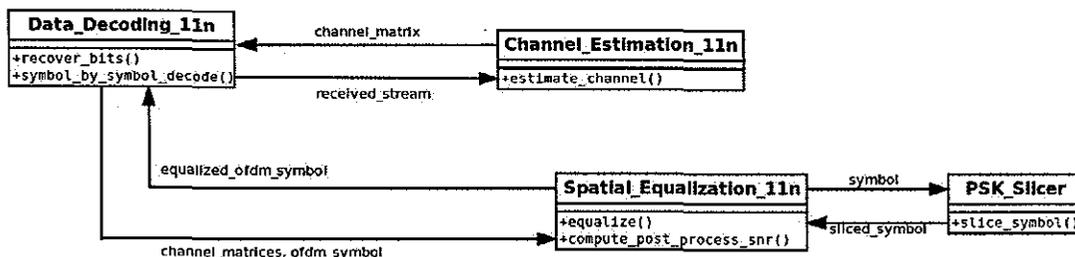


Figura 24: Diagrama de las clases de la plataforma Hydra involucradas en la etapa de ecualización.

clases, métodos y atributos de la etapa ecualización espacial implementada en Hydra se muestra en el apéndice B). Estas clases fueron implementadas en C++ y compiladas con el resto del proyecto Hydra, de esta manera la capa PHY de Hydra sigue funcionando de acuerdo al estándar IEEE 802.11n pero ahora con una ecualización que involucra una detección y cancelación sucesiva de ruido; en la siguiente sección del presente capítulo se muestra el desempeño de esta adición a la plataforma utilizada.

Finalmente el diagrama de secuencia de la figura (25) muestra los métodos implementados y que son llamados al activar la cancelación sucesiva propuesta dentro de Hydra. Una vez codificado el algoritmo y compilado de manera exitosa, se procedió a realizar las pruebas de transmisiones MIMO, la ecualización utilizada como comparativa es la descrita en las ecuaciones (38) y (36), también llamada ecualización lineal.

VI.5 Transmisiones MIMO

Durante las pruebas en MIMO, el sistema se configuró con 2 antenas receptoras, 2 antenas transmisoras y se eliminó la línea de vista entre el transmisor y el receptor. De igual manera que las transmisiones SISO, para el sistema MIMO se transmitieron en promedio 11^5 bits por cada valor de SNR; se comenzó con una potencia alta de

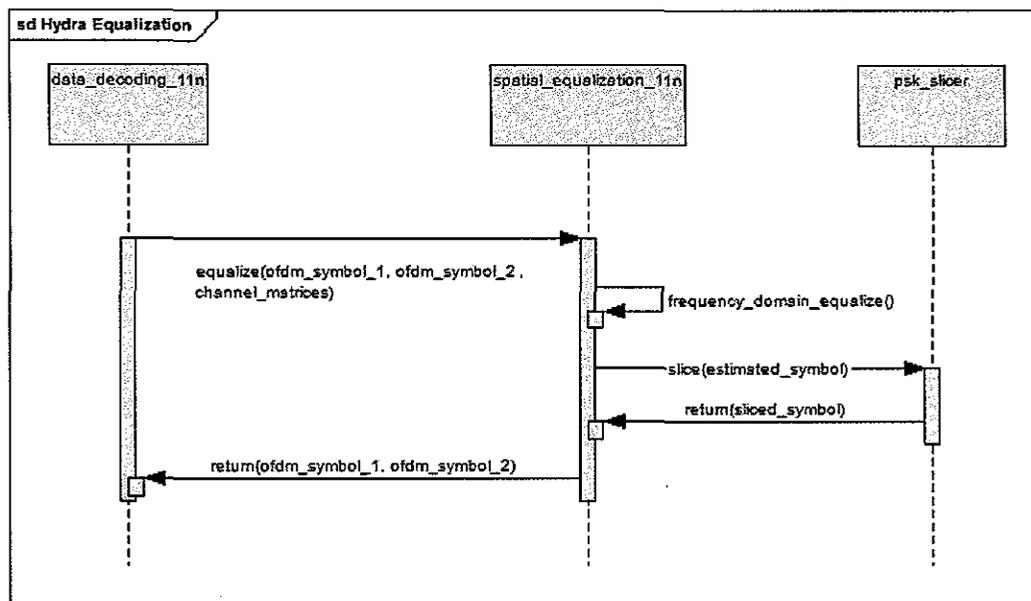


Figura 25: Diagrama secuencial de la ecualización espacial en Hydra.

transmisión para contar con un canal de muy buena calidad y probar que el sistema se encontraba recibiendo los datos correctamente, una vez hecho esto, se disminuyó la ganancia de las antenas para reducir el valor de SNR estimado en la plataforma. El cálculo de la tasa de error de bit se hizo sobre los datos sin codificación de canal, de esta manera la corrección de errores es la provista por el tipo de ecualización. La tabla (III) muestra los principales parámetros considerados al realizar las pruebas de transmisiones MIMO, siendo los mismos que para las transmisiones SISO, esto se hizo con el objetivo de que las pruebas se condujeran lo más posible bajo circunstancias similares, es importante recalcar que las pruebas MIMO se hicieron en la misma ubicación descrita anteriormente. El primer tipo de ecualización probada fue una cancelación lineal ZF, como se describe en la ecuación (36), posteriormente se probó con una matriz (de cancelamiento) MMSE como se describe en la ecuación (37) en la sección IV.

