

TESIS DEFENDIDA POR

Carlos Alejandro Gómez Muñoz

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Jaime Sánchez García

Director del Comité

Dra. María Tereza Cavazos Pérez

Miembro del Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité

M. C. Raúl Tamayo Fernández

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 septiembre de 2011

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



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

ESTIMACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS MIMO OFDM

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

CARLOS ALEJANDRO GÓMEZ MUÑOZ

Ensenada, Baja California, México, septiembre de 2011

RESUMEN de la tesis de **CARLOS ALEJANDRO GÓMEZ MUÑOZ**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en **ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES** con orientación en **TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, septiembre de 2011.

ESTIMACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS MIMO OFDM

Resumen aprobado por:

Dr. Jaime Sánchez García

Director de Tesis

En esta tesis se lleva a cabo el análisis y la evaluación del rendimiento de una técnica de estimación de canal en un sistema OFDM con diversidad en el transmisor y receptor basada en codificación espacio tiempo (STBC, Space Time Block Code). El estudio se enfocó en el empleo de señales de referencia conocidas a priori en el receptor. Los resultados obtenidos son comparados con el rendimiento del mismo sistema contemplando una estimación de canal perfecta.

Palabras Clave: Estimación de canal, MIMO, OFDM.

ABSTRACT of the thesis presented by **CARLOS ALEJANDRO GÓMEZ MUÑOZ**, in partial fulfillment of the requirements of the degree of MASTER IN SCIENCES in ELECTRONIC AND TELECOMMUNICATIONS with orientation in TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, september 2011.

CHANNEL ESTIMATION IN MIMO OFDM SYSTEMS

This thesis carries out the analysis and evaluation of the performance of a channel estimation technique in an OFDM system with diversity in the transmitter and receiver based on space-time coding (STBC, Space Time Block Code). The study focused on the use of reference signals known a priori at the receiver. The results are compared to the same system performance considering perfect channel estimation.

Keywords: Channel estimation, MIMO, OFDM.

A quien

Agradecimientos

A todos los investigadores, estudiantes y personal del departamento de electrónica y telecomunicaciones por su enseñanza académica.

Al CONACyT y proyecto de investigación por su apoyo económico.

Contenido

	Página
Resumen en español	i
Resumen en inglés	ii
Dedicatoria	iii
Agradecimientos	iv
Contenido	v
Lista de Figuras	vii
Lista de Tablas	x
I. INTRODUCCIÓN	1
I.1 Antecedentes	1
I.2 Planteamiento del problema	2
I.3 Marco de referencia	5
I.4 Justificación	6
I.5 Objetivo general	6
I.6 Objetivo particulares	7
I.7 Organización de la tesis	7
II. CANAL INALÁMBRICO	9
II.1 Introducción	9
II.2 Desvanecimiento lento o de gran escala	12
II.3 Desvanecimiento rápido o de pequeña escala	15
II.3.1 Desvanecimiento dispersivo en tiempo vs dispersivo en frecuencia	17
II.3.2 Dispersión en tiempo: Canales desvanecientes selectivos en frecuencia	18
II.3.3 Dispersión en frecuencia: Canales desvanecientes selectivos en tiempo	20
II.4 Modelos de canal	22
II.4.1 Modelos de canal para interiores	23
III. MIMO OFDM	29
III.1 Introducción	29
III.2 OFDM	31
III.2.1 Antecedentes	31

Contenido (continuación)

	Página
III.2.2 Principios teóricos	33
III.2.3 Prefijo cíclico	38
III.2.4 Diagrama a bloques de un sistema OFDM	39
III.3 MIMO	40
III.3.1 Antecedentes	40
III.3.2 Principios teóricos	42
III.3.3 Diversidad espacial y códigos espacio-tiempo	44
III.3.4 Código espacio-tiempo de Alamouti	45
III.3.5 Diagrama a bloques de un sistema MIMO	48
III.4 MIMO OFDM	49
IV. ESTIMACIÓN DE CANAL	51
IV.1 Introducción	51
IV.2 Estructuras basadas en símbolos pilotos	51
IV.2.1 Tipo bloque	52
IV.2.2 Tipo peine	53
IV.2.3 Tipo enrejado	54
IV.3 Estimación de canal basada en símbolos de entrenamiento	55
IV.3.1 Estimación de canal LS	57
IV.3.2 Estimación de canal MMSE	58
IV.3.3 Estimación de canal LMS	61
V. MODELO DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	65
V.1 Introducción	65
V.2 Modelo del sistema	65
V.2.1 Codificador espacio-tiempo	67
V.2.2 Modulador OFDM	68
V.2.3 Canal inalámbrico	69
V.2.4 Estimador de canal	71
V.2.5 Demodulador OFDM	71
V.2.6 Decodificador espacio-tiempo	73
V.3 Análisis de resultados	73
VI. CONCLUSIONES	91
VI.1 Conclusiones	91
VI.2 Aportaciones	93
VI.3 Trabajo futuro	93
REFERENCIAS	95

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Clasificación de canales desvanecientes	11
2	Comparación de desvanecimientos de gran y pequeña escala	12
3	Canales con desvanecimiento debido a la dispersión en tiempo	18
4	Modelo de canal de 2 rayos	25
5	Modelo de canal exponencial	26
6	Modelo de canal IEEE 802.11	28
7	Representación esquemática de un sistema OFDM en banda base	34
8	Respuesta en frecuencia de un símbolo OFDM con $N_c = 16$ y $N_u = 10$	36
9	Efecto en el muestreo de la señal debido al Offset en frecuencia de la frecuencia portadora	37
10	Símbolo OFDM con prefijo cíclico	39
11	Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones OFDM	40
12	a) Diversidad en tiempo, b) Diversidad en frecuencia, c) Diversidad en espacio-tiempo, d) Diversidad en espacio-frecuencia	43
13	Configuraciones de antenas	44
14	Codificador Alamouti	46
15	Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones MIMO	49
16	Diagrama a bloques del sistema MIMO OFDM	50
17	Estructura de símbolos piloto tipo bloque	53
18	Estructura de símbolos piloto tipo peine	54
19	Estructura de símbolos piloto tipo enrejado	55
20	Estimación de canal MMSE	59
21	Características de correlación del canal en el dominio del tiempo	62
22	Diagrama a bloques del estimador LMS	62

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
23	Diagrama a bloques del sistema MIMO OFDM	66
24	Mapeo de símbolos a la entrada de la IFFT	68
25	Incorporación del prefijo cíclico al símbolo OFDM	69
26	Distribución de probabilidad Rayleigh	70
27	Distribución de probabilidad Rician	71
28	Secuencia de símbolos de preámbulo	72
29	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal de 2 rayos el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.	76
30	Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal de 2 rayos variando el SNR y el valor de μ	77
31	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal de 2 rayos el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 30) y LS.	78
32	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal exponencial el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.	79
33	Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal exponencial variando el SNR y el valor de μ	80
34	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal exponencial el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 33) y LS.	81
35	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.	83
36	Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g variando el SNR y el valor de μ	84

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
37	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 36) y LS.	85
38	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.n el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.	87
39	Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal IEEE 802.11.n variando el SNR y el valor de μ	88
40	Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.n el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 39) y LS.	89

Lista de Tablas

Tabla		Página
I	Exponentes de pérdidas por trayectoria	14
II	Perfil de retardos de potencia (Modelo ITU-R)	16
III	Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal de dos rayos	75
IV	Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal exponencial	82
V	Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal IEEE 802.11 a/g	86
VI	Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal IEEE 802.11n	90

Capítulo I

INTRODUCCIÓN

I.1 Antecedentes

En la última década la evolución de las telecomunicaciones, desde la telefonía convencional hasta los servicios de la telefonía móvil, ha resultado en una mayor demanda de la disponibilidad de los servicios móviles más modernos los cuales en un pasado eran considerados imprácticos, debido a las limitaciones tecnológicas presentes en aquel tiempo, además de los altos costos que implicaban al usuario final.

Esta creciente demanda de servicios multimedia, así como de los contenidos relacionados con el Internet, han dado lugar a un gran interés por el desarrollo de sistemas de comunicaciones de muy altas velocidades y que cumplan con las necesidades del usuario final a un costo accesible (Goldsmith, 2005).

Actualmente, la incursión de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación ha brindado a los usuarios finales la posibilidad de explotar servicios multimedia a través de la red móvil, la cual está conectada al Internet a velocidades considerables, logrando así que estos servicios sean parte de la vida diaria de la mayoría de los usuarios móviles 3G; dado lo anterior se espera que una vez que el mercado del Internet móvil junto con los servicios que éste provee sea un mercado maduro, constituirá los sistemas de comunicaciones móviles de 4G, los cuales tendrán que cumplir con las expectativas de un mercado que reclamará un Internet móvil de alta velocidad.

Los requerimientos para anchos de banda amplios y flexibles que cumplan con las

expectativas de los servicios móviles de 4G imponen el uso de métodos de transmisión eficientes que se ajusten a las características de los canales de banda ancha, especialmente en los ambientes inalámbricos, en donde lidiar con el canal es todo un desafío (Glisic y Makela, 2006).

I.2 Planteamiento del problema

La creciente demanda de los usuarios por nuevos servicios de comunicaciones móviles ha resultado en la evolución de los estándares de estos sistemas desde los estándares de primera, segunda y tercera generación hasta el cada vez más cercano estándar de cuarta generación e incluso, en un futuro no muy lejano podrían empezar a operar servicios de comunicaciones con el estándar de la quinta generación, esto no sería de extrañar ya que analizando el avance de los últimos años de estos estándares podemos observar que entre la primera y segunda generación hubo un lapso mayor que entre la segunda generación y la tercera y en el caso de la transición de tercera a cuarta el lapso de tiempo ha sido de solo un par de años (Wakefield *et al.*, 2007).

Esta creciente demanda en las comunicaciones móviles implica a su vez una mayor demanda de capacidad de los sistemas. La capacidad de un sistema de comunicaciones puede incrementarse directamente ampliando el ancho de banda de los canales de comunicaciones existentes o asignando nuevas frecuencias al servicio en cuestión. No obstante, el espectro electromagnético es un recurso valioso y limitado, por lo cual, incrementar la capacidad del sistema disponiendo de nuevo espacio espectral representa una alternativa poco factible en los sistemas de comunicaciones móviles. Por lo tanto, el uso eficiente del espectro electromagnético se convierte en un factor crítico si se desea incrementar la capacidad de los sistemas de comunicaciones.

En los primeros estándares de comunicaciones móviles, los esfuerzos para incrementar la capacidad en los sistemas de comunicaciones móviles se enfocaron en el desarrollo de técnicas de modulación, codificación y protocolos.

En el contexto de los sistemas de tercera generación el aspecto de incrementar la eficiencia espectral ha sido tratado mediante la técnica de acceso al medio (MAC, Medium Access Control) que permite a los usuarios tener acceso a un recurso escaso como es la estación base. El acceso múltiple a este recurso se ha dado ya sea en tiempo (TDMA, Time Division Multiplexing Access), código (CDMA, Code Division Multiplexing Access) o espacio (SDMA, Space Division Multiplexing Access) (Garg, 2000).

En tiempos más recientes, el problema de incrementar la eficiencia espectral se ha basado en el concepto de división espacial (SDMA) aunado al desarrollo de la tecnología de multicanalización de frecuencias ortogonales (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

En un ambiente inalámbrico la señal se propaga desde el transmisor hacia el receptor a través de un número de caminos diferentes, los cuales colectivamente se conocen como multitrayectorias. Mientras la señal se propaga en el espacio libre la potencia de ésta disminuye debido a tres causas principales: pérdidas por trayectoria, desvanecimiento en gran escala y desvanecimiento en pequeña escala (Wallace y Jensen, 2002).

Las pérdidas por trayectoria son inevitables y la única manera de solventarlas es aumentando la potencia de transmisión, lo cual no es una solución viable para los sistemas de comunicaciones inalámbricos, en donde lo que se busca es optimizar el uso de la potencia disponible; además aumentar la potencia de transmisión puede ocasionar interferencia a los demás usuarios o células.

El desvanecimiento en la señal, sin embargo, puede ser mitigado haciendo uso de

técnicas de diversidad. Para obtener diversidad, la señal se transmite a través de múltiples caminos con desvanecimientos (idealmente) independientes ya sea en tiempo, frecuencia o espacio, las diferentes señales recibidas se combinan constructivamente en el receptor.

Lo anterior ha dado lugar a la tecnología conocida como MIMO (Multiple Input Multiple Output) OFDM (Stuber *et al.*, 2004), en la cual se aborda el aspecto de mejorar la eficiencia espectral mediante mejoras en las prestaciones de la antena de la estación base y/o estación móvil usando MIMO, y a su vez usando OFDM, una técnica de modulación eficiente espectralmente hablando y robusta con respecto a las multitrayectorias, ya que convierte un canal de banda ancha selectivo en frecuencia en varios canales planos de banda angosta.

Uno de los muchos retos en el desarrollo práctico de la combinación de estas tecnologías, es la estimación de canal, dado que una estimación imperfecta del mismo degrada el rendimiento del sistema de una manera significativa. La estimación de canal es una función importante y necesaria en los sistemas de comunicaciones inalámbricos modernos. Es bien sabido que el grado de conocimiento del canal es un factor crucial para alcanzar las tasas de transmisión obtenidas a través de los análisis matemáticos pertinentes (Stavroulakis, 2003).

Debido a lo anterior el canal tiene que ser estimado con el fin de compensar el efecto que éste ha hecho sobre la señal transmitida; en general la estimación de canal se lleva a cabo haciendo uso de un preámbulo o símbolos pilotos conocidos a priori tanto en el receptor como en el transmisor, los cuales se transmiten periódicamente.

I.3 Marco de referencia

De cara a afrontar estos problemas con el fin de diseñar sistemas que cubran las necesidades de los usuarios finales en cuanto a la demanda de los servicios multimedia, se han desarrollado nuevas teorías y aplicaciones de tecnologías inalámbricas por la comunidad científica interesada en el área. Especialmente durante la última década, la industria de las comunicaciones radio móviles ha crecido de manera exponencial.

Una de las tecnologías que ha tenido un gran impulso en las comunicaciones inalámbricas es la combinación de sistemas MIMO y OFDM. Tanto el sector académico como el industrial consideran a esta unión de tecnologías un fuerte candidato para los sistemas inalámbricos de 4G (cuarta generación).

MIMO explota la diversidad espacial, haciendo uso de varias antenas transmisoras y receptoras. En un ambiente rico en dispersores, cada antena receptora ve diferentes versiones de la señal transmitida y cuando estas versiones se combinan de una manera adecuada, la salida del sistema tiene una señal de mejor calidad (tasa de bit errónea menor o una tasa de transmisión de datos mayor a la de un sistema simple).

OFDM es un método de modulación conocido por su capacidad de mitigar las multitrayectorias. En OFDM la cadena de datos de alta velocidad se divide en N_c cadenas de datos de banda angosta, N_c corresponde al número de sub-portadoras. Un símbolo OFDM consiste de N_c símbolos modulados. Como resultado la duración del símbolo es N_c veces mayor que en sistema de portadora única con la misma tasa de símbolo; además la duración del símbolo se hace aún mayor debido a la inserción de un prefijo cíclico, ayudando así a prevenir aún más la interferencia inter-simbólica ocasionada por las multitrayectorias.

Bajo este marco de referencia y mediante la alternativa propuesta de los sistemas

MIMO OFDM, en esta tesis se investigará la parte correspondiente a la estimación de canal para el caso en particular de un entorno interior.

I.4 Justificación

Una característica común cuando se desarrollan nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas es asumir que el receptor conoce perfectamente la información de estado del canal (CSI, Channel State Information), esto con el fin de obtener los valores de las tasas de transmisiones máximas, así como las probabilidades de bit erróneo cuando se cuenta con la CSI. Evidentemente, esto nunca sucede en la práctica, en donde el canal suele estimarse por medio de la transmisión de una secuencia de símbolos pilotos, gracias a sus ventajas sobre esquemas de estimación ciega; aunque el uso de secuencias de símbolos pilotos se traduce a una reducción de eficiencia espectral, e incluso en estimaciones poco precisas debido al ruido y al limitado número de pilotos disponibles.

Por tal razón el presente trabajo se enfoca en la estimación de canal, buscando encontrar un buen equilibrio entre la eficiencia espectral, baja complejidad y un desempeño aceptable o permisible dentro de estos sistemas (MIMO OFDM).

I.5 Objetivo general

Implementar un algoritmo de estimación de canal, analizar y evaluar su rendimiento en un sistema MIMO OFDM y comparar los resultados con el rendimiento del mismo sistema MIMO OFDM contemplando una estimación de canal perfecta.

I.6 Objetivo particulares

- Simular una plataforma MIMO OFDM con diversidad tanto en el transmisor como en el receptor basado en una codificación espacio-tiempo, usando 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras.
- Simular y analizar diferentes modelos de canal radio selectivos en frecuencia y variantes en el tiempo.
- Simular un algoritmo de estimación de canal para sistemas MIMO OFDM y evaluar el rendimiento del mismo bajo diferentes modelos de canal (selectivo o no en frecuencia, variante o invariante en tiempo).
- Comparar los resultados obtenidos haciendo uso del algoritmo de estimación propuesto, con los obtenidos en una estimación de canal perfecta.

I.7 Organización de la tesis

En el capítulo II, **Canal Inalámbrico**, se describe el medio hostil sobre el que operan los sistemas de comunicaciones móviles, enfatizando los mecanismos de propagación que afectan la transmisión de las señales (ondas electromagnéticas). Se describen a detalle los efectos de desvanecimiento causados en la señal debido a la propagación multitrayectoria (canales selectivos en frecuencia) y a la movilidad del receptor, el transmisor o los dispersores intermedios (canales selectivos en tiempo). Por último, se mencionan los modelos tradicionales que caracterizan el canal radio para ambientes interiores.

En el capítulo III, **MIMO OFDM**, se describen de manera separada las tecnologías MIMO y OFDM; y cómo éstas combaten a las características adversas de los canales

inalámbricos mencionadas en el capítulo II. La primer parte del capítulo se enfoca a la técnica de modulación OFDM se explica su teoría básica, su implementación en banda base y la estructura a bloques de un sistema de comunicaciones OFDM.