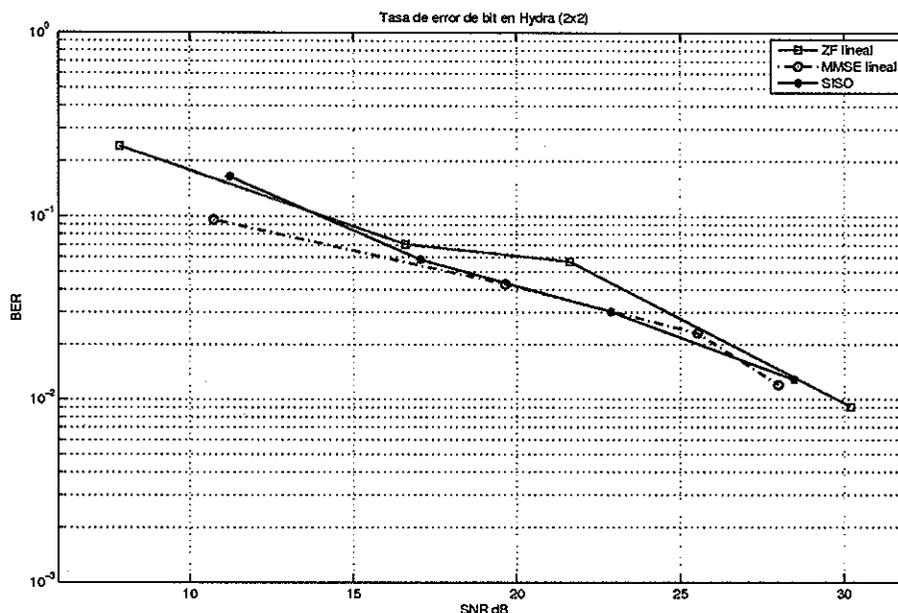


Figura 26: *Desempeño de la plataforma Hydra con una ecualización lineal.*

La gráfica (26) muestra los resultados de estas 2 pruebas, el eje X define diferentes valores de SNR en decibeles y el eje Y la probabilidad de error de bit. En esta gráfica se puede apreciar que el cancelamiento con una matriz MMSE supera al cancelamiento con una matriz ZF para todos los valores de SNR, esto es también observable en los valores simulados, y se debe a que el cálculo de la matriz MMSE se realiza con información estadística de la varianza del ruido, a diferencia de una matriz ZF que no contempla esta información. El comportamiento de estas dos detecciones es el mismo comportamiento que el presente en la simulación.

Para un valor aproximado de 28 dB de SNR una ecualización basada en una matriz MMSE alcanza un BER de 10^{-2} , mientras que usando una matriz ZF para el cancelamiento de la interferencia se requiere de un SNR mayor a los 30 dB, existiendo un ahorro en potencia para la detección con cancelamiento MMSE. Aunque en los experimentos no se aprecia, es importante notar en la simulación que para valores bajos

de SNR las dos detecciones lineales tienen el mismo desempeño, debido a que en un canal muy destructivo existe una interferencia tan grande (es decir, la varianza mínima del canal inalámbrico es considerada mucho mayor a la varianza del ruido aditivo) que el ruido AWGN hace muy poca diferencia. En la gráfica se muestra también la curva correspondiente a una detección lineal en una transmisión SISO, el desempeño se puede apreciar que es muy similar a las dos detecciones lineales MIMO, esto debido a que aunque se eliminó la línea de vista para las pruebas MIMO no se cuenta con muchos obstáculos en el laboratorio como para crear un número significativo de multitrayectorias.

Para las siguientes pruebas se utilizó una ecualización sucesiva con ordenamiento óptimo, el criterio para decidir qué símbolo estimar primero se basó en el cálculo de la norma del canal, como se define en el capítulo IV en la sección 3.1. La configuración del sistema se mantuvo igual que durante las pruebas anteriores, y las pruebas se condujeron de la misma manera.

Las tablas (IV) y (V) muestran una comparativa entre las detecciones lineales y las detecciones con eliminación sucesiva de la interferencia.

Tabla IV: Desempeño de un esquema MIMO 2x2 con detección ZF lineal y uno con detección OSIC - Zero Forcing.

Zero Forcing			
Lineal		OSIC	
SNR (dB)	BER	SNR (dB)	BER
7.8610	0.2401	10.1571	0.2201
16.595	0.0704	12.9641	0.1337
21.627	0.0568	17.3767	0.0542
30.198	0.0091	23.0269	0.0324
		29.479	0.0062

Tabla V: Desempeño de un esquema MIMO 2x2 con detección MMSE lineal y uno con detección OSIC - MMSE.

Mean Minimum Square Error			
Lineal		OSIC	
SNR (dB)	BER	SNR (dB)	BER
10.783	0.0955	9.2418	0.2949
19.653	0.0428	12.818	0.1071
25.53	0.023	17.1119	0.0260
27.988	0.012	25.692	0.0092
		29.386	0.0051

En la siguiente figura (27) se aprecia un mejor desempeño de una cancelación OSIC-ZF sobre una cancelación ZF lineal, de igual manera que en la simulación, el algoritmo OSIC tiene una ganancia sobre la detección lineal, en la figura (27) se muestra una ganancia aproximadamente de 2.5 dB por parte del algoritmo OSIC para obtener una tasa de error de bit de 10^2 , por lo que el uso de esta técnica y un corrector de errores de poca redundancia, el total de bits erróneos que pudieran existir en la recepción serían corregidos en su totalidad.

Esto se cumple también para la figura (28), sin embargo, el algoritmo OSIC con un cancelamiento basado en una matriz MMSE muestra una ganancia de 3 dB sobre una detección MMSE lineal; la tendencia de los algoritmos OSIC sobre las técnicas lineales es la misma para la simulación y los resultados obtenidos durante la experimentación.

La figura (29) muestra los cuatro diferentes métodos de equalización sobre distintos valores de SNR. Los algoritmos OSIC tienen un resultado superior sobre las detecciones lineales; de las cuatro técnicas la que mejor se desempeña es un cancelamiento sucesivo de la interferencia haciendo uso de una matriz MMSE, esto mismo se observa en la simulación de estos métodos en la sección 3 del capítulo IV. Debido a que al utilizar una matriz MMSE para la cancelación se considera la varianza del ruido, se elimina una

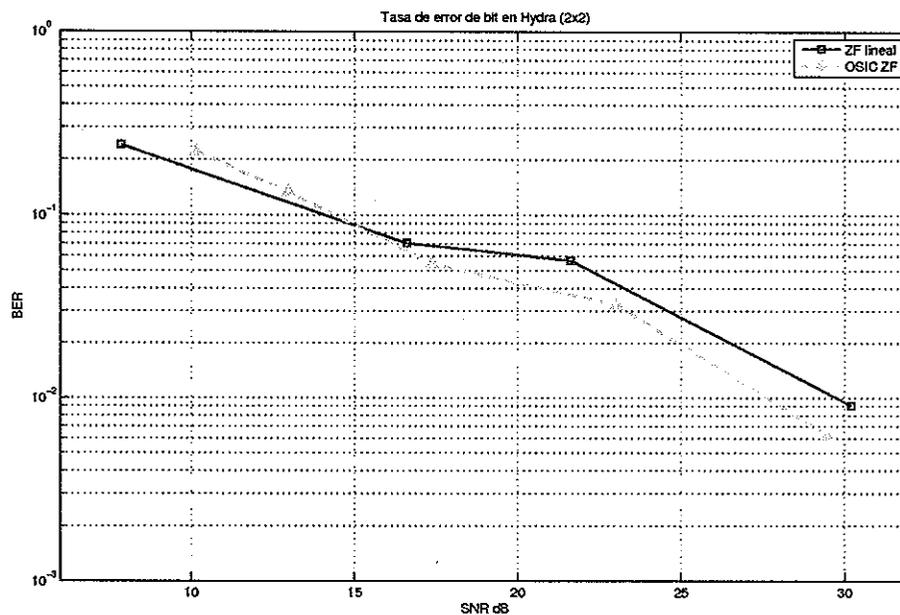


Figura 27: Desempeño de una ecualización sucesiva sobre una ecualización lineal.

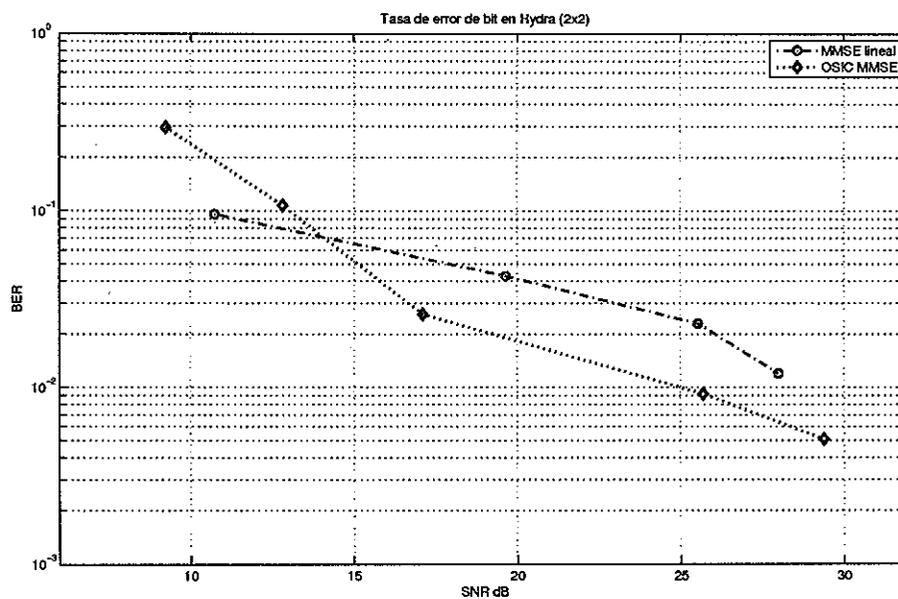


Figura 28: Desempeño de una ecualización sucesiva sobre una ecualización lineal.

mayor cantidad de interferencia sobre los símbolos recibidos que con un cancelamiento ZF. En la figura, se puede apreciar que existe una ganancia de casi 5 db para un BER de

10^{-2} entre una detección lineal con ZF y una detección OSIC con cancelamiento MMSE.

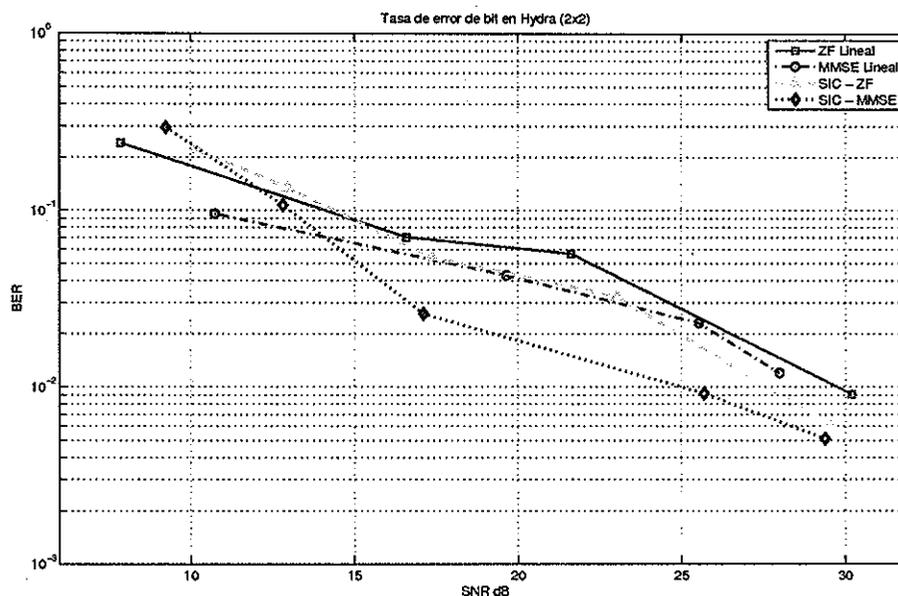


Figura 29: Desempeño de la plataforma Hydra con las 4 diferentes técnicas de ecualización implementadas.

Ya que el análisis de las transmisiones se realizó sin codificación de canal, los valores reportados son razonables y la aplicación de un código corrector de errores mejoraría significativamente estos valores.