En la segunda parte de este capítulo, se describen las características principales de los sistemas MIMO haciendo énfasis en la codificación espacio-tiempo mediante el uso del código desarrollado por Alamouti.

En el capítulo IV, **Estimación de canal**, se describen las diferentes estructuras de símbolos pilotos utilizadas como secuencias de transmisión conocidas a priori tanto en el transmisor como en el receptor, así como algunos de los algoritmos que procesan estos símbolos pilotos recibidos con el fin de estimar de la mejor manera posible el canal manteniendo un equilibrio entre complejidad, eficiencia espectral y consumo de recursos.

En el capítulo V, **Modelo de simulación y análisis de resultados**, se proporciona una descripción detallada de la plataforma MIMO OFDM que fue diseñada, así como la evaluación y el análisis de las curvas de probabilidad de bit erróneo de esta plataforma utilizando los algoritmos de estimación que se consideraron, el algoritmo LS y el algoritmo LMS; lo anterior bajo los diferentes modelos de canal mencionados en la parte final del capítulo II.

Por último, en el capítulo VI se presentan las conclusiones del trabajo realizado, así como algunas ideas que se contemplan como trabajo futuro en el tema.

Capítulo II

CANAL INALÁMBRICO

II.1 Introducción

El rendimiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricos está principalmente gobernado por el ambiente del canal inalámbrico. Éste es opuesto a las características predecibles y estáticas del canal cableado, ya que el canal inalámbrico es dinámico e impredecible, por lo que un análisis exacto de un sistema de comunicaciones inalámbrico es a menudo una tarea difícil. En los últimos años, la optimización de los sistemas de comunicaciones inalámbricos ha llegado a ser crítica debido al rápido crecimiento de los servicios móviles y a los servicios emergentes de acceso a Internet móvil de banda ancha. De hecho, los fundamentos del desarrollo de tecnología de transmisión inalámbrica de alto rendimiento y ancho de banda eficiente se basan en la comprensión del canal inalámbrico.

En las comunicaciones inalámbricas, la radio propagación se refiere al comportamiento de las ondas de radio cuando éstas se propagan desde el transmisor hacia el receptor. Mientras las ondas se propagan, éstas pueden ser afectadas principalmente por 3 diferentes fenómenos físicos: **reflexión, difracción y dispersión** (Sklar, 2001; Rappaport *et al.*, 1996).

La *reflexión* es el fenómeno físico que ocurre cuando una onda electromagnética propagándose incide sobre un objeto con dimensiones muy grandes comparadas con las de su longitud de onda. Este efecto fuerza a la señal transmitida a ser reflejada de

regreso a su origen en lugar de dejarla pasar en su camino hacia el receptor.

La *difracción* se refiere a varios fenómenos que ocurren cuando el camino de propagación de la onda electromagnética entre el transmisor y el receptor es obstruido por una superficie con irregularidades afiladas o pequeñas aberturas. Ésta causa curvaturas de la onda alrededor de los obstáculos pequeños y esparce las ondas que pasan por las pequeñas aberturas. Las ondas esparcidas debido a la difracción son útiles para establecer caminos entre el transmisor y el receptor, cuando no existe línea de vista.

La *dispersión* es el fenómeno físico que fuerza a la radiación de una onda electromagnética a desviarse de un camino recto debido a uno o múltiples obstáculos, con dimensiones pequeñas comparadas con la de su longitud de onda. Los obstáculos que inducen dispersión, son llamados *dispersores*.

En pocas palabras, la propagación de las ondas de radio es un proceso complicado y poco predecible que es gobernado por la *reflexión*, la *difracción* y la *dispersión*, cuyas intensidades varían dependiendo del ambiente y el tiempo.

Una característica muy peculiar en el canal inalámbrico es un fenómeno llamado **desvanecimiento**, el cual es la variación de la amplitud de la señal sobre el tiempo y la frecuencia. En contraste con el *ruido aditivo* que es la fuente más común de degradación de una señal, el *desvanecimiento* es una fuente de degradación de la señal que se caracteriza como una perturbación de la señal no aditiva en el canal inalámbrico. Los desvanecimientos pueden ser debidos a la propagación multitrayectoria (conocidos como desvanecimientos en pequeña escala) o al efecto de sombreado causado por los obstáculos que afectan la propagación de la onda de radio (conocidos como desvanecimientos de gran escala).

Como se observa en la figura 1 el fenómeno de desvanecimiento puede ser ampliamente clasificado en 2 diferentes tipos: **desvanecimientos de gran escala** y **desva-**

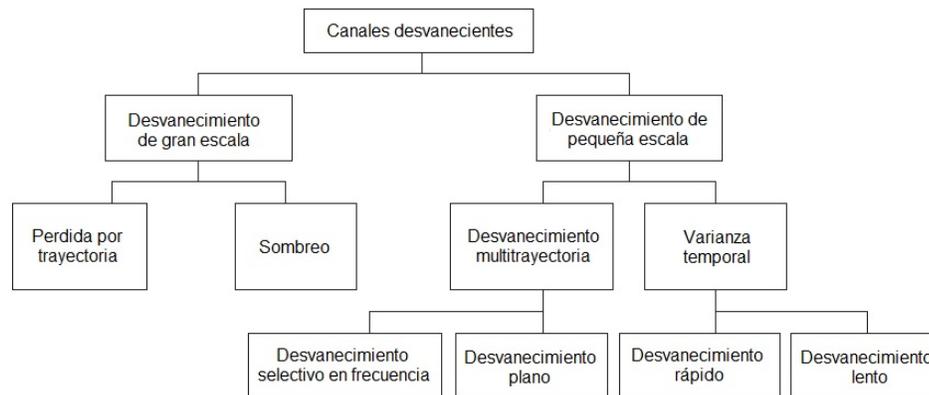


Figura 1. Clasificación de canales desvanecientes

Desvanecimientos de pequeña escala.

El *desvanecimiento de gran escala* ocurre cuando el móvil se mueve a través de grandes distancias, por ejemplo, una distancia del orden del tamaño de una célula (Sklar, 2001), éste es causado por la pérdida por trayectoria de la señal como una función de la distancia y por el sombreado debido a objetos grandes como son los edificios y la vegetación. El sombreado es un proceso de desvanecimiento lento caracterizado por la variación de la media de la pérdida por trayectoria entre las ubicaciones fijas del transmisor y el receptor. En otras palabras, el desvanecimiento de gran escala se caracteriza por el promedio de la pérdida por trayectoria y el sombreado.

Por otro lado, el *desvanecimiento de pequeña escala* se refiere a las variaciones rápidas de los niveles de la señal debido a la interferencia constructiva y destructiva de las multitrajectorias de la señal cuando la estación móvil se mueve en distancias cortas. Dependiendo de la extensión relativa de las multitrajectorias, la selectividad en frecuencia del canal es caracterizada en: **canales planos o canales selectivos en frecuencia**. Mientras que, dependiendo de la variación en tiempo del canal debido a la velocidad del móvil pueden clasificarse en: **canales con desvanecimientos rápidos**

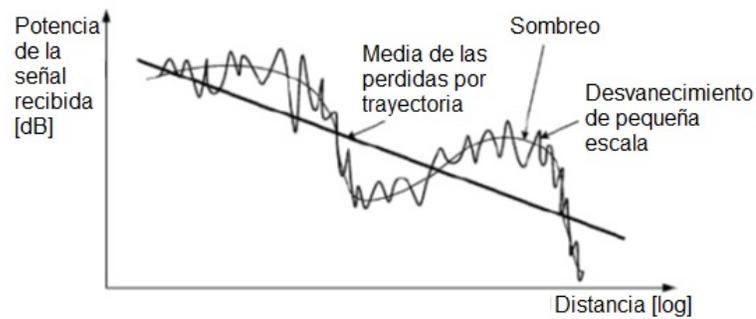


Figura 2. Comparación de desvanecimientos de gran y pequeña escala

o lentos.

La relación entre los desvanecimientos de pequeña y gran escala puede observarse en la figura 2. El desvanecimiento de gran escala se determina por la media de la pérdida por trayectoria la cual decrece con la distancia y por el sombreado el cual varía a través de la media de la pérdida por trayectoria. La fuerza de la señal recibida puede ser distinta incluso a las mismas distancias con respecto al transmisor, debido al sombreado causado por los obstáculos en el camino.

Por su parte, los componentes dispersores incurren en el desvanecimiento de pequeña escala, el cual finalmente dá lugar a variaciones de corto plazo en la señal que ya ha experimentado el sombreado y la pérdida por trayectoria.

II.2 Desvanecimiento lento o de gran escala

El modelo de propagación de espacio libre se usa para predecir la potencia de la señal recibida en un ambiente con línea de vista (LOS) donde no existen obstáculos entre el transmisor y el receptor. Éste es con frecuencia adoptado por los sistemas de comunicación satelital. Sea d la distancia en metros entre el transmisor y el receptor. Cuando

las antenas isotrópicas usadas tienen una ganancia de transmisión G_t y una ganancia de recepción G_r , la potencia recibida a la distancia d , $P_r(d)$, se expresa por la bien conocida ecuación de Friis (Friis, 1946):

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1)$$

Donde $P_t(t)$ representa la potencia de transmisión (Watts), λ es la longitud de onda de radiación (m), y L es el factor de pérdida del sistema el cual es independiente del ambiente de propagación. El factor de pérdida del sistema representa la atenuación promedio o la pérdida en el hardware del sistema actual, incluyendo la línea de transmisión, el filtro y las antenas.

En general, $L > 1$, pero $L = 1$ si se supone que no existen pérdidas en el hardware del sistema. Es obvio de la ecuación 1, que la potencia recibida se atenúa exponencialmente con la distancia d . La pérdida de trayectoria en espacio libre, $PL_F(d)$, sin pérdidas de sistema puede ser directamente derivada de la ecuación 1 con $L = 1$ de la siguiente forma:

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (2)$$

Sin las ganancias de las antenas (por ejemplo $G_t = G_r = 1$), la ecuación 2 se reduce a:

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (3)$$

Como en el antes citado modelo de espacio libre, la señal promedio recibida decrece con la distancia d entre el transmisor y el receptor, de una manera logarítmica como en todos los demás ambientes. Por lo que una forma más generalizada del modelo de

pérdida por trayectoria puede ser construido modificando el modelo de pérdida por trayectoria en espacio libre con el exponente de pérdida por trayectoria n que varía con los distintos ambientes. Este modelo modificado se conoce como el modelo de pérdida por trayectoria log-distance, en el cual la pérdida por trayectoria para una distancia d está dada como:

$$PL_{LD}(d)[dB] = PL_F(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (4)$$

Donde d_0 es la distancia de referencia más cercana a la cual la pérdida por trayectoria hereda las características de las pérdidas en espacio libre en la ecuación 2. Como se muestra en la tabla I, el exponente de las pérdidas por trayectoria puede variar de 2 a 6, dependiendo del ambiente de propagación. Siendo $n = 2$ el valor correspondiente al espacio libre. Además, n tiende a incrementarse conforme haya más obstáculos. Mientras que, la distancia de referencia d_0 debe determinarse apropiadamente para los diferentes ambientes de propagación.

Tabla I. Exponentes de pérdidas por trayectoria

Ambiente	Exponente de pérdidas por trayectoria (n)
Espacio libre	2
Area urbana radio celular	2.7 - 3.5
Urbano sombreado radio celular	3 - 5
En edificios con linea de vista	1.6 - 1.8
Obstruido por edificios	4 - 6
Obstruido por casas	2 - 3

II.3 Desvanecimiento rápido o de pequeña escala

El desvanecimiento rápido es la variación del nivel de la señal recibida en un término corto conforme el usuario se mueve en una distancia corta. Se debe al efecto de las trayectorias múltiples de la señal, las cuales causan interferencia cuando arriban a diferentes tiempos a la antena receptora con distintas variaciones de fase. En otras palabras, la variación del nivel de la señal recibida depende de la relación de las fases relativas entre el número de señales reflejadas desde los dispersores locales. Además, cada una de las trayectorias múltiples de la señal puede padecer cambios que dependen de la velocidad de la estación móvil y los objetos a su alrededor. En general, el desvanecimiento de pequeña escala, es atribuido a la propagación multitrayectoria, a la velocidad del móvil, a la velocidad de los objetos que se encuentran a su alrededor, y al ancho de banda de transmisión de la señal.

Las características de un canal desvaneciente con multitrayectorias a menudo se especifican por medio de un perfil de potencias de retardo (PDP por sus siglas en inglés *power delay profile*). La tabla II presenta un ejemplo particular de un PDP específico para un modelo de canal por la ITU-R, en el cual 4 diferentes trayectos de la señal se caracterizan por su retardo relativo y su potencia promedio. Aquí, el retardo relativo es un retardo superior con respecto al tiempo de referencia, mientras que la potencia promedio para cada trayecto está normalizada con respecto a la primera trayectoria (Carsello *et al.*, 1997).

La media del retardo superior (*mean excess delay*) y el esparcimiento del retardo RMS (*RMS delay spread*) son parámetros de canal muy útiles, ya que éstos proveen una referencia de comparación entre los diferentes canales desvanecientes con multitrayectos, y además, muestran una guía general para el diseño de sistemas de transmisión

Tabla II. Perfil de retardos de potencia (Modelo ITU-R)

Trayectorias	Retardo relativo (ns)	Potencia promedio (dB)
1	0	0.0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

inalámbricos. Sea τ_k el retardo del canal del k -ésimo trayecto, mientras que a_k y $P(\tau_k)$ denotan su amplitud y su potencia, respectivamente. El retardo en exceso (*excess delay*) $\bar{\tau}$ está dado por el primer momento del PDP de la siguiente forma:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (5)$$

Mientras que, el esparcimiento de retardo RMS (*RMS delay spread*) σ_τ está dado por la raíz cuadrada del segundo momento central del PDP como se muestra a continuación:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \bar{\tau}^2} \quad (6)$$

Donde:

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (7)$$

En general, el ancho de banda coherente (*coherence bandwidth*), expresado como B_c , es inversamente proporcional al esparcimiento del retardo RMS (*RMS delay spread*), esto es:

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (8)$$

La relación en la ecuación 8 puede variar con la definición del ancho de banda coherente. Por ejemplo, en el caso donde el ancho de banda coherente se define como un ancho de banda con correlación de 0.9 o superior, el ancho de banda coherente y el esparcimiento del retardo RMS están relacionados de la siguiente forma:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (9)$$

Cuando el ancho de banda coherente se define como el ancho de banda con correlación de 0.5 o superior, estará dado por:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (10)$$

II.3.1 Desvanecimiento dispersivo en tiempo vs dispersivo en frecuencia

Conforme la terminal móvil se desplaza, el tipo específico de desvanecimiento para el receptor correspondiente depende tanto del esquema de transmisión como de las características del canal. El esquema de transmisión se especifica con los parámetros de la señal tales como: ancho de banda de la señal y periodo de símbolo. Mientras que los canales inalámbricos pueden caracterizarse por dos diferentes parámetros de canal: esparcimiento de retardo y esparcimiento doppler, cada uno de los cuales causa dispersión en tiempo y dispersión en frecuencia, respectivamente. Dependiendo de la extensión de la dispersión en tiempo o en frecuencia, se induce el desvanecimiento selectivo en frecuencia o el desvanecimiento selectivo en tiempo, respectivamente.

II.3.2 Dispersión en tiempo: Canales desvanecientes selectivos en frecuencia

Debido a la dispersión en tiempo, una señal transmitida puede sufrir desvanecimiento sobre su dominio en frecuencia ya sea de manera selectiva o de manera no selectiva, lo cual es conocido como desvanecimiento selectivo en frecuencia o desvanecimiento no selectivo en frecuencia, respectivamente. Para una respuesta de canal dada, la selectividad en frecuencia es generalmente gobernada por el ancho de banda de la señal. La figura 3 muestra intuitivamente cómo las características del canal son afectadas por el ancho de banda de la señal en el dominio de la frecuencia. Debido a la dispersión en tiempo de acuerdo a las multitraectorias, la respuesta del canal varía con la frecuencia. La señal transmitida es afectada por un desvanecimiento no selectivo en frecuencia cuando el ancho de banda de la señal es lo suficientemente estrecho de manera que éste pueda ser transmitido sobre la respuesta plana del canal.

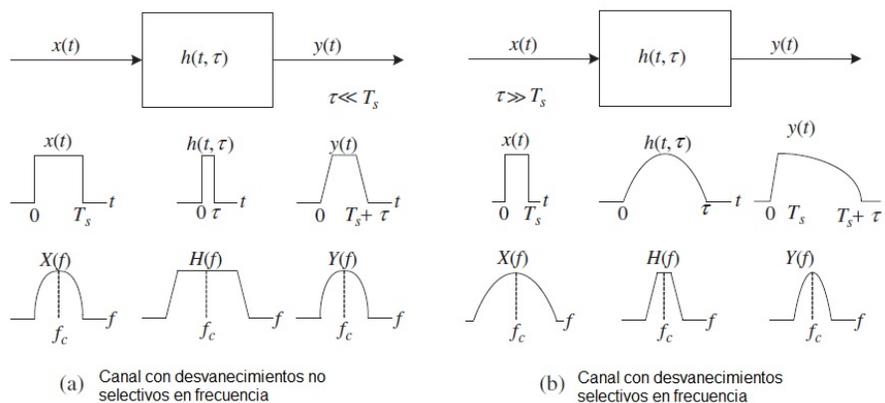


Figura 3. Canales con desvanecimiento debido a la dispersión en tiempo

Como se muestra en la figura 3(a), la señal recibida sufre un desvanecimiento no selectivo en frecuencia siempre que el ancho de banda del canal inalámbrico sea más amplio que el ancho de banda de la señal, mientras mantiene una amplitud constante

y una respuesta de fase lineal dentro de un filtro pasa banda.