VI.6 Tiempo de ecualización

En la sección anterior se analizaron las ventajas de un algoritmo sobre otro en cuanto a la cancelación de la interferencia en los datos, sin embargo, ya que los métodos que prueban ser mejores son recursivos, es necesario evaluar su tiempo de ejecución para poder conocer el compromiso que existe al usar cualquiera de estos. Para probar el tiempo de ejecución de estos algoritmos se cuantizó el tiempo al comienzo y final de

la etapa de ecualización. El sistema bajo el cual se configuró Hydra constó de una unidad Intel(R) Pentium(R) 4 CPU 2.66GHz, sistema operativo Ubuntu 10.04 LTS y 1000.7 MB en memoria RAM. La tabla (VI) muestra el tiempo que le toma eliminar la interferencia a cada uno de los algoritmos para diferentes cantidades de símbolos OFDM.

Tabla VI: Tiempo de procesamiento de la etapa de ecualización dentro de la plataforma de pruebas.

Símbolos OFDM transmitidos	Tiempo de Ejecución (Segundos)			
	ZF	MMSE	SIC-ZF	SIC-MMSE
5	0.011124	0.012328	0.020446	0.024617
10	0.019015	0.021088	0.038953	0.046839
30	0.044194	0.040968	0.099530	0.10039
120	0.16772	0.16063	0.40558	0.44700
300	0.41588	0.40510	0.96526	1.0498

La gráfica (30) muestra el desempeño de los cuatro algoritmos implementados en la plataforma Hydra en función del tiempo de procesamiento de cada uno de estos. De acuerdo a esta gráfica, el tiempo de ejecución de las ecualizaciones lineales es similar y procesar un paquete de aproximadamente 300 símbolos OFDM le toma medio segundo, sin embargo, en una ecualización de la interferencia sucesiva el tiempo de procesamiento se duplica; esto se debe a que realiza el cálculo de la matriz de cancelamiento para cada una de los flujos espaciales, en este caso 2. Este incremento en tiempo de procesamiento se debe a un gran número de factores, uno de ellos es que el procesador no está dedicado solamente a la ecualización, sino que procesa un sistema operativo completo; otro de estos incrementos se puede deber al estilo de programación utilizado para ejecutar los

algoritmos.

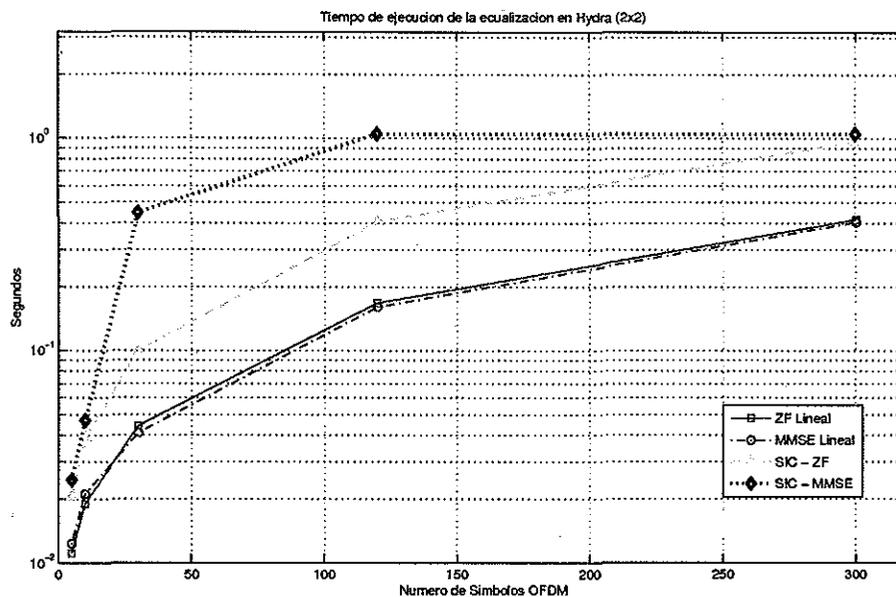


Figura 30: *Tiempo de ejecución de los 4 algoritmos implementados en Hydra.*

Gracias a estas pruebas se da a conocer el compromiso entre los diferentes algoritmos, aunque un algoritmo SIC con matriz ZF o MMSE proporciona una ganancia en potencia al reducir la interferencia en mayor cantidad que un algoritmo lineal, la cancelación lineal del ruido se ve beneficiada en cuanto al tiempo de ejecución.

Capítulo VII

Conclusiones y recomendaciones

VII.1 Conclusiones

En el presente trabajo se estudió una técnica de multicanalización que permite expandir los flujos espaciales en un sistema con varias antenas y por medio de un proceso iterativo de cancelación permite reducir la interferencia y obtener una ganancia en potencia al ser aplicada. Se implementó tal técnica dentro de una plataforma de pruebas basada en Software Defined Radio y se probó su desempeño bajo un ambiente de oficina real. Dentro de los resultados obtenidos se demostró que aunque los valores de bit erróneos obtenidos mediante las pruebas difieren de los obtenidos en la simulación que se desarrolló (debido principalmente a que en la simulación existe gran número de consideraciones), el comportamiento de los algoritmos es similar y el algoritmo SIC-MMSE mostró tener mejor desempeño en cuanto a la cancelación de interferencia tanto en las pruebas realizadas como en la simulación.

Se agregaron a la plataforma Hydra, de manera más específica al estándar 802.11n programado en esta, 2 algoritmos de cancelación sucesiva de la interferencia y se agregó la etapa de ajuste del símbolo o recortado para las modulaciones BPSK, QPSK y 16-QAM. Todo se implementó con una codificación orientada a objetos como originalmente fue desarrollada la plataforma, permitiendo su funcionamiento tal y como se planeó por los desarrolladores originales de tal plataforma.

El énfasis principal de la tesis fue el programar una técnica de multicanalización bajo SDR, demostrando la fácil reconfiguración de este y la rápida implementación comparada con el tiempo que tomaría desarrollar una plataforma basada en hardware que funcionara de la misma manera.

Se evaluó el desempeño de los algoritmos en cuanto a tiempo de ejecución, corroborando lo que se encuentra en la bibliografía, existe un compromiso entre la calidad de reducción de la interferencia contra el tiempo de ejecución de los algoritmos. Los algoritmos iterativos tardaron el doble de tiempo en realizar la ecualización en comparación con la ecualización lineal.

Se instaló, configuró y documentó la implementación de la plataforma de pruebas, permitiendo disminuir la curva de aprendizaje inherente al uso de esta herramienta a futuros trabajos.

El uso de una plataforma basada en SDR permitió una alta flexibilidad en la implementación de una técnica de multicanalización, permitiendo no solamente trabajar con algoritmos de multicanalización, sino también, en un futuro evaluar algoritmos que proporcionen diversidad en transmisión, estimadores de canal, codificación de canal, etc; facilitando la posibilidad de probar un gran número de técnicas de capa PHY y nuevos estándares inalámbricos.

Por último, es de suma importancia mencionar que el presente trabajo permitió comprender la importancia del uso de los sistemas MIMO y la ventaja de la técnica de

transmisión OFDM dentro de plataformas de prueba reales en ambientes reales, en el desarrollo de los sistemas inalámbricos del futuro.

VII.2 Aportaciones

Se configuró e implementó una plataforma de pruebas MIMO-OFDM funcionando correctamente con 4 diferentes técnicas de ecualización para sistemas MIMO.

Se hizo una adición a un proyecto desarrollado por la Universidad de Texas en Austin, añadiendo una etapa de eliminación de la interferencia a los símbolos estimados durante su detección dentro de 2 algoritmos basados en una cancelación sucesiva de la interferencia.

VII.3 Trabajo a futuro

De acuerdo a los resultados presentados en este trabajo, es interesante realizar las pruebas de transmisión bajo un ambiente controlado (cámara de Faraday, cámara de multitrayectorias) y ver el comportamiento de los algoritmos implementados. Es recomendable probar las ventajas de una ecualización sucesiva contra una ecualización basada en un algoritmo de máxima verosimilitud. Se propone extender la etapa de multicanalización y probarla junto a un esquema que proporcione diversidad en transmisión y se muestre más robusto ante los efectos del canal inalámbrico. Probar estas técnicas en conjunción con la capa MAC brindará un resultado más completo y apegado a los sistemas reales actuales.

Finalmente es de gran importancia probar algún algoritmo que realice la etapa de

eliminación de la interferencia como lo marca la técnica de cancelación sucesiva y lleve a cabo la corrección del offset de frecuencia en una misma etapa.

Al contar con una plataforma tan flexible y modificable por medio de código, las posibilidades de implementar y probar técnicas y algoritmos de capa PHY es muy vasta.

Referencias

- Alamouti, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on selected areas in Communications*, **16**(8): 1451–1458.
- Blossom, E. (2011). GNU software radio. Consultado en: Septiembre 2011, <http://www.gnu.org/software/gnuradio/>.
- Cho, Y. S. *et al.* (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons., Singapore. 431 pp.
- Cover, T. M. y Thomas, J. A. (2006). *Elements of Information Theory*. Wiley, Hoboken, New Jersey. 776 pp.
- Ettus, M. (2011). GNU RADIO : Universal software radio peripheral. Consultado en: Septiembre 2011, <http://www.gnuradio.org/trac/wiki/USRP>.
- Foschini, G. J. (1996). Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when using Multi-Element Antennas. *Bell Labs Technical Journal*, **1**: 41–59.
- Golub, G. H. y Loan, C. F. V. (1983). *Matrix Computations*. Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD. 694 pp.
- Holter, B. (2001). On the Capacity of the MIMO Channel. *Proc. of IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing. Trondheim, Norway, 2001*, páginas 167–172.
- IEEE (2007). *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications - Draft 2.0: Enhancements for Higher Throughput*. IEEE 802.11n Working Group, Part 11 standard ed.
- IT++ (2011). IT ++. Consultado en: Septiembre 2011, <http://itpp.sourceforge.net/>.
- Kim, J. *et al.* (2007). Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas. *SL Telecommun. Review*, **17**: 183–191.
- Kim, W. *et al.* (2009). An Experimental Evaluation of Rate Adaptation for Multi-Antenna Systems. *IEEE INFOCOM Proceedings*.
- Kohler, E. *et al.* (2000). The Click Modular Router. *ACM Trans. Comput. Syst.*, páginas 263–297.
- Li, X. *et al.* (2008). A Case Study of a MIMO SDR Implementation. *Military Communications Conference, IEEE*, páginas 1–7.

- Lozando, A. y Jindal, N. (2010). Transmit diversity vs. spatial multiplexing in modern MIMO systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **9**(1): 186–197.
- Mandke, K. *et al.* (2007a). Early Results on Hydra: A Flexible MAC/PHY Multihop Testbed. *Proc. of IEEE Vehicular Tech. Conf. Dublin, Ireland, Abril, 2007*, páginas 1896–1900.
- Mandke, K. *et al.* (2007b). Physical Concerns for CrossLayer Prototyping and Wireless Network Experimentation. *WiNTECH, Montreal, Canada, September 10, 2007*.
- Mandke, K. *et al.* (2008). On the Challenges of Building a Multi-Antenna Software Defined Packet Radio. *Proc. of the SDR Technical Conference and Product Exposition, Washington, DC, Oct, 2008*.
- Marwanto, A. *et al.* (2009). Experimental Study of OFDM Implementation Utilizing GNU Radio and USRP - SDR. *IEEE 9th Malaysia International Conference on Communications, Kuala Lumpur, Malaysia, Dec, 2009*, páginas 132–135.
- Prasad, R. (2004). *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, Inc., London. 280 pp.
- Tarokh, V. *et al.* (1999). Spacetime block coding for wireless communications: performance results. *IEEE Journal on selected areas in Communications*, **17**(3): 451–460.
- Torabi, M. *et al.* (2007). On the BER performance of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Fading MIMO Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6**(4): 1366.
- Wolniansky, P. W. *et al.* (1998). V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, Pisa, Italy, Oct, 1998*, páginas 295–300.
- Zivkovic, M. *et al.* (2010). OFDM-based Dynamic Spectrum Access. *IEEE DySPAN 2010 Proceedings, Singapore, April, 2011*, páginas 1–2.