Analizando lo anterior, un ancho de banda más estrecho implica que el periodo de símbolo T_s es mayor que el esparcimiento del retardo τ del canal multitrayectoria $h(t, \tau)$. Siempre y cuando el T_s sea mayor que τ , el símbolo actual no afectará al símbolo siguiente sobre el siguiente periodo de símbolo, implicando que la interferencia inter-simbólica (ISI) no será significativa, inclusive cuando la amplitud esté variando lentamente en tiempo en el canal, éste será desvaneciente no selectivo en frecuencia; esto a menudo es conocido como **canal de banda angosta**, puesto que el ancho de banda de la señal es mucho más estrecho que el ancho de banda del canal. Para resumir las observaciones anteriores, la señal transmitida es afectada por un canal desvaneciente no selectivo en frecuencia bajo las siguientes condiciones:

$$B_s \ll B_c \quad y \quad T_s \gg \sigma_\tau \quad (11)$$

Donde B_s y T_s son el ancho de banda de la señal y el periodo de símbolo de la señal transmitida, mientras B_c y σ_τ expresan el ancho de banda coherente y el esparcimiento del retardo RMS, respectivamente.

De manera opuesta la señal transmitida sufre de desvanecimiento selectivo en frecuencia cuando el canal inalámbrico tiene una amplitud constante y una respuesta de fase lineal solo dentro de un ancho de banda de canal más angosto que el ancho de banda de la señal. En este caso, la respuesta al impulso del canal tiene un esparcimiento de retardo mayor que el periodo del símbolo de la señal transmitida. Debido a la corta duración del símbolo comparada con el esparcimiento del retardo multitrayectoria, múltiples copias retardadas de la señal transmitida se traslapan significativamente con el símbolo siguiente, ocasionando (ISI).

El término de *canal selectivo en frecuencia* se usa simplemente porque la amplitud de la respuesta en frecuencia varía con la frecuencia, caso opuesto a un canal con desvanecimiento no selectivo en frecuencia. Como se ilustra en la figura 3(b), la ocurrencia de ISI es obvia en el dominio del tiempo puesto que el esparcimiento de retardo del canal τ es mucho mayor que el periodo del símbolo. Esto implica que el ancho de banda de la señal B_s es mayor que el ancho de banda coherente B_c y por lo tanto, la señal recibida tendrá una diferente amplitud en la respuesta en frecuencia (producto de un desvanecimiento selectivo en frecuencia). Puesto que el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda de la respuesta al impulso del canal, este es llamado como **canal de banda ancha**. Resumiendo lo observado, la señal transmitida es afectada por un desvanecimiento selectivo en frecuencia bajo las siguientes condiciones:

$$B_s > B_c \quad y \quad T_s < \sigma_\tau \quad (12)$$

Incluso si este depende del esquema de modulación, un canal es típicamente clasificado como selectivo en frecuencia cuando $\sigma_\tau > 0.1T_s$.

II.3.3 Dispersión en frecuencia: Canales desvanecientes selectivos en tiempo

Dependiendo de la extensión del esparcimiento doppler, la señal recibida sufre desvanecimientos rápidos o lentos. En un canal con desvanecimientos rápidos, el tiempo de coherencia es más pequeño que el periodo del símbolo y por lo tanto, tiene una respuesta al impulso de canal que varía rápidamente dentro del periodo del símbolo. La variación en el dominio del tiempo está fuertemente relacionada al movimiento del transmisor o el receptor, lo cual induce un esparcimiento en el dominio de la frecuencia, conocido como

desplazamiento doppler (*doppler shift*). Sea f_m el máximo desplazamiento doppler, el ancho de banda del espectro doppler, expresado como B_d , está dado por $B_d = 2f_m$. En general, el tiempo de coherencia, expresado como T_c , es inversamente proporcional al esparcimiento doppler:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (13)$$

Por lo tanto, la señal transmitida es afectada por desvanecimientos rápidos bajo las siguientes condiciones:

$$T_s > T_c \quad y \quad B_s < B_d \quad (14)$$

Por otro lado, en el caso en que la respuesta al impulso del canal varía lentamente comparado con la variación de la señal transmitida en banda base, se asume que el canal no cambia sobre la duración de uno o más símbolos y por consiguiente, es llamado canal estático. Esto implica que el esparcimiento doppler es mucho más pequeño que el ancho de banda de la señal transmitida en banda base; en conclusión, la señal transmitida es afectada por desvanecimiento lento bajo las siguientes condiciones:

$$T_s \ll T_c \quad y \quad B_s \gg B_d \quad (15)$$

En el caso donde el tiempo de coherencia es definido como un ancho de banda con correlación de 0.5 o superior (Sklar, 2001), la relación de la ecuación 13 debe ser cambiada a:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (16)$$

Note que la ecuación 13 se deriva bajo la consideración de que una señal con desvanecimiento Rayleigh (Sklar, 1997) varía muy lentamente, mientras que la ecuación 16 se deriva bajo la consideración de que la señal varía muy rápido. La definición más común del tiempo de coherencia utiliza la media geométrica de la ecuación 13 y la ecuación 16 (Sklar, 2001), lo cual lleva a lo siguiente:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (17)$$

Es importante notar que los desvanecimientos rápidos y lentos no tienen relación alguna con el desvanecimiento inducido por la dispersión en tiempo. En otras palabras, la selectividad en frecuencia de un canal inalámbrico no puede ser juzgada meramente por las características de desvanecimiento rápido o lento de un canal. Esto se debe simplemente a que el desvanecimiento rápido es atribuido solo a la tasa de variación del canal debido al movimiento de la terminal.

II.4 Modelos de canal

En las secciones anteriores se han considerado las características generales de desvanecimiento de gran escala de los canales inalámbricos, incluyendo la pérdida por trayectoria y el sombreado. Además se introdujeron las características esenciales del canal, como son el esparcimiento del retardo (delay spread) y el tiempo de coherencia (coherence time), las cuales son útiles para caracterizar las propiedades de desvanecimiento de un canal en general.

Con el fin de crear un modelo de canal preciso en el ambiente específico, se debe tener un conocimiento total de las características de los reflectores, incluyendo su localización y su movimiento, así como la potencia de la señal reflejada, en un tiempo específico.

Puesto que una caracterización de este tipo no es posible en la realidad, se hace uso de modelos de canal, los cuales representan una condición típica de canal promedio en un ambiente dado.

El modelo de canal puede variar dependiendo de la configuración de las antenas en el transmisor y el receptor (por ejemplo, si es un sistema de una sola antena o si es un sistema con múltiples antenas). Recientemente debido al desarrollo de sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), se requieren modelos de canal completamente distintos con el fin de capturar sus características espacio-tiempo (por ejemplo, la correlación que existe entre las diferentes trayectorias de las múltiples antenas transmisoras y receptoras).

II.4.1 Modelos de canal para interiores

Los modelos de canal para interiores corresponden a áreas de cobertura pequeñas adentro de edificios, como lo son oficinas y centros comerciales. Puesto que estos ambientes están completamente encerrados por muros, el espectro de potencia azimuth (power azimuth spectrum PAS) tiende a ser uniforme (debido a que las componentes dispersadas serán recibidas desde todas las direcciones con la misma potencia). Además, el canal tiende a ser estático debido a la movilidad extremadamente baja de las terminales adentro de la construcción.

Sin embargo incluso en los ambientes de canal interiores, el canal puede variar con respecto al tiempo y a la ubicación, lo cual requiere de un perfil de retardos de potencia (power delay profile PDP) para representar los retardos del canal y sus potencias promedio. En general, un canal estático se refiere a un ambiente en el cual la condición del canal no cambia durante la transmisión de datos en un tiempo y una localización

dada. En los sistemas de comunicaciones inalámbricos digitales, sin embargo, el grado de variación en tiempo de la amplitud de la señal es relativa a la duración del símbolo. En otras palabras, la condición del canal puede ser considerada estática cuando el grado de variación en tiempo es relativamente pequeño con respecto a la duración del símbolo. Esta situación particular es conocida como condición de canal cuasi-estático. De hecho, los canales interiores son usualmente modelados bajo la consideración de que éstos son ya sea estáticos o cuasi-estáticos.

En esta tesis se consideran los dos modelos de canal para interiores más populares: el modelo de 2 rayos y el modelo exponencial. En el modelo de 2 rayos, uno de los rayos corresponde a la trayectoria directa con retardo cero, ($\tau_0 = 0$), y el otro corresponde a la trayectoria reflejada con un retardo $\tau_1 > 0$, se contempla que cada uno de los rayos tenga la misma potencia (figura 4). En este modelo, el retardo máximo (*maximum excess delay*) es $\tau_m = \tau_1$ y la media del retardo (mean excess delay) $\bar{\tau}$ esta dada como $\bar{\tau} = \tau_1/2$.

En otras palabras, el retardo de la segunda trayectoria es el único parámetro que determina las características de este modelo en particular. Debido a su simplicidad, el modelo de 2 rayos es útil en la práctica. Sin embargo, éste puede no ser el más adecuado, simplemente porque la magnitud de la segunda trayectoria es usualmente mucho menor que la de la primera en la práctica. Este modelo puede ser aceptable solo cuando existen pérdidas significativas en la primera trayectoria.

En el modelo exponencial, la potencia promedio del canal decrece exponencialmente con el retardo del canal de la siguiente forma:

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\tau/\tau_d} \quad (18)$$

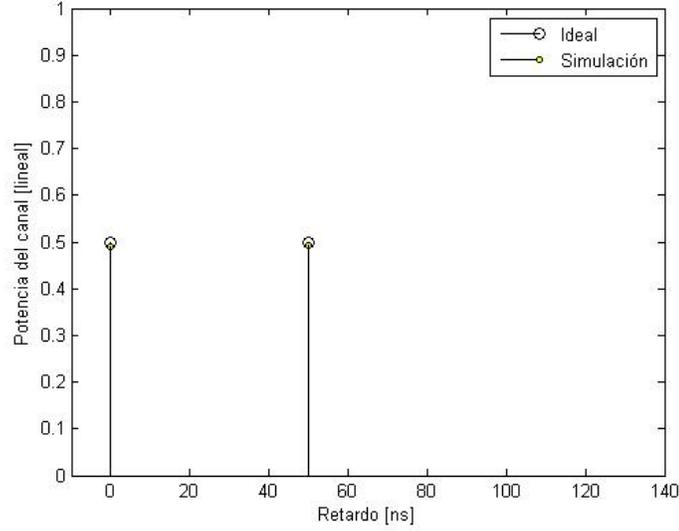


Figura 4. Modelo de canal de 2 rayos

Donde τ_d es el único parámetro que determina el perfil de potencias de retardo (PDP). La figura 5 ilustra el PDP típico de un modelo de canal exponencial. Este modelo es más apropiado para un ambiente de canal interior. La media del retardo y el esparcimiento de retardo RMS resultan ser iguales, esto es, $\bar{\tau} = \tau_d$ y $\bar{\sigma}_\tau = \tau_d$. Mientras que el retardo máximo está dado por:

$$\tau_m = -\tau_d \ln A \quad (19)$$

Donde A es una relación de la potencia de la primera trayectoria en relación con una trayectoria no despreciable, esto es, $A = P(\tau_m)/P(0) = e^{(-\tau_m/\tau_d)}$. Nótese que la ecuación 18 puede ser representada por el siguiente modelo en tiempo discreto con un periodo de muestreo de T_S :

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_\tau} e^{-pT_s/\sigma_\tau}, \quad p = 0, 1, \dots, p_{max} \quad (20)$$

Donde p es el índice en tiempo discreto con p_{max} como el índice de la última trayec-

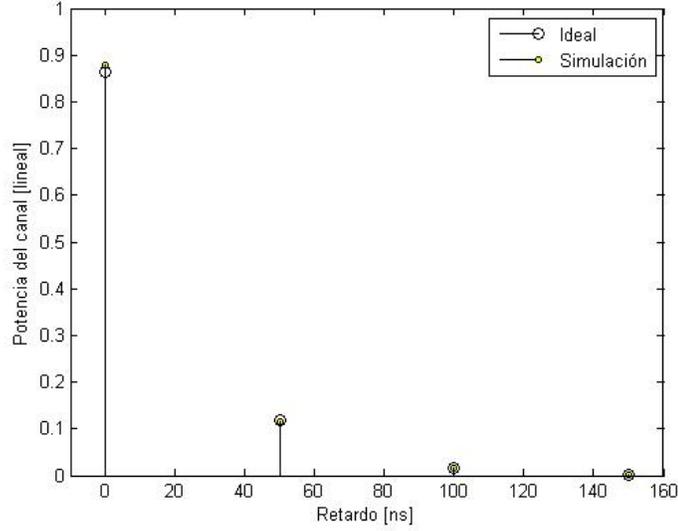


Figura 5. Modelo de canal exponencial

toria, esto es, $p_{max} = \lceil \tau_m / T_s \rceil$. La potencia total para el PDP de la ecuación 20 está dado por:

$$P_{total} = \sum_{p=0}^{p_{max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_\tau} \frac{1 - e^{-(p_{max}+1)T_s/\sigma_\tau}}{1 - e^{-T_s/\sigma_\tau}} \quad (21)$$

Con el fin de normalizar la potencia total de la ecuación 21 a uno, la ecuación 20 ha sido modificada de la siguiente forma:

$$P(p) = P(0)e^{-pT_s/\sigma_\tau}, \quad p = 0, 1, \dots, p_{max} \quad (22)$$

Donde $P(0)$ es la potencia del primer trayecto, $P(0) = 1/(P_{total}\sigma_\tau)$ de la ecuación 21 y la ecuación 22. La figura 4 ha sido obtenida haciendo 10,000 realizaciones de canal con distribución Rayleigh para obtener el modelo de 2 rayos, en el caso del modelo exponencial se llevaron a cabo 10,000 realizaciones de canal con distribución Rayleigh contemplando un esparcimiento de retardo RMS de 25ns y un periodo de muestreo de 50ns para obtener la figura 5.

Modelo de canal IEEE 802.11

El grupo de trabajo IEEE.802.11 ha adoptado el modelo exponencial para representar un modelo de interiores en la banda de 2.4GHz (Chayat, 1996). Su perfil de retardos de potencia se muestra en la figura 6. Una respuesta al impulso del canal puede ser representada por medio de la salida de un filtro con respuesta finita al impulso. Aquí cada trayectoria del canal es modelada por una variable aleatoria gaussiana compleja independiente con su potencia promedio que va de acuerdo a una PDP exponencial, mientras que se toman los índices de tiempo para cada trayectoria del canal por múltiplos enteros de los periodos de muestreo. En otras palabras, el número máximo de trayectorias es determinado por el esparcimiento del retardo RMS (*RMS delay spread*) y el periodo de muestreo, de la siguiente manera:

$$P_{max} = \lceil 10\sigma_\tau/T_s \rceil \quad (23)$$

Asumiendo que la potencia de la p -ésima trayectoria del canal tenga una media 0 y varianza de $\sigma_p^2/2$, su respuesta al impulso está dada por:

$$h_p = Z_1 + jZ_2, \quad p = 0, \dots, p_{max} \quad (24)$$

Donde Z_1 y Z_2 son variables aleatorias gaussianas independientes e idénticamente distribuidas, cada una con $N(0, \sigma_p^2/2)$.

De manera opuesta al modelo exponencial en el cual el retardo máximo es obtenido por la trayectoria de menor nivel de potencia perceptible, el máximo retardo en el modelo de canal IEEE 802.11 está ajustado a ser 10 veces el esparcimiento de retado RMS. En este caso, la potencia de cada trayectoria del canal está dado por:

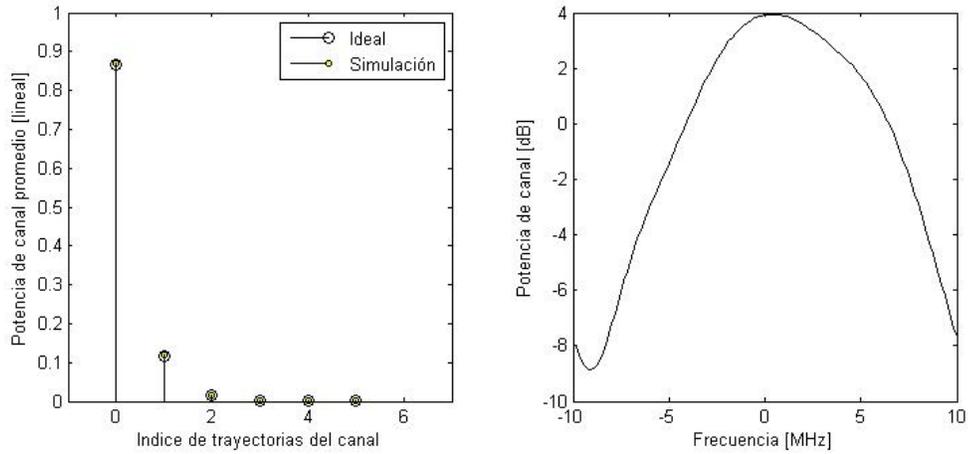


Figura 6. Modelo de canal IEEE 802.11

$$\sigma_p^2 = \sigma_0^2 e^{-pT_s/\sigma_\tau} \quad (25)$$

Donde σ_0^2 es la potencia de la primer trayectoria, la cual es determinada de manera que la potencia promedio recibida sea igual a uno, de la siguiente manera:

$$\sigma_0^2 = \frac{1 - e^{-T_s/\sigma_\tau}}{1 - e^{-(p_{max}+1)T_s/\sigma_\tau}} \quad (26)$$

En la figura 6 se muestra la potencia promedio del canal y la respuesta en frecuencia del canal para el modelo IEEE 802.11. Esta ha sido obtenida haciendo 10,000 realizaciones de canal con un $\sigma_\tau = 25ns$ y $T_s = 50ns$. Puesto que el esparcimiento del retardo RMS es relativamente pequeño en este ejemplo, la variación de potencia en el dominio de la frecuencia está dentro del rango de los 15 dB, lo cual implica que la selectividad en frecuencia no es significativa.