Apéndice A

Manual de instalación y configuración de Hydra

A.1 Instalando Hydra

En esta sección se describen los componentes del proyecto Hydra, como compilarlo e instalarlo.

El proceso siguiente fue realizado para instalar Hydra en una computadora de propósito general (GPP - por sus siglas en inglés), funcionando bajo el sistema operativo Ubuntu 10.04 Lucid Lynx.

Hydra consta de los siguientes elementos:

Componentes de la capa física (PHY):

- *wicom* - Biblioteca de comunicaciones inalámbricas que contiene varios algoritmos para la operación correcta de la capa física. Entre estos algoritmos se encuentran algunos para beamforming, precoding, entre otros.
- *meta-80211n* - Implementación por parte del proyecto de Hydra de la capa PHY del estándar IEEE 802.11n. Esta PHY soporta la mayoría de las características especificadas por el estándar 802.11n con algunas modificaciones adicionales de acuerdo al proyecto Hydra. Este paquete depende de *wicom*.
- *gr-hydra* - Componente base para la arquitectura del sistema de Hydra. Establece

un marco de trabajo que permite a la capa física interactuar con el hardware USRP, así como comunicarse con la capa MAC a través de una interfaz UDP. Esto vuelve los detalles de las interacciones de la capa PHY más abstractos, permitiendo un desarrollo de la capa MAC y PHY parcialmente separado. Este paquete también contiene un número de parches que son aplicados para permitir al código de GNU Radio operar de la manera que lo requiere Hydra.

- *gr-mimo* - Implementación MIMO del marco gr-hydra Este paquete es una instancia específica del marco de trabajo establecido en gr-hydra. Contiene todos los scripts de alto nivel necesitados para correr el sistema. Depende de gr-hydra y meta-80211n.

Componentes de la capa MAC

La capa de control de acceso al medio (MAC) para Hydra es desarrollada usando Click modular router. Esta capa MAC implementa el modo DCF del estándar IEEE 802.11 con características adicionales para adaptación de tasa de transmisión. La capa MAC interactúa con la capa PHY por medio de una interfaz local UDP tipo socket.

- *click-piggyback* - Paquete que contiene el código para Click modular router, así como el código de Hydra desarrollado para MAC.

1. Comprobar las instrucciones SIMD soportadas por el procesador (tales como 3DNow!, SSE o SSE2) e instalar las siguientes dependencias para Hydra:

```
sudo apt-get -y install libatlas-sse2-dev liblapack-dev libitpp-dev \
python-scipy python-numpy python-matplotlib
```

2. Instalar las siguientes dependencias de GNU Radio:

Para **Ubuntu 10.04 Lucid Lynx**:

```
sudo apt-get -y install libfontconfig1-dev libxrender-dev libpulse-dev swig \
g++ automake autoconf libtool python-dev libfftw3-dev \
libc++unit-dev libboost-all-dev libusb-dev fort77 sdcc sdcc-libraries \
libsdl1.2-dev python-wxgtk2.8 git-core guile-1.8-dev \
libqt4-dev python-numpy ccache python-opengl libgsl0-dev \
python-cheetah python-lxml doxygen qt4-dev-tools \
libqwt5-qt4-dev libqwtplot3d-qt4-dev pyqt4-dev-tools python-qt5-qt4 python-qt4-dev
```

Para la instalación en **Ubuntu 9.10 Karmic Koala**:

```
sudo apt-get -y install swig g++ automake libtool python-dev libfftw3-dev \
libc++unit-dev libboost1.38-dev libusb-dev fort77 sdcc sdcc-libraries \
libsdl1.2-dev python-wxgtk2.8 subversion git-core guile-1.8-dev \
libqt4-dev python-numpy ccache python-opengl libgsl0-dev \
python-cheetah python-lxml doxygen qt4-dev-tools \
libqwt5-qt4-dev libqwtplot3d-qt4-dev pyqt4-dev-tools
```

3. Configuración del soporte para USRP.

Ubuntu utiliza “udev” para manejar los dispositivos hotplug, y no provee un acceso no-root por default al USRP. El siguiente script especifica un grupo para manejar el USRP vía USB, ya sea live o hot-plug.

```

sudo addgroup usrp
sudo usermod -G usrp -a <USERNAME>
echo 'ACTION=="add", BUS=="usb", SYSFS{idVendor}=="fffe",
SYSFS{idProduct}=="0002", GROUP=="usrp", MODE=="0660"' > tmpfile
sudo chown root.root tmpfile
sudo mv tmpfile /etc/udev/rules.d/10-usrp.rules

```

4. En este punto, Ubuntu está configurado para saber que hacer cuando detecte al USRP en el USB, sin embargo “udev” necesita recargar las “reglas” para incluir la que se acaba de agregar. Esto puede funcionar, si no lo hace, reiniciar la computadora lo hará.

```

sudo udevadm control -reload-rules

```

5. Utilizando el siguiente comando se puede comprobar si el USRP está siendo reconocido al examinar en /dev/bus/usb después de conectarlo:

```

ls -lR /dev/bus/usb — grep usrp

```

6. Descargar Hydra en su versión 0.4.1 y desempaquetarlo en el directorio “home”.

```

cd $HOME
wget http://netlab.ece.utexas.edu/hydra/download/hydra-0.4.1.tar.gz
tar -zxvf hydra-04.1tar.gz

```

Esto creará un directorio llamada “hydra-0.4/”.