Capítulo III

MIMO OFDM

III.1 Introducción

La Multicanalización por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) ha atraído mucho la atención en los últimos años y ha sido aplicada ampliamente. Surge como una alternativa potente para los esquemas de modulación convencional debido a su capacidad de transmisión de alta tasa de datos con una alta eficiencia de ancho de banda, implementación simple y robustez ante canales con desvanecimientos selectivos en frecuencia.

Por otra parte, el empleo de múltiples antenas tanto en el receptor como en el transmisor (MIMO) en sistemas de comunicaciones inalámbricos, explota los canales ricos en dispersores para crear una multiplicidad de enlaces paralelos sobre la misma banda de radio, convirtiendo las multitrayectorias en un beneficio al sistema, siendo que estas suelen ser una de los principales problemas a combatir en el canal inalámbrico.

La combinación de estas 2 tecnologías provee beneficios muy grandes ya que además de juntar las ventajas individuales de cada una, al usar OFDM en sistemas MIMO, la equalización se simplifica de una manera considerable, lo cual en sistemas MIMO con otro tipo de modulación es relativamente complejo.

Por su parte OFDM ya ha sido adoptado por una gran cantidad de estándares en diferentes partes del mundo, entre los cuales figuran WiMAX IEEE 802.16, WiFi IEEE 802.11a/g, los estándares europeos ETSI 300 744 (ETSI, 2004) (Digital Video Broad-

casting Terrestrial, DVB-T), ETSI 300 401 (ETSI, 1995) (Digital Audio Broadcasting, DAB) y ETSI 201 980 (ETSI, 2005) (Digital Radio Modiale, DRM), así como servicios inalámbricos multimedia tales como Japanese Multimedia Mobile Access Communications, esto en el ámbito inalámbrico, sin embargo OFDM también forma parte de las tecnologías alámbricas como es xDSL, las cuales actualmente son ampliamente utilizadas como una tecnología que opera en la última milla proporcionando servicios de Internet a los usuarios finales.

En el caso de MIMO OFDM, el primer estándar que ha adoptado a esta tecnología es el estándar IEEE 802.11n el cual fue aprobado recientemente en el año 2010, se espera que conforme se siga investigando esta tecnología el número de estándares que la adopten sea mayor, de hecho la tecnología MIMO OFDM es considerada un fuerte contendiente a ser la tecnología de la 4G de celulares.

En este capítulo se proporciona una base teórica sobre la técnica de transmisión OFDM y los sistemas MIMO, cubriendo los aspectos básicos para un mejor entendimiento de los capítulos subsecuentes. Primeramente se presenta una breve descripción de sus orígenes, en donde se muestra la necesidad de un esquema de portadoras múltiples. Posteriormente se ofrece una introducción a OFDM explicando sus principios teóricos, así como un apartado para introducir una de las características de OFDM para combatir la interferencia inter-simbólica: el prefijo cíclico; y por último se revisa un diagrama a bloque de un sistema OFDM clásico.

En la segunda parte de este capítulo se proporciona la información pertinente a los sistemas MIMO, en donde también se abordarán temas como sus orígenes, las ventajas de usar múltiples antenas, principios teóricos y diagramas a bloques de este tipo de sistemas.

III.2 OFDM

III.2.1 Antecedentes

Recientemente las modulaciones multi-portadora están llamando cada vez más la atención y están empezando a ser usadas en muchas aplicaciones, esto debido a sus grandes ventajas. Una ventaja obvia sobre los sistemas de portadora única, es que transmitiendo N símbolos de datos en N portadoras simultáneamente reduce la tasa de símbolo en $(\frac{1}{N})$ veces la tasa de símbolo original (esto comparado con la transmisión de datos serial en una sola portadora), o lo que es igual se incrementa la duración del símbolo N veces. Así, el efecto de la interferencia inter-simbólica debido a la dispersión temporal del canal será reducido y la ecualización en el receptor será una tarea más sencilla.

En los sistemas de modulaciones multi-portadora, las múltiples portadoras usadas son llamadas sub-portadoras y la banda de frecuencia ocupada por la señal portadora es llamada sub-banda. Con el fin de separar las señales de las diferentes sub-bandas en el receptor, la primera forma de hacerlo fue por medio de la multicanalización por división de frecuencias (FDM), que consiste en separar el centro de cada sub-portadora lo suficientemente lejos de las sub-bandas adyacentes de manera que no exista un solapamiento de sus espectros. En este método se requiere un filtro pasa banda para cada una de las sub-bandas, además la respuesta en frecuencia de estos filtros debe de ser muy fina para que no exista interferencia co-canal.

El segundo método consiste en permitir el traslape entre las sub-bandas adyacentes y con el fin de lograr separar las señales en el receptor el espaciamiento entre sub-portadoras adyacentes debe de ser de $\frac{1}{T}$, donde T es el periodo del símbolo, de manera que todas las sub-portadoras sean ortogonales unas con otras y puedan ser separadas

en el receptor.

Aunque existe traslape entre las sub-portadoras, este método no requiere de ningún filtro para separar las sub-portadoras y evitar interferencia co-canal. Este segundo método es llamado multicanalización por división de frecuencias ortogonales (OFDM).

Comparado con FDM, OFDM utiliza menos ancho de banda y no requiere de filtros pasa banda para cada sub-portadora. Otras ventajas que ofrece OFDM con respecto a sistemas de portadora única son las siguientes:

- La tasa de señalización máxima (Tasa de Nyquist) para un canal dado puede ser explotada sin el uso de filtros de corte finos.
- OFDM aumenta el periodo del símbolo de manera que la señal es más robusta contra la interferencia inter-simbólica causada por la dispersión temporal del canal y la interferencia multitrayectorias.
- OFDM divide toda la banda de frecuencias en bandas estrechas, las cuales son menos susceptibles al ruido impulsivo de banda ancha y a los canales con desvanecimientos rápidos.
- El efecto de un desvanecimiento lento selectivo en frecuencia es una ganancia compleja separada en cada sub-portadora y esta puede ser removida simplemente multiplicando la señal por el complejo conjugado de la ganancia compleja (La ecualización puede ser realizada fácilmente por un ecualizador de una multitrayectoria).
- Diferentes formatos de modulación y tasas de datos pueden ser usados en diferentes sub-portadoras dependiendo del nivel de ruido de las sub-bandas individuales (el periodo del símbolo no se ve alterado). En una transmisión en serie, ciertos

tipos de ruido (como la interferencia de tonos variante en tiempo) podría causar que todo el sistema falle. Las transmisiones en paralelo OFDM pueden evadir este problema reduciendo las tasas de datos adaptativamente en las sub-portadoras que lo requieran.

- OFDM puede ser implementado digitalmente usando el par de transformadas discretas de Fourier, lo cual reduce drásticamente la complejidad del sistema.

OFDM fue propuesto en 1960, y se desarrolló entre los años 1970's y 1980's (Chang y Gibby, 1968; Weinstein y Ebert, 1971; Hirosaki, 1981; Hirosaki *et al.*, 1986). A pesar de las ventajas ya mencionadas, la implementación de OFDM era una tarea compleja y no viable en el pasado. Sin embargo, recientemente ha ganado mucha popularidad debido a los avances en velocidad y potencia de procesamiento de los dispositivos de procesamiento digital de señales.

III.2.2 Principios teóricos

En OFDM, el pulso usado en la sub-portadora para transmisión es escogido de manera que este sea rectangular. Esto tiene la ventaja de formar el pulso y llevar a cabo la modulación por medio de la transformada inversa de Fourier discreta, lo que resulta en una considerable reducción de complejidad en equipo (filtros, moduladores, etc.) como se explica en (Cimini Jr, 1985; Weinstein y Ebert, 1971). Además, cuando el número de sub-portadoras es una potencia de 2, la transformada inversa de Fourier discreta puede ser implementada de una manera muy eficiente por medio de la transformada rápida de Fourier inversa; por esta razón los sistemas de comunicaciones que utilizan OFDM trabajan con un número de sub-portadoras potencia de 2. Una representación esquemática de un sistema OFDM en banda base se muestra en la figura 7.

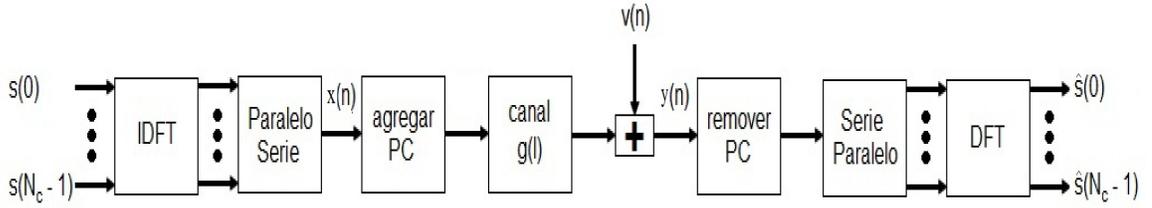


Figura 7. Representación esquemática de un sistema OFDM en banda base

Sea $s(i)$ una secuencia en tiempo discreto de símbolos QAM. Consideremos un sistema OFDM que utiliza N_c sub-portadoras. En comunicaciones en general, estas N_c sub-portadoras están distribuidas de manera equitativa alrededor de la sub-portadora 0. Cuando solo N_u de las N_c sub-portadoras son utilizadas, comúnmente el símbolo OFDM es rellenado con ceros, de manera tal que estos ceros resultan en un espacio de guarda extra entre las bandas OFDM adyacentes y con el fin de evitar la influencia del offset de corriente directa la sub-portadora cero es con frecuencia fijada cero. Nótese, que llevando a cabo un muestreo en el dominio del tiempo resultará en una periodicidad en el dominio de la frecuencia. Por lo que las frecuencias negativas, pueden ser vistas como sub-portadoras positivas incrementando su índice en N_c . En este caso, el símbolo OFDM de $N_c \times 1$, s , tiene la siguiente forma (cuando omitimos el índice correspondiente al número de símbolo OFDM).

$$s = (0 \quad s(0) \quad \dots \quad s(\lceil \frac{1}{2} N_u \rceil - 1) \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad s(\lceil \frac{1}{2} N_u \rceil) \quad \dots \quad s(N_u - 1))^T \quad (27)$$

Donde $\lceil a \rceil$ denota el valor entero más cercano que sea igual o mayor que a . Cuando N_u de las N_c sub-portadoras son usadas, la salida de la IDFT está dada por:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N_u}} \sum_{i=0}^{N_u-1} s(i) e^{j2\pi \frac{in}{N_c}} \quad i = 0, \dots, N_u - 1 \quad y \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (28)$$

Donde $s(i)$ denota el i -ésimo elemento de s . El factor $\frac{1}{\sqrt{N_u}}$ es escogido de manera tal que la potencia promedio de $x(n)$ sea igual que el de los símbolos $s(i)$. Para demostrar el principio de ortogonalidad de OFDM, se necesita examinar el espectro en frecuencia de la señal $x(n)$ que se encuentra en el dominio del tiempo. Basados en el hecho de que el muestreo en el dominio del tiempo resulta en periodicidad en el dominio de la frecuencia, es conveniente escribir el equivalente en tiempo continuo de $x(n)$ en un intervalo de señalización de $0 \leq t < N_c T_s$ de la siguiente manera:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N_u}} \sum_{i=-\frac{1}{2}N_c}^{\frac{1}{2}N_c-1} s(i) e^{j2\pi f_i t} \text{rect}\left(\frac{t}{N_c T_s} - \frac{1}{2}\right) \quad (29)$$

$$\text{rect}\left(x - \frac{1}{2}\right) = \begin{cases} 1, & \text{para } 0 \leq x < 1, \\ 0, & \text{para } x < 0 \text{ y } x \geq 1, \end{cases}$$

$f_i = i\Delta f$ Denota la i -ésima sub-portadora.

$\Delta f = \frac{1}{N_c T_s} = \frac{f_s}{N_c}$ Es el espaciamiento entre sub-portadoras.

T_s Es el tiempo de muestreo.

$f_s = \frac{1}{T_s}$ Es la frecuencia de muestreo.

El espectro en frecuencia de $x(t)$ se obtiene realizando la función de la transformada de Fourier en $x(t)$ (ecuación 29).

En la ecuación 30, C_z es una constante relacionada de alguna manera con la potencia de la señal. Claramente el hecho de truncar la señal en tiempo continuo a un intervalo de $[0, N_c T_s]$ en el dominio del tiempo, impone una función $\text{sinc}(x)$ en cada sub-canal en el dominio de la frecuencia con cruces por cero en múltiplos de $\frac{1}{N_c T_s}$, lo que conduce al principio de ortogonalidad de OFDM.

$$\begin{aligned}
F\{x(t)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \\
F\{x(t)\} &= \int_0^{N_c T_s} \frac{1}{\sqrt{N_u}} \sum_{i=-\frac{1}{2}N_c}^{\frac{1}{2}N_c-1} s(i)e^{-j2\pi(f-f_i)t} dt \\
F\{x(t)\} &= C_z \sum_{i=-\frac{1}{2}N_c}^{\frac{1}{2}N_c-1} s(i)e^{-j2\pi(f-f_i)N_c T_s} \text{sinc}(\pi(f-f_i)N_c T_s)
\end{aligned} \tag{30}$$

Como ejemplo, supóngase que el número de sub-portadoras sea 16 ($N_c = 16$), de las cuales solo 10 sub-portadoras son usadas ($N_u = 10$) y que para un símbolo OFDM dado todas las sub-portadoras usadas son moduladas por el mismo símbolo QAM, de manera que la respuesta en frecuencia absoluta al cuadrado normalizada de las sub-portadoras individuales de este símbolo están dadas por las líneas punteadas de la figura 8. La respuesta en frecuencia absoluta al cuadrado total es mostrada por la línea sólida de la misma figura 8.

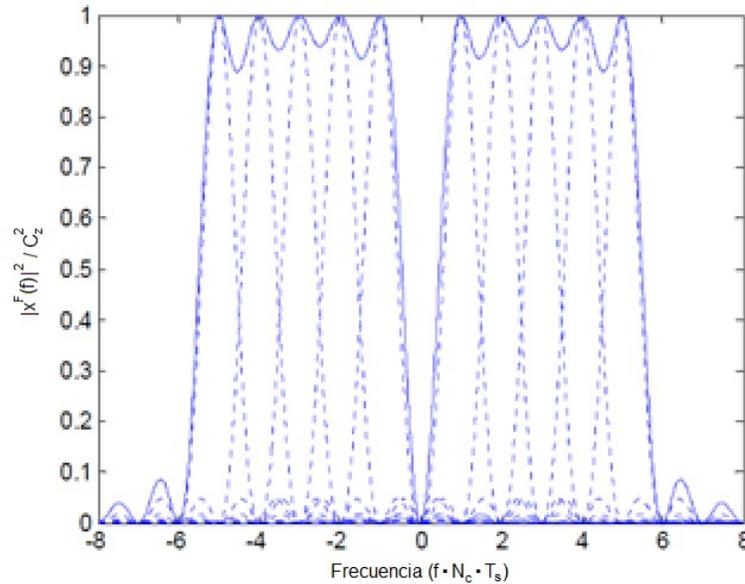


Figura 8. Respuesta en frecuencia de un símbolo OFDM con $N_c = 16$ y $N_u = 10$

En el receptor, las señales transmitidas son recuperadas haciendo uso de la transformada discreta de Fourier. Basados en la figura 8 podemos observar que el principio de ortogonalidad de OFDM tiene ciertas desventajas. Entre las cuales sobresalen las siguientes:

OFDM es vulnerable al offset en la frecuencia portadora (figura 9), así como al ruido de fase. Cuando los osciladores en el transmisor y receptor no están alineados, un offset en frecuencia ocurre y como resultado, el espectro de frecuencia no es muestreado en los picos de las funciones *sinc*, pero si a los costados de estos picos. En estos puntos, el valor de las demás sub-portadoras es diferente de cero por lo que se presenta el fenómeno conocido como interferencia inter-portadora (ICI).

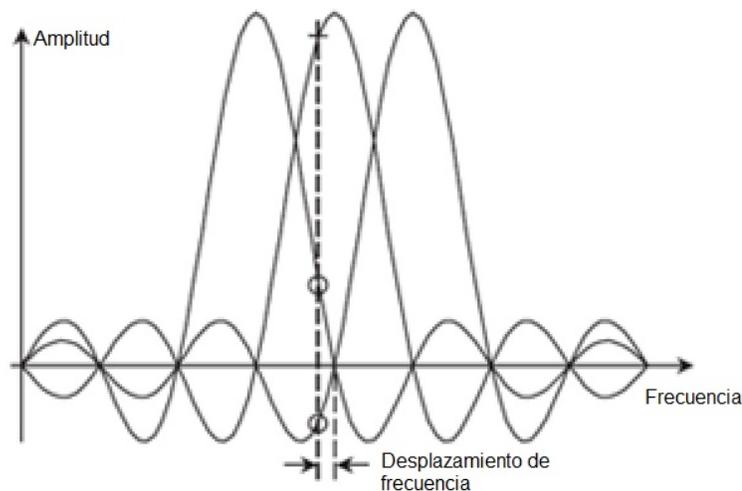


Figura 9. Efecto en el muestreo de la señal debido al Offset en frecuencia de la frecuencia portadora

Además de lo anterior, la señal OFDM es vulnerable a las no linealidades, como son los amplificadores no lineales, el desbalance IQ, el offset de corriente directa, etcétera. Además de esto, debido a la distorsión multi-trayectoria, recuperar la señal transmitida contrae problemas adicionales los cuales se mitigan de cierta forma empleando un prefijo cíclico, el cual será parte de la señal OFDM transmitida.

III.2.3 Prefijo cíclico

Como se había mencionado antes, una de las ventajas de utilizar OFDM en lugar de un sistema de portadora única, es que la señal OFDM tiene una duración de símbolo mucho mayor de manera que la longitud relativa de la interferencia inter-simbólica (causada por la respuesta al impulso de un canal de longitud finita $h(t)$) sea mucho menor, y como consecuencia el efecto de la ISI sea mucho más pequeño. Para remover por completo el efecto ISI, una guarda de tiempo T_G puede ser insertada entre los símbolos de la señal OFDM. Con el fin de evitar por completo el fenómeno de ISI, T_G debe ser escogido de manera que este sea igual o mayor que el valor esperado de la longitud de la respuesta al impulso del canal o del espaciamiento del retardo. Si el retardo de las componentes multitrayectoria es menor que T_G la ISI no tendrá lugar. Sin embargo, la interferencia inter-portadora aún estará presente. Para evadir la ICI, una extensión cíclica es agregada a la señal en el intervalo de guarda. Esta extensión cíclica es conocida como prefijo cíclico, el cual en general, es escogido a ser igual que la última parte del símbolo OFDM (como se muestra en la figura 10) y por lo cual también es llamado como extensión cíclica.

En un canal con desvanecimiento multitrayectoria, el efecto que sufre la señal transmitida debido a la distorsión se visualiza en que la señal recibida entrante será una suma de réplicas escaladas y retrasadas de las sub-portadoras transmitidas, como se muestra en la figura 10.

De manera que gracias al prefijo cíclico, el desvanecimiento multitrayectoria de banda ancha es experimentado en OFDM como un conjunto de desvanecimientos de banda estrecha para cada sub-portadora sin ICI y sin ISI. El único efecto debido a las multitrayectorias que sigue prevaleciendo es la fase y magnitud aleatoria por sub-

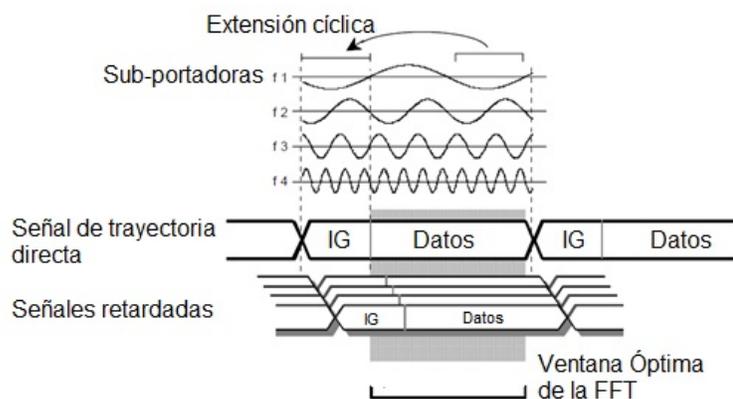


Figura 10. Símbolo OFDM con prefijo cíclico

portadora. Este efecto puede ser minimizado corrigiendo las señales recibidas en cada sub-portadora con amplitudes y fases obtenidas por medio de una **estimación de canal**, la cual puede ser llevada a cabo durante la fase de entrenamiento. Las sub-portadoras que experimenten desvanecimientos profundos son todavía un problema pero con el fin de lidiar con estas se aplican los sistemas de corrección de error.

III.2.4 Diagrama a bloques de un sistema OFDM

Tal y como se muestra en la figura 11, los bits generados a partir de la fuente de datos son codificados a través de un sistema de control de errores (FEC Forward Error Correction) y la información resultante es entrelazada con el fin de mitigar los errores por ráfaga, una vez hecho esto los bits resultantes son mapeados utilizando un esquema de modulación (QPSK, 16 QAM, etc.) adecuado para las condiciones de la sub-portadora en cuestión. Posteriormente se insertan los símbolos pilotos, así como el relleno de ceros en las posiciones de las sub-portadoras donde sea necesario (dependiendo del estándar en cuestión es la ubicación de los símbolos pilotos así como del relleno de ceros) y realiza una conversión serie-paralelo de los símbolos modulados, los símbolos pilotos y los ceros.

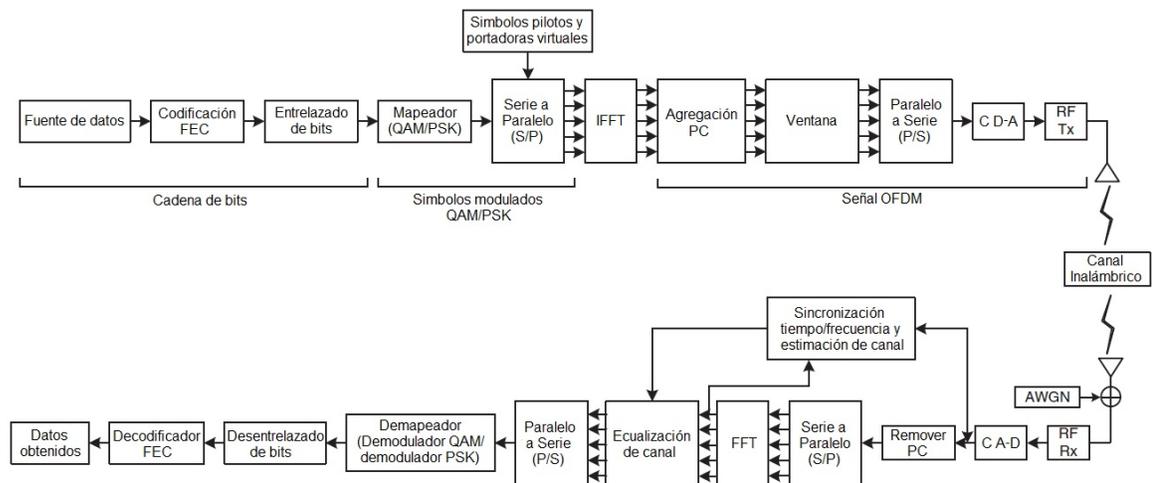


Figura 11. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones OFDM

En seguida, se lleva a cabo una transformada rápida de Fourier inversa de tantos puntos como sub-portadoras totales se utilicen, se agrega el prefijo cíclico, una vez aquí se procede a realizar una conversión paralelo-serie para finalmente por medio de un convertidor digital-análogo la señal pueda ser transmitida por la antena correspondiente.

En el lado del receptor se llevan a cabo las operaciones inversas realizadas en el transmisor con la diferencia de que en este lado se agregan 2 bloques más al sistema; el bloque de estimación y sincronización y el bloque de ecualización de canal los cuales son necesarios para tener una comunicación exitosa.

III.3 MIMO

III.3.1 Antecedentes

Comparado con un sistema convencional de una sola antena, la capacidad del canal de un sistema con múltiples antenas N_T transmisoras y N_R receptoras puede ser incrementada por un factor de $N_T N_R$, sin hacer uso de potencia de transmisión adicional

o un mayor ancho de banda espectral. Debido a la siempre creciente demanda de velocidades de transmisión de datos más altas en los sistemas de telecomunicaciones recientes y futuros, los sistemas de múltiples antenas han sido activamente investigados (Paulraj *et al.*, 2003; Foschini, 1996) y exitosamente desarrollados para las redes de acceso inalámbrico de banda ancha (Wang *et al.*, 2005).

Incluso cuando se cuenta con un canal inalámbrico con una gran capacidad de canal, se necesita encontrar una técnica adecuada para lograr una transmisión de alta velocidad y de alta fiabilidad. Las técnicas de múltiples antenas pueden ser ampliamente clasificadas en 2 categorías: técnicas de diversidad y técnicas de multi-canalización espacial (Golden *et al.*, 1999).

Las técnicas de diversidad buscan recibir las mismas señales de información en las múltiples antenas receptoras o transmitir las desde múltiples antenas transmisoras logrando así mejorar la fiabilidad de la transmisión (Alamouti, 1998; Tarokh *et al.*, 1999). La idea básica es convertir un canal con desvanecimientos Rayleigh en un medio más estable.

En las técnicas de multicanalización espacial, se transmiten múltiples cadenas de datos independientes simultáneamente por medio de varias antenas transmisoras, logrando así incrementar la velocidad de transmisión.

La idea de MIMO como se le conoce popularmente a este tipo de sistemas que utilizan múltiples antenas está basada principalmente en el trabajo teórico desarrollado por Foschini (Foschini, 1996). Su principal característica es la de convertir a las multi-trayectorias consideradas como el enemigo principal de las comunicaciones inalámbricas en un poderoso aliado.

Los sistemas MIMO ofrecen importantes ventajas de diversidad sobre los sistemas de comunicaciones tradicionales explotando la diversidad espacial, pero estos incre-

mentan la complejidad del hardware, el procesamiento de la señal y el tamaño de los componentes, entre otras cosas.

Cabe mencionar que utilizar MIMO junto con OFDM reduce drásticamente la tarea de ecualización en los sistemas MIMO, lo cual es una de las muchas razones por las cuales estas dos tecnologías están empezando a ser usadas en conjunto.

III.3.2 Principios teóricos

Como se mencionó en la sección anterior existen dos grandes clasificaciones cuando se habla de técnicas que implican múltiples antenas: técnicas de multicanalización espacial o técnicas de diversidad espacial, en este trabajo se hace solo referencia a las técnicas de diversidad espacial ya que estas son las que fueron utilizadas en el trabajo de tesis.

La característica esencial de la transmisión inalámbrica es la aleatoriedad del canal de comunicaciones, el cual resulta en fluctuaciones en la señal recibida comúnmente llamadas desvanecimientos. La aleatoriedad del canal inalámbrico puede ser explotada por medio de diversidad mejorando así el rendimiento del canal. En comunicaciones, la diversidad se define como el método de transmitir información a través de múltiples instancias independientes de estos desvanecimientos aleatorios. Existen varias formas de diversidad; MIMO se enfoca en la diversidad espacial a través de múltiples antenas transmisoras/receptoras independientes.

La diversidad en la transmisión de datos está basada en la idea de que la probabilidad de que múltiples canales con desvanecimientos independientes estadísticamente, experimenten desvanecimientos profundos simultáneamente es muy baja. Existen varias maneras de brindar diversidad, como lo son las siguientes:

- Diversidad en espacio

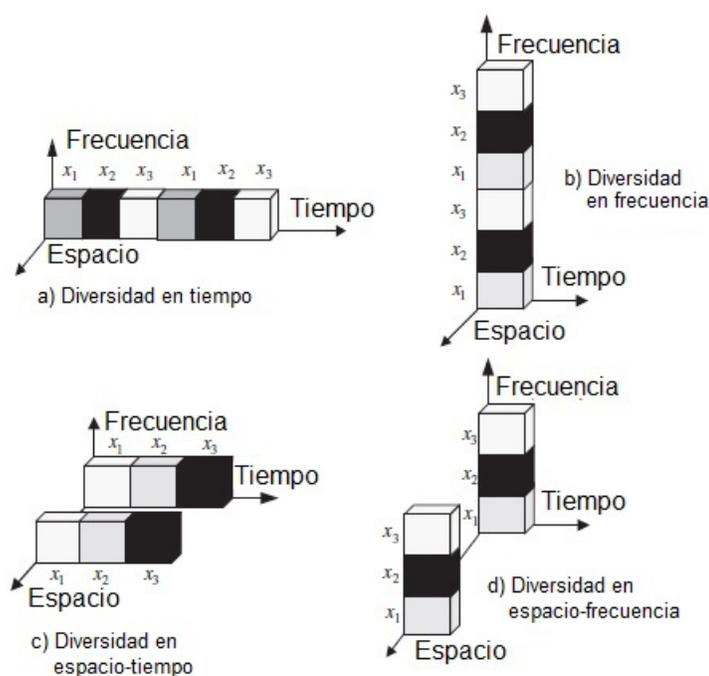


Figura 12. a) Diversidad en tiempo, b) Diversidad en frecuencia, c) Diversidad en espacio-tiempo, d) Diversidad en espacio-frecuencia

- Diversidad en tiempo
- Diversidad en frecuencia

La figura 12 muestra estos 3 tipos de diversidad. En la diversidad en tiempo, los datos son transmitidos sobre múltiples ranuras de tiempo. Para lograr la diversidad en frecuencia, los mismos datos son transmitidos en múltiples bandas espectrales. Como se muestra en la figura 12 (a) y (b), las técnicas de diversidad en frecuencia y tiempo requieren recursos adicionales en frecuencia y tiempo, respectivamente.

Por su parte las técnicas de diversidad en espacio no requieren recursos de tiempo o frecuencia adicionales, la figura 12 (c) muestra el concepto de diversidad en espacio-tiempo, mientras que la figura 12 (d), el concepto de diversidad espacio-frecuencia, ambos emplean múltiples antenas.

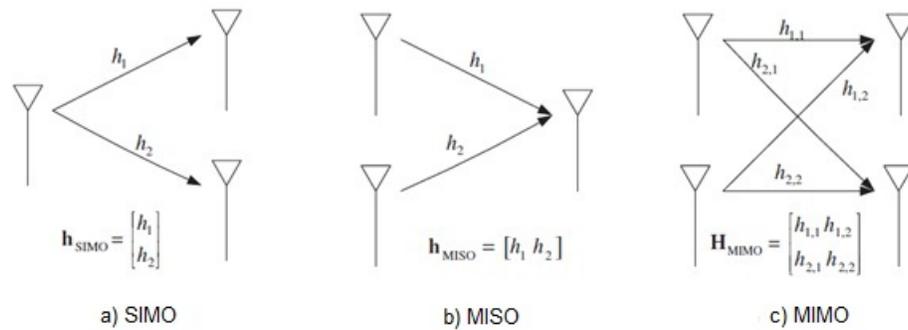


Figura 13. Configuraciones de antenas

Aunque en la figura 12 (c) y (d) solo se muestra el concepto de diversidad espacial haciendo uso de 2 antenas transmisoras, este puede ser extendido a varias configuraciones de antenas. Algunos ejemplos de estas distintas configuraciones son Single Input Multiple Output (SIMO), Multiple Input Single Output (MISO), y Multiple Input Multiple Output (MIMO), los cuales son mostrados en la figura 13.

Entre las diferentes configuraciones de diversidad de antenas, las técnicas de diversidad en el transmisor han sido ampliamente adoptadas en la práctica, puesto que estas benefician al receptor reduciendo su complejidad en cuanto a procesamiento, ya que solo se requieren múltiples antenas en el extremo transmisor.

III.3.3 Diversidad espacial y códigos espacio-tiempo

La primer forma de transmitir usando diversidad espacial es el esquema de diversidad por retardo (Uddenfeldt y Raith, 1992; Wittneben, 1993), donde una señal es transmitida desde una antena, y después la señal es retardada una ranura de tiempo, y transmitida por otra antena. Procesadores de señales son usados en el receptor para decodificar las señales originales y las retardadas. Observando diversidad de múltiples antenas como cadenas de información independientes, esquemas de transmisión más

sofisticados pueden ser diseñados con el fin de acercarse a los límites de rendimiento teórico.

Usando este enfoque, se enfatiza en los esquemas de codificación espacio-tiempo (Tarokh *et al.*, 1999; Alamouti, 1998), los cuales introducen correlaciones espaciales y temporales en las señales transmitidas desde diferentes antenas sin incrementar la potencia total transmitida o el ancho de banda de transmisión. Existen, de hecho una ganancia en diversidad que resulta de los múltiples caminos entre el transmisor y el receptor, y una ganancia de codificación que es resultado de como los símbolos están correlacionados a través de las antenas transmisoras. Las antenas en el receptor pueden ser además usadas para incrementar la capacidad del sistema por medio de la supresión de interferencia.

III.3.4 Código espacio-tiempo de Alamouti

El primero y bien conocido código espacio-tiempo es el código de Alamouti, el cual es un código espacio-tiempo ortogonal complejo especializado para el caso de 2 antenas transmisoras (Alamouti, 1998).

En el codificador de Alamouti, 2 símbolos consecutivos x_1 y x_2 son codificados con la siguiente matriz código de palabra espacio-tiempo:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (31)$$

Como se muestra en la figura 14, la señal de Alamouti codificada es transmitida desde 2 antenas transmisoras sobre 2 periodos de símbolo. Durante el primer periodo, los 2 símbolos x_1 y x_2 son transmitidos simultáneamente desde las 2 antenas transmisoras. Durante el segundo periodo, estos símbolos son transmitidos otra vez, donde $-x_2^*$ es

transmitido desde la primera antena y x_1^* es transmitido desde la segunda antena.

El esquema propuesto por Alamouti muestra una ganancia de diversidad de $2N_R$, donde N_R es el número de antenas receptoras.



Figura 14. Codificador Alamouti

El análisis de diversidad en este esquema está basado en el detector de señal de máxima verosimilitud en el lado del receptor. Éste contempla que las dos ganancias de canal, $h_1(t)$ y $h_2(t)$ son invariantes en tiempo sobre 2 periodos de símbolo consecutivo de manera que:

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t + T_s) = |h_1|e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t + T_s) = |h_2|e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (32)$$

Donde $|h_i|$ y θ_i denotan la ganancia en amplitud y la rotación en fase sobre los dos periodos de símbolo, $i = 1, 2$. Si y_1 y y_2 denotan las señales recibidas en los instantes de tiempo t y $t + T_s$, respectivamente, entonces:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \\ y_2 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + z_2 \end{aligned} \quad (33)$$

Donde z_1 y z_2 representan el ruido aditivo gaussiano en los instantes de tiempo t y $t + T_s$, respectivamente. Tomando el complejo conjugado de la segunda señal recibida, se obtiene la siguiente ecuación en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (34)$$

Los canales estimados \hat{h}_1 y \hat{h}_2 son proporcionados por el bloque de estimación de canal, sin embargo en este caso supondremos una situación ideal en la cual las ganancias de canal $h_1(t)$ y $h_2(t)$ son conocidas perfectamente por el receptor. Entonces los símbolos transmitidos son ahora 2 variables desconocidas que podemos representar con la ecuación 34. Multiplicando ambos extremos de la ecuación 34 por la transpuesta hermitiana de la matriz de canal obtenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* z_1 & h_2 z_2^* \\ h_2^* z_1 & -h_1 z_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (35)$$

A partir de la ecuación 35 obtenemos la siguiente relación de entradas y salidas:

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \ddot{z}_1 \\ \ddot{z}_2 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} &\triangleq \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \ddot{z}_1 \\ \ddot{z}_2 \end{bmatrix} &\triangleq \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

En la ecuación 36 podemos observar que la interferencia de la otra antena ya no existe más, de manera que el símbolo indeseado x_2 es eliminado de y_1 , mientras que el símbolo no deseado x_1 es eliminado de y_2 . Este es el atributo de ortogonalidad compleja del código de Alamouti de la ecuación 31. Esta particular característica permite la simplificación de la estructura del receptor de máxima verosimilitud de manera que:

$$\hat{X}_{i,LM} = Q \left(\frac{\ddot{y}_i}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right), \quad i = 1, 2. \quad (38)$$

Donde $Q(\cdot)$ Expresa la función de corte que determina el símbolo transmitido para una constelación dada. La ecuación 38 implica que x_1 y x_2 pueden ser estimados de forma separada, lo cual reduce la complejidad del algoritmo de decodificación de verosimilitud original de $|C^2|$ a $2|C|$ donde C , representa una constelación para la modulación de los símbolos, x_1 y x_2 . Además el factor de escalamiento $(|h_1|^2 + |h_2|^2)$ en la ecuación 36 garantiza la diversidad espacial de segundo orden, la cual es una de las principales características del código de Alamouti.