7. Dentro del directorio “hydra-04/”, descargar GNU Radio en su versión 3.2.2 y desempaquetarlo.

```
cd $HOME/hydra-0.4/
wget ftp://ftp.gnu.org/gnu/gnuradio/gnuradio-3.2.2.tar.gz
tar -zxvf -xzvf gnuradio-3.2.2.tar.gz
```

8. Agregar las siguientes líneas al archivo “.bashrc”. Se asume que “hydra-0.4/” se encuentra dentro de \$HOME, cambiar esto si es necesario.

```
## USER DEFINES ##
# Python definitions
# Get python version number
PYTHONEXEC='which python'
PYTHONVERSION='pyversions -d'
PYTHONDIR=$PYTHONVERSION
PYTHONPATH=/usr/lib/$PYTHONDIR/site-packages:/usr/local/lib/$PYTHONDIR/site-
packages
export PYTHONEXEC PYTHONVERSION PYTHONDIR PYTHONPATH
# Package config definition
PKG_CONFIG_PATH=/usr/lib/pkgconfig:/usr/local/lib/pkgconfig
export PKG_CONFIG_PATH
# Hydra definitions
```

```

HYDRA=$HOME/hydra-0.4
GR=$HYDRA/gr
GNURADIO_SRCDIR=$HYDRA/gnuradio-3.2.2
PYTHONPATH=$GR/lib/$PYTHONDIR/site-packages:$PYTHONPATH
PKG_CONFIG_PATH=$GR/lib/pkgconfig:$PKG_CONFIG_PATH
PATH=$GR/bin:$PATH

export HYDRA GR GNURADIO_SRCDIR PYTHONPATH PKG_CONFIG_PATH
PATH

# Click definitions
CLICKPATH=$HYDRA/click-piggyback
CLICKINSTALLDIR=$CLICKPATH/click-install-1.5.0
PATH=$CLICKINSTALLDIR/bin:$PATH

export CLICKPATH CLICKINSTALLDIR PATH

# Additional library definitions
LD_LIBRARY_PATH=/usr/lib:$LD_LIBRARY_PATH

export LD_LIBRARY_PATH

```

9. Reiniciar la terminal o compilar “`./bashrc`” para asegurar que estas nuevas definiciones sean cargadas.

10. Dentro de los directorios (en \$HYDRA): `gnuradio-3.2.2`, `wicom`, `meta-80211n` ejecutar:

```
./bootstrap && ./configure -prefix=$GR && make && make install
```

11. Para comprobar la correcta instalación de GNU Radio dentro del directorio:

```
cd $HOME/hydra-0.4/gr/share/gnuradio/examples/audio
```

Ejecutar el archivo “dial_tone.py”. Este debe de mandar un tono de audio (US dial-tone) a las bocinas de la computadora.

12. Para instalar la MAC (y Click), dentro de:

```
cd $HYDRA/click-piggyback/click-build-1.5.0/trunk
```

ejecutar:

```
./build-click.sh
```

```
./build-hydra.sh
```

13. Dentro de:

```
cd $HYDRA/gr-hydra
```

ejecutar:

```
./bootstrap && ./configure --prefix=$GR --with-gnuradio-srcdir=$GNURADIO_SRCDIR
```

```
&& make && make install
```

14. Dentro de:

```
cd $HYDRA/gr-mimo
```

ejecutar:

```
./bootstrap && ./configure --prefix=$GR && make && make install
```

15. Una vez instalado Hydra conectar los USRPs y probar el sistema de la siguiente manera.

A.2 Ejecutando Hydra

A.2.1 Hydra - punto a punto (solamente capa PHY)

1. Comenzar la capa física:

Dentro de una terminal ejecutar:

```
hydra-mimo<options>
```

Este script comenzará la capa física. Existen diferentes argumentos dentro de las opciones, para una descripción de estos ejecutar:

```
hydra-mimo -h
```

Por default el script corre con los siguientes argumentos:

```
-enable-socket -s1.0M -n2 -g7000 -G30 -T80 -u2 -debug=1
```

La capa PHY cuenta con una GUI para monitorear su operación. El script “hydramimo” se encuentra dentro de \$GR/bin. Este a su vez ejecuta el script de python \$GRMIMO/src/python/test.py.

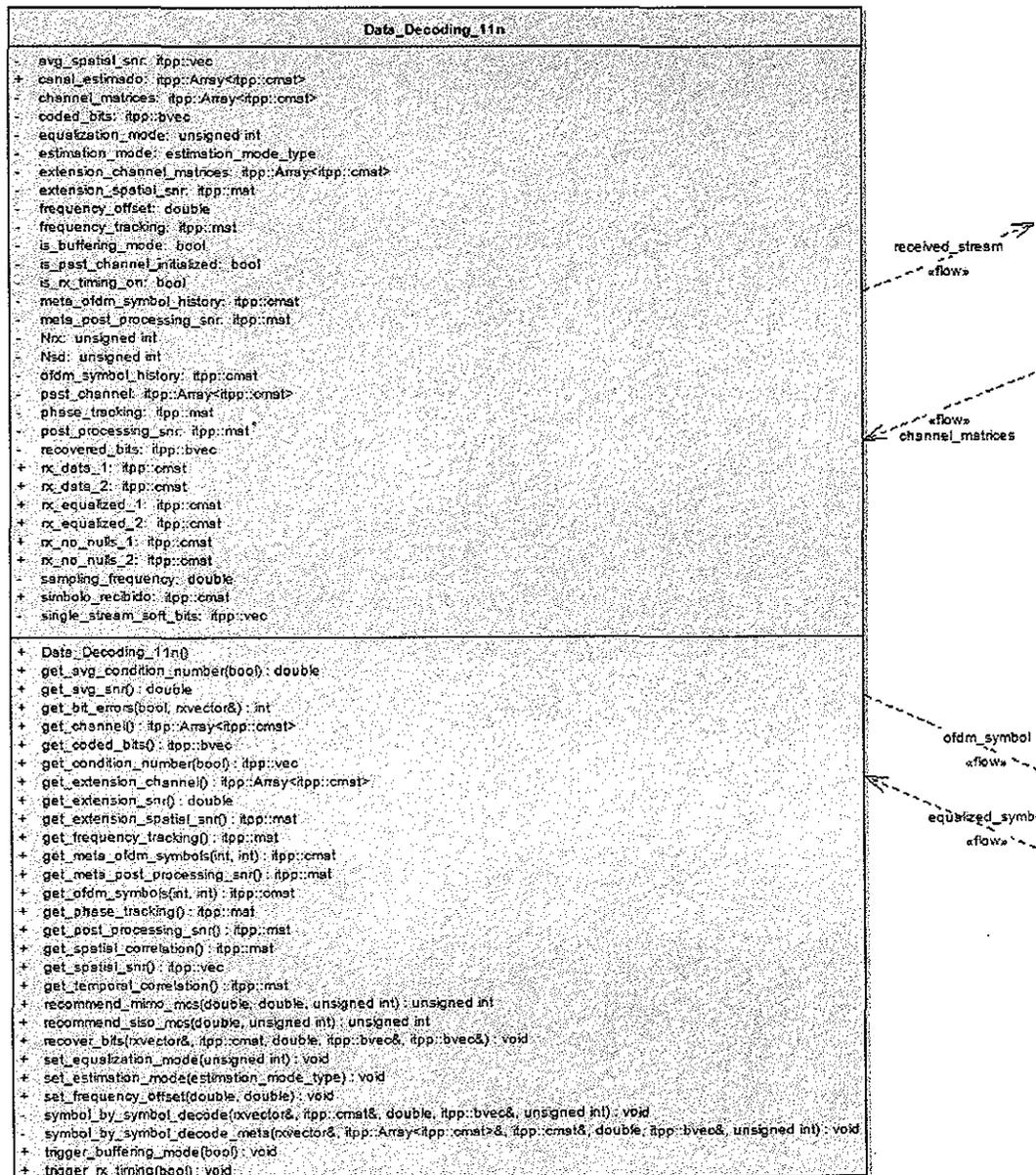
2. Comenzar tráfico simple (i.e Pseudo-MAC) ejecutando:

```
$GRMIMO/src/python/simple-mac.py <options>
```