III.3.5 Diagrama a bloques de un sistema MIMO

En la figura 15 se muestran los bloques básicos que comprenden un sistema de comunicación MIMO. Los bits de información que serán transmitidos son modulados haciendo uso de algún esquema de modulación, por ejemplo QAM. Estos símbolos de datos son la entrada al codificador espacio-tiempo en este caso, el cual mapea las palabras de código a las correspondientes antenas para su transmisión simultánea. Las señales enviadas desde las antenas transmisoras se propagan a través del canal y arriban a la agrupación de antenas receptoras.

El receptor colecta las señales en la salida de cada antena receptora y aplica las

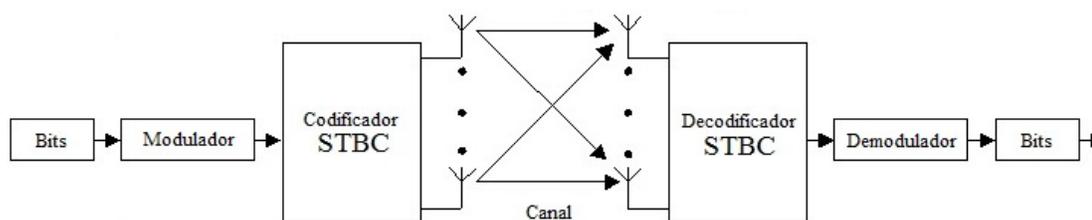


Figura 15. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones MIMO

operaciones inversas que se realizaron en la transmisión con el fin de recuperar la información transmitida.

III.4 MIMO OFDM

Como se mencionó en el apartado anterior, el uso de múltiples antenas en ambos extremos (MIMO) del enlace mejora la tasa de datos (multicanalización espacial) o mejora la calidad del enlace de comunicaciones (diversidad espacial) explotando el espacio libre. Sin embargo, cuando el canal de comunicaciones presenta características de selectividad en frecuencia y la ISI es considerable, la ecualización del canal y la detección de la señal para estos sistemas se convierten en una tarea muy sofisticada. Por tal razón con el fin de hacer frente a estos problemas, la tecnología OFDM ha sido combinada con los sistemas MIMO (MIMO OFDM), para combatir la ISI, dado que OFDM puede transformar un canal con desvanecimientos selectivos en frecuencia de banda ancha en un conjunto de canales paralelos con desvanecimientos planos.

De manera simplificada MIMO OFDM combina el procesamiento de señales de MIMO con la técnica de modulación OFDM para tomar la ventaja de ambos y hacer la ecualización y detección MIMO una tarea más sencilla, la figura 16 muestra un esquema MIMO OFDM.

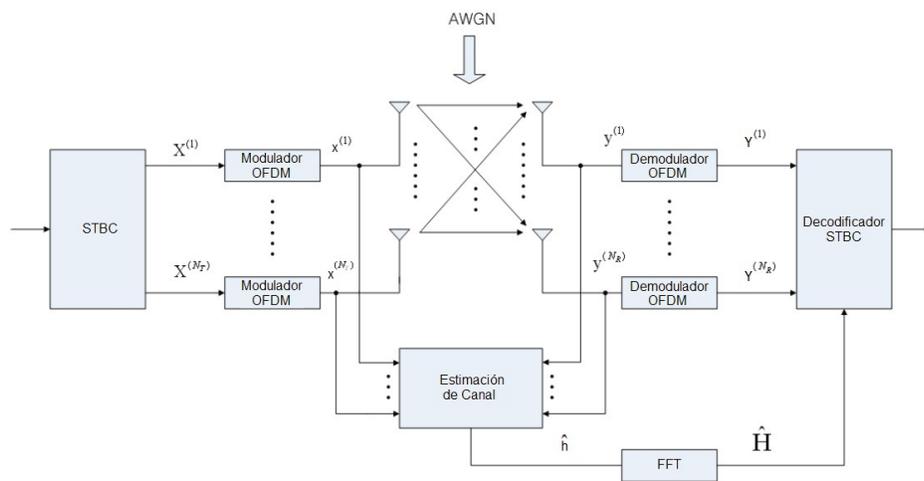


Figura 16. Diagrama a bloques del sistema MIMO OFDM

Capítulo IV

ESTIMACIÓN DE CANAL

IV.1 Introducción

En un sistema OFDM, el transmisor modula una secuencia de bits a transmitir en símbolos PSK/QAM, después realiza la IFFT (transformada rápida de Fourier inversa) en los símbolos para convertirlos en señales en el dominio del tiempo las cuales son enviadas a través del canal inalámbrico, por lo que las señales recibidas se ven usualmente distorsionadas por las características del canal (Cimini Jr, 1985; Tufvesson y Maseng, 1997; Van de Beek *et al.*, 1995; Coleri *et al.*, 2002). Con el fin de recuperar los bits transmitidos, el efecto del canal debe ser estimado y compensado en el receptor.

En general, el canal puede ser estimado usando símbolos preámbulo o símbolos pilotos conocidos tanto en el transmisor como en el receptor, con los cuales empleando varias técnicas de interpolación se puede estimar la respuesta del canal de las subportadoras que se encuentran entre los tonos pilotos. Con el fin de elegir la mejor técnica de estimación de canal, se tiene que tener bajo consideración muchos aspectos de implementación, incluyendo el rendimiento requerido, la complejidad computacional y la velocidad de variación del canal con respecto al tiempo, entre otros factores.

IV.2 Estructuras basadas en símbolos pilotos

Dependiendo de como estén distribuidos los símbolos pilotos, existen 3 diferentes tipos de estructuras a considerar: tipo bloque, tipo peine y tipo enrejado (Coleri *et al.*, 2002;

Heiskala y Terry, 2002; Hsieh y Wei, 1998; Van Nee *et al.*, 2000).

IV.2.1 Tipo bloque

Una distribución de símbolos pilotos tipo bloque es mostrada en la figura 17. En este esquema, un símbolo OFDM es transmitido conteniendo símbolos pilotos en todas las subportadoras cada determinado tiempo con el fin de llevar a cabo la estimación del canal. Usando estos símbolos pilotos, se requiere una interpolación en el dominio del tiempo para estimar el canal a través del eje temporal, siendo S_t el periodo con el que se envían los símbolos pilotos en tiempo. Con el fin de tener un seguimiento de las características variantes en tiempo del canal, los símbolos pilotos deben ser transmitidos tan frecuentemente como lo indique el tiempo de coherencia del canal. Ya que el tiempo de coherencia está definido como el inverso de la frecuencia doppler $f_{Doppler}$ en el canal, el periodo de los símbolos pilotos debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (39)$$

Puesto que los tonos pilotos son insertados en todas las subportadoras del símbolo OFDM cada determinado tiempo, la agrupación de símbolos piloto tipo bloque es adecuada para canales selectivos en frecuencia. Para los canales con desvanecimientos rápidos, sin embargo, este tipo de estructura podría incurrir en demasiado desperdicio de ancho de banda, ya que los símbolos tendrían que ser insertados con mayor frecuencia tratando de dar un buen seguimiento a las variaciones del canal reduciendo el periodo con el que son insertados los símbolos pilotos.

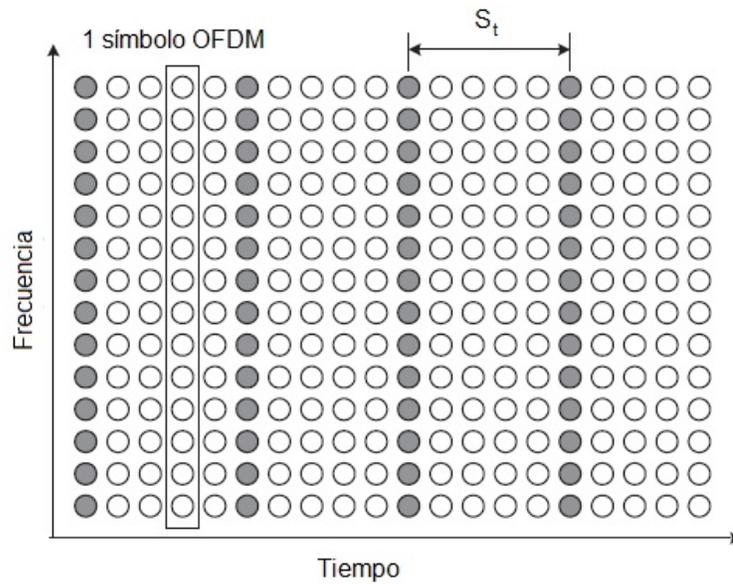


Figura 17. Estructura de símbolos piloto tipo bloque

IV.2.2 Tipo peine

En la figura 18 se muestra una distribución de símbolos pilotos tipo peine. En este esquema, cada símbolo OFDM tiene símbolos pilotos situados en ciertas subportadoras, los cuales son usados mediante una interpolación en el dominio de la frecuencia para estimar el canal a lo largo del eje de la frecuencia. Sea S_f el espaciamiento que existe entre dos símbolos pilotos adyacentes en frecuencia. Con el fin de dar un buen seguimiento a las características de selectividad en frecuencia, los símbolos pilotos deben estar espaciados tan cerca uno de otro como lo indique el ancho de banda coherente del canal. Como el ancho de banda coherente del canal está determinado por el inverso del esparcimiento máximo del retardo (*maximum delay spread*) σ_{max} el espaciamiento entre símbolos pilotos debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (40)$$

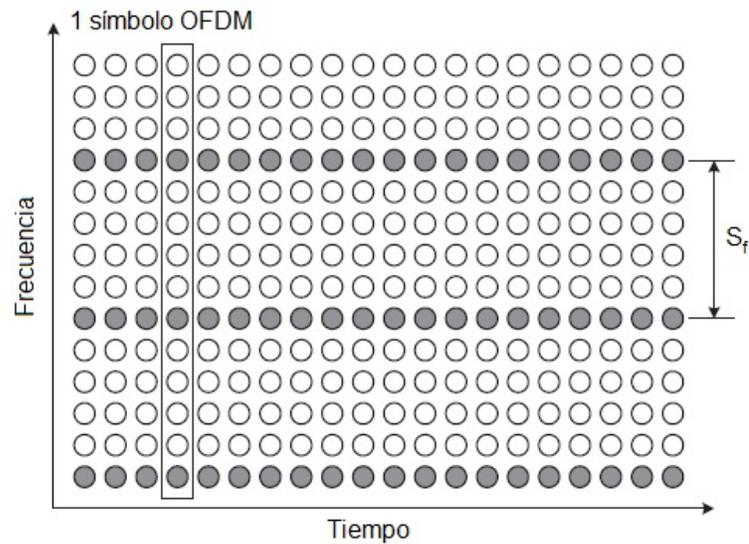


Figura 18. Estructura de símbolos piloto tipo peine

De manera opuesta a la agrupación de símbolos pilotos tipo bloque, la estructura tipo peine es adecuada para canales con desvanecimientos rápidos, pero no para canales muy selectivos en frecuencia.

IV.2.3 Tipo enrejado

Una distribución tipo enrejado se muestra en la figura 19. En este esquema, los tonos pilotos son insertados a través del tiempo cada determinado tiempo y a través de la frecuencia espaciados cierto número de sub-portadoras. Los tonos pilotos se encuentran dispersos tanto en el eje del tiempo como en el de la frecuencia; llevando a cabo interpolaciones en los dos dominios se obtiene la estimación de canal. Sea S_t y S_f que denoten el periodo de los símbolos pilotos en tiempo como el espaciamiento en frecuencia, respectivamente. Con el fin de dar un seguimiento a las características del canal tanto en selectividad en frecuencia como en variación en tiempo, la ubicación de los símbolos pilotos debe satisfacer las ecuaciones 39 y 40 de manera que:

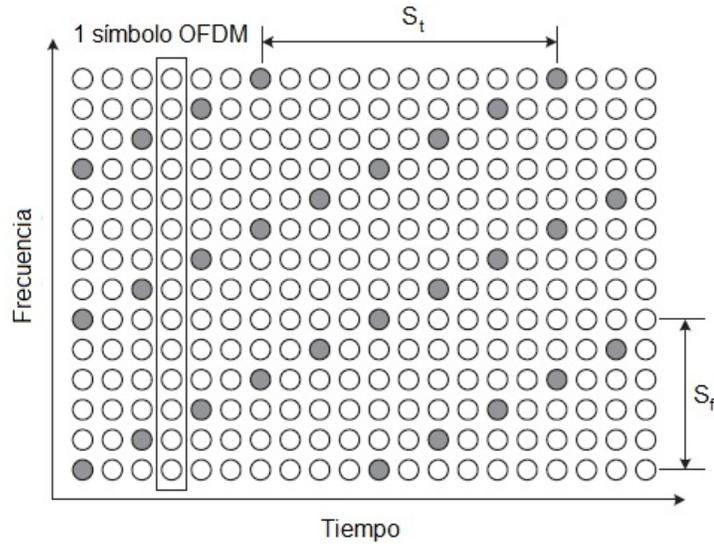


Figura 19. Estructura de símbolos piloto tipo enrejado

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad y \quad S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (41)$$

Donde $f_{Doppler}$ y σ_{max} denotan el esparcimiento doppler y el esparcimiento máximo de retardo, respectivamente

IV.3 Estimación de canal basada en símbolos de entrenamiento

Los símbolos de entrenamiento pueden ser usados para estimar el canal y usualmente estos brindan una buena estimación. Sin embargo, su eficiencia de transmisión es reducida debido al overhead requerido por los símbolos de entrenamiento, ya sean en forma de preámbulo o de tonos pilotos que son transmitidos junto con los símbolos de datos. Técnicas como least-square (LS) y minimum-mean-square-error (MMSE) son ampliamente usadas para la estimación de canal cuando el uso de símbolos de

entrenamiento es permisible (Tufvesson y Maseng, 1997; Van de Beek *et al.*, 1995; Coleri *et al.*, 2002; Heiskala y Terry, 2002; Hsieh y Wei, 1998; Van Nee *et al.*, 2000; Lau y Cheung, 1994).

Asumiendo que todas las sub-portadoras son ortogonales (libres de ICI). Entonces, los símbolos de entrenamiento para N sub-portadoras pueden ser representados por una matriz diagonal de la siguiente forma:

$$X = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & \dots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \quad (42)$$

Donde $X[k]$ denota un tono piloto en la k-ésima sub-portadora, con $E\{X[k]\} = 0$ y $Var\{X[k]\} = \sigma_x^2, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. X es una matriz diagonal puesto que se asume que todas las sub-portadoras son ortogonales. Dado que la ganancia del canal es $H[k]$ para cada sub-portadora k, la señal de entrenamiento recibida $Y[k]$ puede ser representada de la siguiente forma:

$$Y \triangleq \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & \dots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} = XH + Z \quad (43)$$

Donde H es el vector de canal dado como $H = [H[0], H[1], \dots, H[N-1]]^T$ y Z es el vector de ruido dado como $Z = [Z[0], Z[1], \dots, Z[N-1]]^T$ con $E\{Z[k]\} = 0$ y $Var\{Z[k]\} = \sigma_z^2, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, donde se denotará el canal estimado como \hat{H} .

IV.3.1 Estimación de canal LS

El método de estimación de canal Least-Square (LS) encuentra el estimado de canal \hat{H} de la forma en que la siguiente función costo es minimizada:

$$\begin{aligned}
 J(\hat{H}) &= \|Y - X\hat{H}\|^2 \\
 &= (Y - X\hat{H})^H(Y - X\hat{H}) \\
 &= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X\hat{H}
 \end{aligned} \tag{44}$$

Estableciendo la derivada de la función con respecto a \hat{H} igual a 0.

$$\frac{\delta J(\hat{H})}{\delta \hat{H}} = -2(X^H Y)^* + 2(X^H X\hat{H})^* = 0 \tag{45}$$

Se tiene $X^H X\hat{H} = X^H Y$, lo cual da como solución a el estimador de canal LS:

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} X^H Y = X^{-1} Y \tag{46}$$

De la ecuación 46, $\hat{H}_{LS} = \hat{H}_{LS}[k], k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. Puesto que X es una matriz diagonal libre de ICI, el estimado del canal LS \hat{H}_{LS} puede ser escrito para cada subportadora de la siguiente forma:

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \tag{47}$$

El error cuadrático medio (MSE) del estimador de canal LS está dado por:

$$\begin{aligned}
MSE_{LS} &= E\{(H - \hat{H}_{LS})^H(H - H_{LS})\} \\
&= E\{(H - X^{-1}Y)^H(H - X^{-1}Y)\} \\
&= E\{(X^{-1}Z)^H(X^{-1}Z)\} \\
&= E\{Z^H(X X^H)^{-1}Z\} \\
&= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}
\end{aligned} \tag{48}$$

La ecuación 48 es inversamente proporcional al SNR σ_x^2/σ_z^2 , lo cual implica que está sujeta a la intensidad del ruido, especialmente cuando el canal se encuentra en un nulo profundo. Debido a su simplicidad, el método LS ha sido ampliamente usado para la estimación de canal.

IV.3.2 Estimación de canal MMSE

Considerando la solución del método de LS (ecuación 46), $\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \triangleq \tilde{H}$. Usando una matriz de pesos W , definida como $\hat{H} \triangleq W\tilde{H}$, la cual corresponde al estimado del método MMSE. En la figura 20, el error cuadrático medio (MSE) del estimado de canal \hat{H} esta dado como:

$$J(\hat{H}) = E\|e\|^2 = E\|H - \hat{H}\|^2 \tag{49}$$

Por lo tanto, el método de estimación de canal MMSE encuentra un estimado mejor en términos de W de manera que la ecuación 49 del MSE es minimizada. El principio de ortogonalidad establece que el vector de error de estimación $e = H\hat{H}$ es ortogonal a \tilde{H} , de manera que:

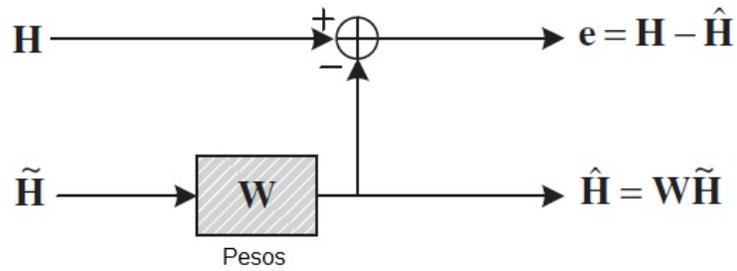


Figura 20. Estimación de canal MMSE

$$\begin{aligned}
 E\{e\tilde{\mathbf{H}}^H\} &= E\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
 &= E\{(\mathbf{H} - \mathbf{W}\tilde{\mathbf{H}})\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
 &= E\{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}^H\} - \mathbf{W}E\{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\
 &= \mathbf{R}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}} - \mathbf{W}\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} = 0
 \end{aligned} \tag{50}$$

Donde R_{AB} es la matriz de correlación cruzada de las matrices A y B de dimensión $N \times N$, y $\tilde{\mathbf{H}}$ es el estimado de canal LS dado de la siguiente forma:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Z} \tag{51}$$

Resolviendo la ecuación 50 para \mathbf{W} se obtiene:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}}\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}^{-1} \tag{52}$$

Donde $R_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}$ es la matriz de autocorrelación de $\tilde{\mathbf{H}}$ dada de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
R_{\tilde{H}\tilde{H}} &= E\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\
&= E\{X^{-1}Y(X^{-1}Y)^H\} \\
&= E\{(H + X^{-1}Z)(H + X^{-1}Z)^H\} \\
&= E\{HH^H + X^{-1}ZH^H + HZ^H(X^{-1})^H + X^{-1}ZZ^H(Z^{-1})^H\} \quad (53) \\
&= E\{HH^H\} + E\{X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\
&= E\{HH^H\} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}I
\end{aligned}$$

Y $R_{H\tilde{H}}$ es la matriz de correlación cruzada entre el vector de canal verdadero y el vector de canal estimado temporal en el dominio de la frecuencia. Usando la ecuación 53, el estimado de canal MMSE resulta en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
\hat{H} &= W\tilde{H} = R_{H\tilde{H}}R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1}\tilde{H} \\
&= R_{H\tilde{H}}(R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}I)^{-1}\tilde{H} \quad (54)
\end{aligned}$$

Los elementos de $R_{H\tilde{H}}$ y R_{HH} en la ecuación 54 son:

$$E\{h_{k,l}\tilde{h}_{k',l'}^*\} = E\{h_{k,l}h_{k',l'}^*\} = r_f[k - k']r_t[l - l'] \quad (55)$$

Donde k y l denotan el índice de la sub-portadora (frecuencia) y el índice del símbolo OFDM (tiempo), respectivamente. En un perfil de retardos de potencia exponencial decauyente con multitrayectorias (*PDP*, *Power Delay Profile*), la correlación en el dominio de la frecuencia $r_f[k]$ está dado por la siguiente ecuación:

$$r_f[k] = \frac{1}{1 + j2\tau_{rms}k\Delta f} \quad (56)$$

Donde $\Delta f = 1/T_{sub}$ es el espaciamiento de las sub-portadoras para la longitud del intervalo de la FFT (Fast Fourier Transform) de T_{sub} . Mientras que, para un canal desvaneciente con frecuencia máxima Doppler f_{max} y un espectro de Jake, la correlación en el dominio del tiempo $r_t[l]$ está dado por:

$$r_t[l] = J_0(2\pi f_{max}lT_{sym}) \quad (57)$$

Donde $T_{sym} = T_{sub} + T_G$ para un tiempo de intervalo de guarda de T_G y $J_0(x)$ es la función de Bessel de orden cero y primer tipo. Observando que $r_t[0] = J_0(0) = 1$, implicando que la correlación en el dominio del tiempo para el mismo símbolo OFDM es uno. La figura 21 muestra la correlación del canal en el dominio del tiempo en la unidad del símbolo OFDM dependiendo de la máxima frecuencia Doppler f_{max} cuando el ancho de banda es de 10 MHz y la duración del símbolo OFDM es $115.2\mu s$. Se puede observar en la figura 21 que la magnitud de $r_t[l]$ decrece conforme la máxima frecuencia Doppler f_{max} aumenta.

IV.3.3 Estimación de canal LMS

En la figura 22 se muestra un diagrama a bloques del método de estimación de canal LMS el cual utiliza la señal del preámbulo de OFDM en el dominio del tiempo. El algoritmo Least Mean Square (LMS), introducido por Widrow y Hoff en 1959, es un algoritmo adaptativo el cual usa un método de pendiente pronunciada basado en gradiente. El algoritmo LMS usa el estimado del vector gradiente en base a los datos disponibles. LMS incorpora un proceso iterativo el cual realiza correcciones exitosas al vector de pesos estimado en la dirección del vector de gradiente negativo, este vector de pesos eventualmente se dirigirá al error cuadrático medio mínimo.

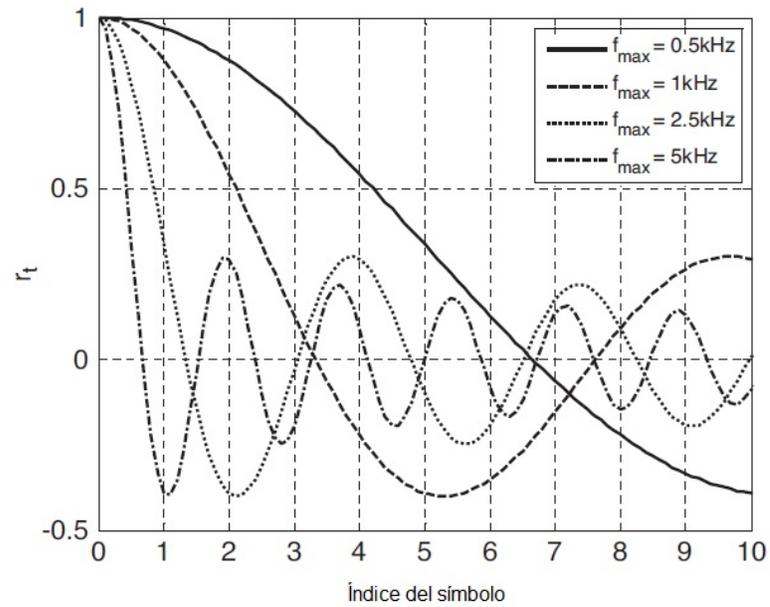


Figura 21. Características de correlación del canal en el dominio del tiempo

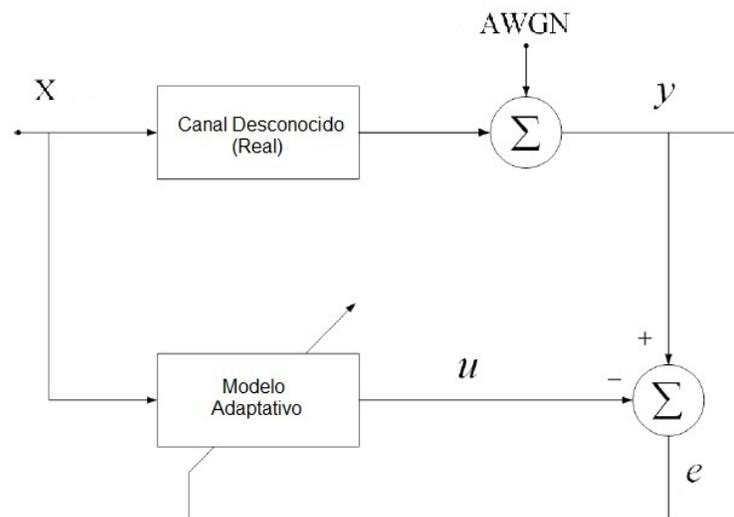


Figura 22. Diagrama a bloques del estimador LMS

Comparado con otros algoritmos, LMS es relativamente sencillo, y no requiere de calcular la matriz de correlación ni de inversiones de matrices.

En la figura 22 la salida del algoritmo LMS está dada por:

$$u(k) = \hat{h}^H(k)x(k) \quad (58)$$

Donde $\hat{h}(k) = [h_L, h_{L-1}, \dots, h_1]$ es el vector de canal estimado con L número de multitrayectorias, $x(k)$ corresponde al vector de entrada de longitud L y donde el vector de canal estimado $\hat{h}(k)$ es actualizado de la siguiente manera:

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + 2\mu x(k)e^*(k) \quad (59)$$

Donde e denota el error de estimación y es igual a:

$$e(k) = y(k) - u(k) \quad (60)$$

Y $\mu > 0$ es el parametro de control de la velocidad de convergencia del algoritmo y e^* es el complejo conjugado de e . En la ecuación 60, $y(k)$ denota la señal recibida la cual está dada por:

$$y(k) = h(k)^H x(k) + v(k) \quad (61)$$

Donde $v(k)$ representa el ruido blanco aditivo gaussiano.

Cuando el número de multitrayectorias L es desconocido se usa un esquema de estimación de número de multitrayectorias, o el vector de multitrayectorias se fija significativamente mayor al número de multitrayectorias esperadas. Debido a que esta estimación es llevada a cabo en el dominio del tiempo el vector de canal estimado tiene

que ser transformado al dominio de la frecuencia para que este sea usado para detectar la señal de interés.

Capítulo V

MODELO DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

V.1 Introducción

En este capítulo se describe la plataforma de simulación desarrollada para el presente trabajo de investigación, primeramente se muestra un diagrama a bloques de dicha plataforma, así como la descripción de cada uno de ellos y las consideraciones de simulación tomadas en cada caso, enseguida se presenta el esquema de preámbulo usado en el estándar IEEE 802.11g, el cual será utilizado para llevar a cabo la estimación haciendo uso de los algoritmos LS y LMS presentados en la sección anterior y por último se presentan los resultados obtenidos bajo los diferentes ambientes de modelo de canal que se consideraron.

V.2 Modelo del sistema

En la figura 23 se muestra un diagrama a bloques del sistema implementado en el presente trabajo, en el cual se contempla por el lado del transmisor un modulador digital QPSK, un codificador espacio-tiempo y un bloque de modulación OFDM y sus contrapartes en el lado del receptor, puesto que un sistema de comunicaciones MIMO OFDM emplea múltiples antenas transmisoras y receptoras, el número de estas se indica mediante las variables N_T y N_R , respectivamente.

En el dominio del tiempo, una señal recibida por la j -ésima antena receptora con

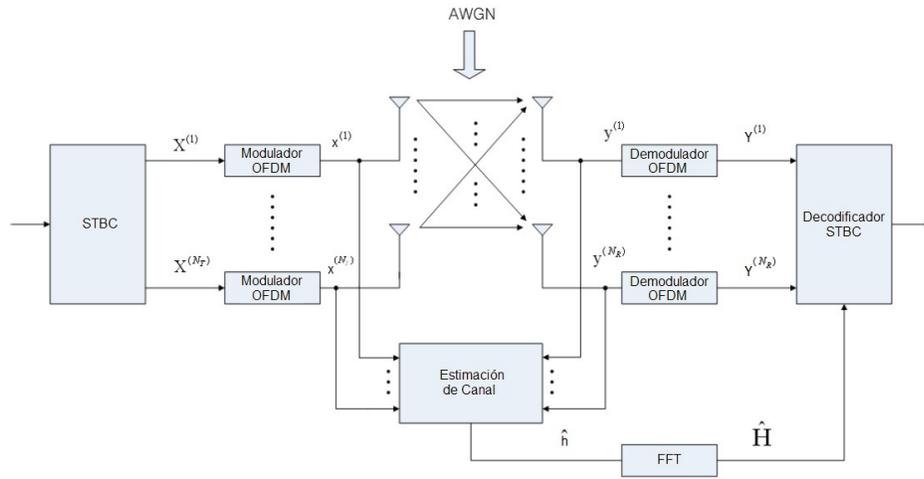


Figura 23. Diagrama a bloques del sistema MIMO OFDM

un índice de muestras discretas k puede ser modelada de la siguiente manera:

$$y^{(j)}(k) = h^{(n,j)H} * x^{(n)}(k) + \sum_{i=1, i \neq n}^{N_T} h^{(i,j)H} * x^{(i)}(k) + v^{(j)}(k), \quad n = 1, 2, \dots, N_T, \quad j = 1, 2, \dots, N_R, \quad (62)$$

Donde $h^{(n,j)} = [h_L^{(n,j)}, \dots, h_1^{(n,j)}]^T$ es el vector de canal (de longitud L) el cual incluye las multitrayectorias de los n - j -ésimos canales, n y j son los índices de las antenas transmisoras y receptoras respectivamente. L es el número de multitrayectorias, $x^{(n)}(k)$ es la señal mapeada en el dominio del tiempo a la n -ésima antena transmisora, y $v^{(j)}(k)$ es el ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) con media cero y varianza σ^2 .

En la ecuación 62, el superíndice H denota la transpuesta compleja conjugada, y $\sum_{i=1, i \neq n}^{N_T} h^{(i,j)H} * x^{(i)}(k)$ sirve como señal de interferencia cuando el n - j -ésimo canal $h^{(n,j)}$ es estimado.

En este trabajo se asume que el canal permanece sin cambios durante una trama OFDM (ya que para realizar el decodificado espacio-tiempo se tiene que asumir que el canal no varía en al menos 2 símbolos OFDM consecutivos, además el preámbulo

OFDM se transmite una vez cada trama OFDM, por lo que se considera que entre estimación y estimación el canal permanece constante y lo único que varía es el ruido (AWGN), así como que el número de antenas transmisoras y receptoras será igual a 2. Nótese que la señal, después de pasar a través del canal de comunicaciones es el resultado de la convolución de la señal con la respuesta al impulso del canal.

V.2.1 Codificador espacio-tiempo

Para realizar la codificación de Alamouti se requieren tener tantos símbolos QPSK como los necesarios para formar 2 símbolos OFDM, ya que cada símbolo OFDM usará 52 de las 64 sub-portadoras disponibles, se requieren 104 símbolos QPSK los cuales al ser generados serán intercalados uno a uno, con el fin de tener 2 cadenas de 52 símbolos QPSK que generarán los dos símbolos OFDM.

Sea $s(n) = [s_0(n)s_1(n)s_2(n)\dots s_{N-2}(n)s_{N-1}(n)]$ un vector de símbolos QPSK, el cual es separado en dos vectores $X^{(1)}$ y $X^{(2)}$ de la siguiente forma:

$$X^{(1)} = [s_0(n)s_2(n)s_4(n)\dots s_{N-4}(n)s_{N-2}(n)]^T \quad (63)$$

$$X^{(2)} = [s_1(n)s_3(n)s_5(n)\dots s_{N-3}(n)s_{N-1}(n)]^T \quad (64)$$

Donde $X^{(1)}$ y $X^{(2)}$ corresponden al vector de componentes par e impar de $s(n)$, respectivamente.

Haciendo uso de la ecuación 31 del capítulo III realizaremos la codificación espacio tiempo, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} X^{(1)} & -X^{(2)*} \\ X^{(2)} & X^{(1)*} \end{bmatrix} \quad (65)$$

En la ecuación 65 el eje vertical (filas) de la matriz denota la dimensión del espacio, mientras que el horizontal (columnas) hace referencia a la dimensión del tiempo.

V.2.2 Modulador OFDM

En el bloque "IFFT" de la figura 23 es donde se lleva a cabo la modulación OFDM transformando una señal en el dominio de la frecuencia a otra en el dominio del tiempo, utilizando la transformada rápida de Fourier inversa. Como se había mencionado antes, cada símbolo OFDM utilizará solo 52 de las 64 sub-portadoras disponibles por lo que contendrá solo 52 símbolos QPSK y las demás sub-portadoras serán rellenas con ceros como se muestra en la figura 24.

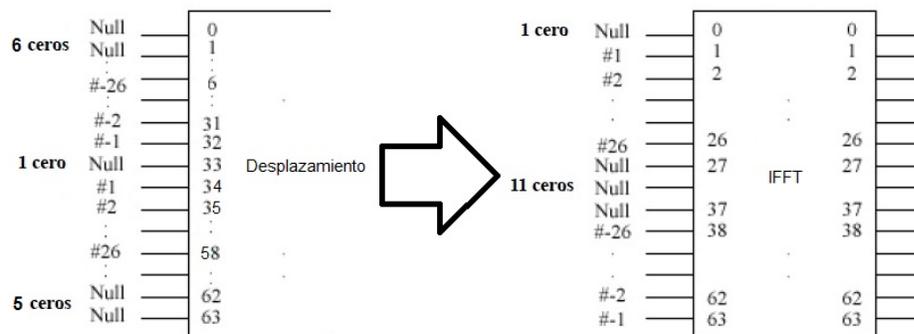


Figura 24. Mapeo de símbolos a la entrada de la IFFT

Las 64 sub-portadoras disponibles serán numeradas desde la sub-portadora -32 hasta la 31 contando la sub-portadora cero, los primeros 26 símbolos de cada vector serán situados en las sub-portadoras -26 a la -1, mientras que los 26 restantes ocuparán las sub-portadoras 1 a la 26, las demás sub-portadoras serán rellenas con ceros. Al momento de realizar el desplazamiento requerido antes de cada transformada de Fourier, las sub-portadoras de la 0 a la 31 se situarán por delante de las sub-portadoras -32 a la -1 obteniendo el posicionamiento estipulado en el estándar IEEE 802.11a, como se

muestra en la parte derecha de la figura 24.