El script simple-mac.py contiene 2 métodos importantes: `send_80211data()` y `recv_data()`. El primero genera datos de acuerdo al formato IEEE 802.11 y los manda a la capa física junto con información de configuración (i.e. Potencia de transmisión y tasa). El segundo monitorea los paquetes recibidos e imprime información sobre el paquete.

Apéndice B

Hydra - Ecualización Espacial



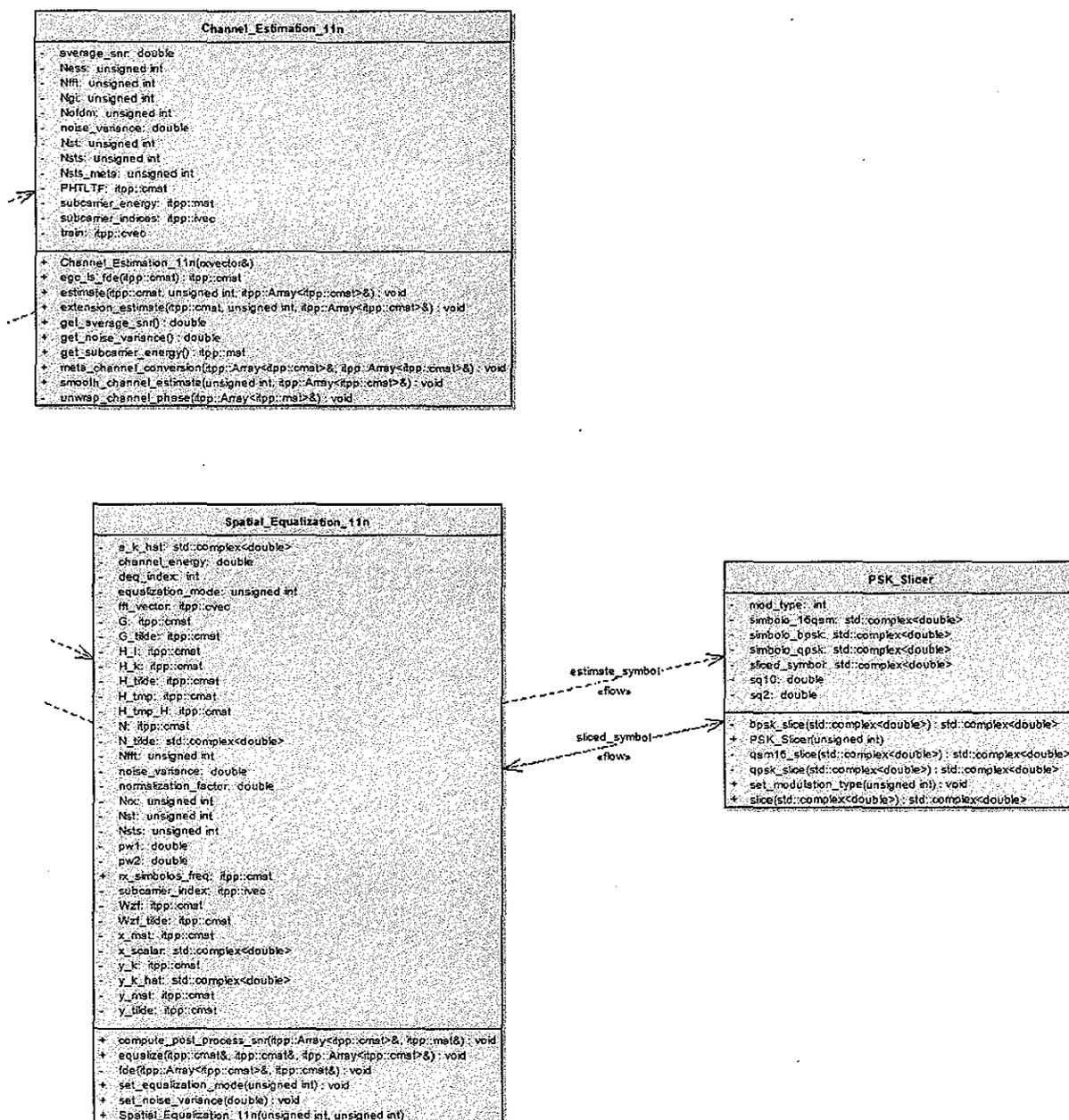


Figura 31: Diagrama de clases de la ecualización en Hydra

La figura anterior (divida en dos partes para conservar una escala correcta) muestra las clases definidas dentro de Hydra para realizar la ecualización espacial, todas estas clases se encuentran escritas en C++.