A la señal obtenida por la IFFT se le agrega el prefijo cíclico que de acuerdo con el estandar IEEE 802.11a es de 1/4 por lo que el primer cuarto de la señal obtenida por la IFFT será agregado al final de la señal para obtener el símbolo OFDM, la figura 25 ilustra lo antes mencionado.

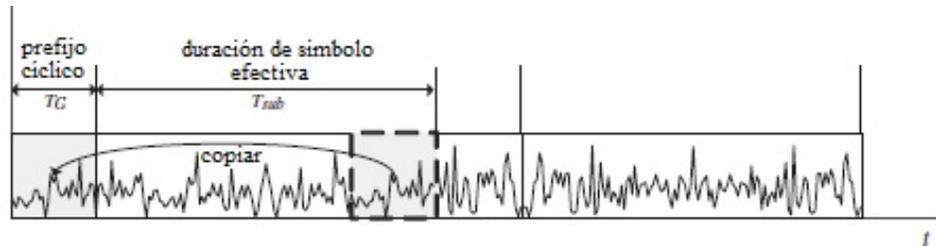


Figura 25. Incorporación del prefijo cíclico al símbolo OFDM

V.2.3 Canal inalámbrico

En un canal con multirrayectorias, la señal recibida consiste de un número grande de ondas planas, cuyas amplitudes y fases pueden ser modeladas como un proceso aleatorio Gaussiano descrito de la siguiente forma:

$$h(t) = h_I(t) + jh_Q(t) \quad (66)$$

Si ninguna de las componentes multirrayectoria es muy dominante, $h_I(t)$ y $h_Q(t)$ son procesos gaussianos con media cero y varianza σ^2 , cuya envolvente $z(t) = |h(t)|$ obedece a una distribución Rayleigh. La función densidad de probabilidad (PDF) de la envolvente Rayleigh está dado por:

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (67)$$

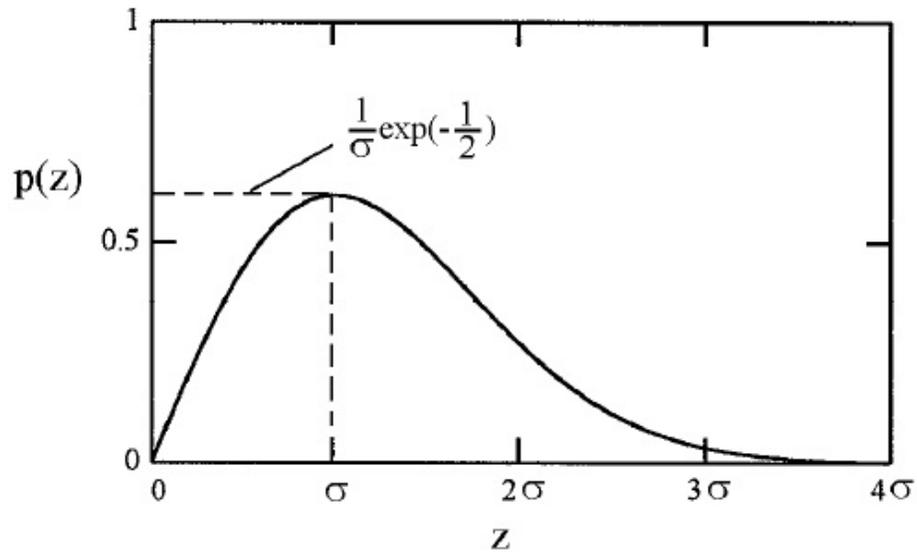


Figura 26. Distribución de probabilidad Rayleigh

Y $p(z) = 0$ para $z < 0$. El desvanecimiento Rayleigh concuerda muy bien con las observaciones empíricas de los modelos de canal de interiores. La figura 26 muestra la PDF de la distribución Rayleigh, el máximo de $p(z)$ ocurre en $z = \sigma$

Si existe una componente dominante tal como una línea de vista en el canal multi-trayectoria, $h_I(t)$ y $h_Q(t)$ tienen una media distinta de cero y su envolvente tiene una distribución Rician.

$$P(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (68)$$

Y $p(z) = 0$ para $z < 0$, donde A es la amplitud pico de la señal dominante e $I_0()$ es la función modificada de Bessel de orden cero y primer tipo. El desvanecimiento Rician es muy a menudo observado en aplicaciones microcelulares. Un parámetro K se define para los canales Rician, donde:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (69)$$

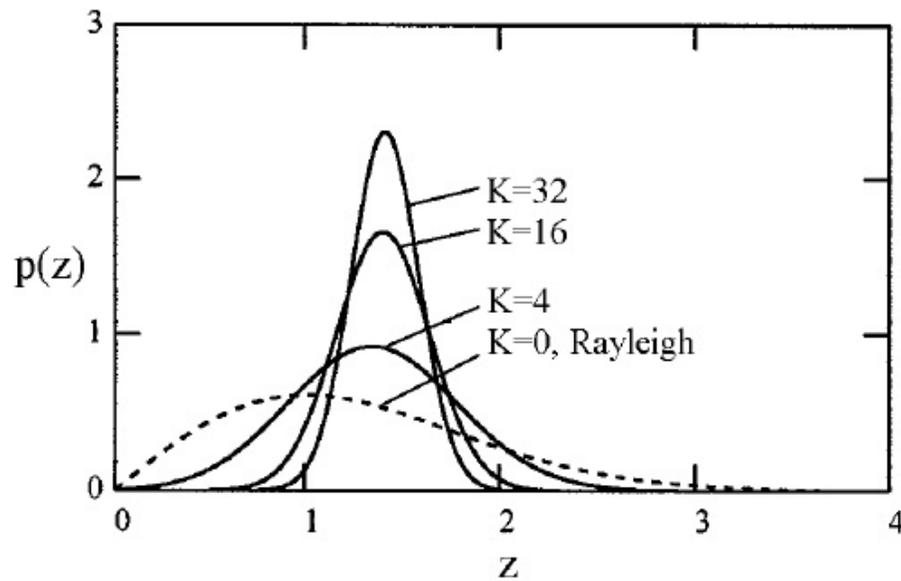


Figura 27. Dsistribución de probabilidad Rician

K es la relación de la potencia de la señal de línea de vista sobre la potencia de los dispersores, la figura 27 muestra la PDF de la distribución Rician para distintos valores de K . Los canales utilizados en el presente trabajo sigen una distribución Rayleigh.

V.2.4 Estimador de canal

Los esquemas de estimación de canal que se usaron en el presente trabajo se basan en los algoritmos LS y LMS, explicados en el capítulo 4 ambos algoritmos utilizarán como señal de entrenamiento el preámbulo estipulado en el estándar IEEE 802.11a el cual se ilustra en la figura 28.

V.2.5 Demodulador OFDM

En el receptor, las señales recibidas por cada antena en dos instantes de tiempo consecutivos están dadas por:

##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im
-32	0.000	0.000	-16	1.000	0.000	0	0.000	0.000	16	1.000	0.000
-31	0.000	0.000	-15	1.000	0.000	1	1.000	0.000	17	-1.000	0.000
-30	0.000	0.000	-14	1.000	0.000	2	-1.000	0.000	18	-1.000	0.000
-29	0.000	0.000	-13	1.000	0.000	3	-1.000	0.000	19	1.000	0.000
-28	0.000	0.000	-12	1.000	0.000	4	1.000	0.000	20	-1.000	0.000
-27	0.000	0.000	-11	-1.000	0.000	5	1.000	0.000	21	1.000	0.000
-26	1.000	0.000	-10	-1.000	0.000	6	-1.000	0.000	22	-1.000	0.000
-25	1.000	0.000	-9	1.000	0.000	7	1.000	0.000	23	1.000	0.000
-24	-1.000	0.000	-8	1.000	0.000	8	-1.000	0.000	24	1.000	0.000
-23	-1.000	0.000	-7	-1.000	0.000	9	1.000	0.000	25	1.000	0.000
-22	1.000	0.000	-6	1.000	0.000	10	-1.000	0.000	26	1.000	0.000
-21	1.000	0.000	-5	-1.000	0.000	11	-1.000	0.000	27	0.000	0.000
-20	-1.000	0.000	-4	1.000	0.000	12	-1.000	0.000	28	0.000	0.000
-19	1.000	0.000	-3	1.000	0.000	13	-1.000	0.000	29	0.000	0.000
-18	-1.000	0.000	-2	1.000	0.000	14	-1.000	0.000	30	0.000	0.000
-17	1.000	0.000	-1	1.000	0.000	15	1.000	0.000	31	0.000	0.000

Figura 28. Secuencia de símbolos de preámbulo

$$y^{(1)}(n) = h^{(1,1)}(n) * x^{(1)}(n) + h^{(2,1)}(n) * x^{(2)}(n) + v^{(1)}(n) \quad (70)$$

$$y^{(2)}(n) = h^{(1,2)}(n) * x^{(1)}(n) + h^{(2,2)}(n) * x^{(2)}(n) + v^{(2)}(n)$$

$$y^{(1)}(n+1) = -h^{(1,1)}(n) * x^{(2)*}(n) + h^{(2,1)}(n) * x^{(1)*}(n) + v^{(1)}(n) \quad (71)$$

$$y^{(2)}(n+1) = -h^{(1,2)}(n) * x^{(2)*}(n) + h^{(2,2)}(n) * x^{(1)*}(n) + v^{(2)}(n)$$

Tanto $y^{(1)}(n)$ como $y^{(2)}(n)$ pasan por bloques independientes de transformadas rápidas de Fourier (FFT), las salidas de estos bloques serán procesadas en el decodificador espacio-tiempo con el fin de obtener un estimado de la señal transmitida, cabe mencionar que el decodificador espacio-tiempo requiere tener conocimiento del canal para poder realizar un estimado correcto de los símbolos.

V.2.6 Decodificador espacio-tiempo

De acuerdo a las ecuaciones del combinador propuesto por Alamouti se pueden estimar los 2 símbolos transmitidos mediante las siguientes ecuaciones, estos estimados son enviados a un detector de máxima verosimilitud para recuperar los símbolos QPSK que fueron transmitidos.

$$\begin{aligned} \hat{X}^{(1)}(n) = & h^{(1,1)*}(n) * y^{(1)}(n) + h^{(2,1)}(n) * y^{(1)}(n+1) + \\ & h^{(1,2)*}(n) * y^{(2)}(n) + h^{(2,2)}(n) * y^{(2)}(n+1) \end{aligned} \quad (72)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}^{(2)}(n) = & h^{(2,1)*}(n) * y^{(1)}(n) - h^{(1,1)}(n) * y^{(1)*}(n+1) + \\ & h^{(2,2)*}(n) * y^{(2)}(n) - h^{(1,2)}(n) * y^{(2)*}(n+1) \end{aligned} \quad (73)$$

V.3 Análisis de resultados

En las figuras 29, 32, 35 y 38 se muestran las gráficas de bit error rate (BER) para los esquemas 2x1 y 2x2 obtenidas utilizando los algoritmos de estimación de canal LS y LMS considerando los modelos de canal de 2 rayos, exponencial, IEEE 802.11.a/g y IEEE802.11.n, respectivamente. En el caso de las curvas obtenidas usando el algoritmo LMS se fijó el parámetro μ igual a 0.125 (valor sugerido en la literatura) para todos los valores de SNR.

Analizando las figuras se puede observar que el rendimiento del algoritmo LMS es considerablemente mejor que el del LS en todos los casos, excepto para el modelo de canal IEEE 802.11.a/g (35) en donde los rendimientos de ambos algoritmos son muy parecidos y lejanos al rendimiento del sistema cuando se contempla una estimación de canal perfecta.

La eficiencia de la estimación realizada con el algoritmo LMS está fuertemente ligada al valor asignado al parámetro μ que el algoritmo utiliza en cada iteración, por lo que se realizaron simulaciones asignándole diferentes valores a este parámetro para diferentes relaciones señal a ruido con el fin de encontrar los valores de μ para los cuales el algoritmo ofrecerá su mejor rendimiento para los distintos modelos de canal utilizados, las figuras 30, 33, 36 y 39 muestran los resultados obtenidos variando tanto los valores del parámetro μ como la relación señal a ruido para los modelos de canal de 2 rayos, exponencial, IEEE 802.11.a/g y IEEE802.11.n, respectivamente. Situándose en el valor de μ igual a 0.125 para las diferentes relación señal a ruido se puede observar que en todos los casos se encuentran diferentes valores de μ para los cuales se obtienen mejores errores cuadráticos medios, lo que se traduce en una mejor estimación de canal.

Una vez detectados los valores de μ extraídos de las figuras 30, 33, 36 y 39 para los cuales el algoritmo LMS ofrece su mejor estimación en cada modelo de canal, se volvieron a obtener las curvas de bit error rate para cada modelo de canal ahora utilizando los valores de μ óptimos, las figuras 31, 34, 37 y 40 muestran las curvas de bit error rate para los esquemas 2x1 y 2x2 para los modelos de canal de 2 rayos, exponencial, IEEE 802.11.a/g y IEEE802.11.n, respectivamente, en estas el algoritmo LS no sufre cambio alguno en su manera de estimar y el algoritmo LMS utiliza ahora los valores de μ para los cuales se obtiene la mejor estimación de canal posible.

Comparando las figuras 29, 32, 35 y 38 (bit error rate con modelos de canal 2 rayos, exponencial, IEEE 802.11.a/g y IEEE 802.11.n con μ igual a 0.125) con las figuras 31, 34, 37 y 40 (bit error rate con modelos de canal 2 rayos, exponencial, IEEE 802.11.a/g y IEEE 802.11.n con μ óptimos) se puede observar que en todos los casos las curvas obtenidas con los μ óptimos han presentado un mejor rendimiento en cuanto al bit error rate, casualmente en la figura 37 el valor óptimo de μ para un SNR igual a 25 es de

0.128 valor que es muy cercano a 0.125 por lo que para la SNR igual a 25 las figuras 35 y 37 muestran el mismo rendimiento.

En las tablas III, IV, V y VI se analiza de forma más detallada los resultados mostrados en las figuras 31, 34, 37 y 40. En las tablas se enfatiza en las pérdidas en SNR debido a la estimación hecha con cada uno de los algoritmos, solo se muestran las pérdidas entre las SNR de 10 y 20, ya que es el rango de valores de SNR en el que un sistema de comunicaciones inalámbrico se encuentra la mayor parte del tiempo.

Tabla III. Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal de dos rayos

SNR	LMS (2x1)	LS (2x1)	LMS (2x2)	LS (2x2)
10	0.6dB	5dB	0.3dB	3dB
11	0.65dB	4.9dB	0.3dB	3dB
12	0.7dB	4.8dB	0.35dB	3.2dB
13	0.75dB	4.6dB	0.4dB	3.3dB
14	0.75dB	4.5dB	0.45dB	3.2dB
15	0.65dB	4.5dB	0.45dB	3.2dB
16	0.65dB	4.5dB	0.5dB	3.2dB
17	0.7dB	4.5dB	0.55dB	3.3dB
18	0.7dB	4.6dB	0.6dB	3.1dB
19	0.75dB	4.7dB	0.7dB	2.7dB
20	0.76dB	4.7dB	0.7dB	2.4dB

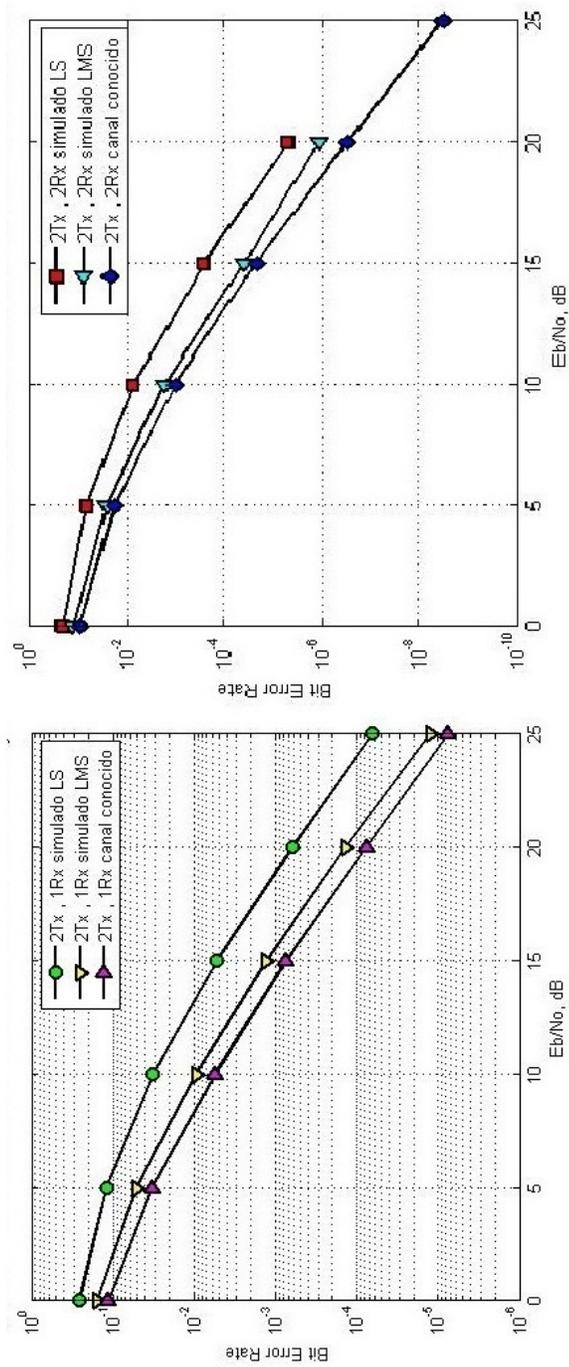


Figura 29. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal de 2 rayos el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.

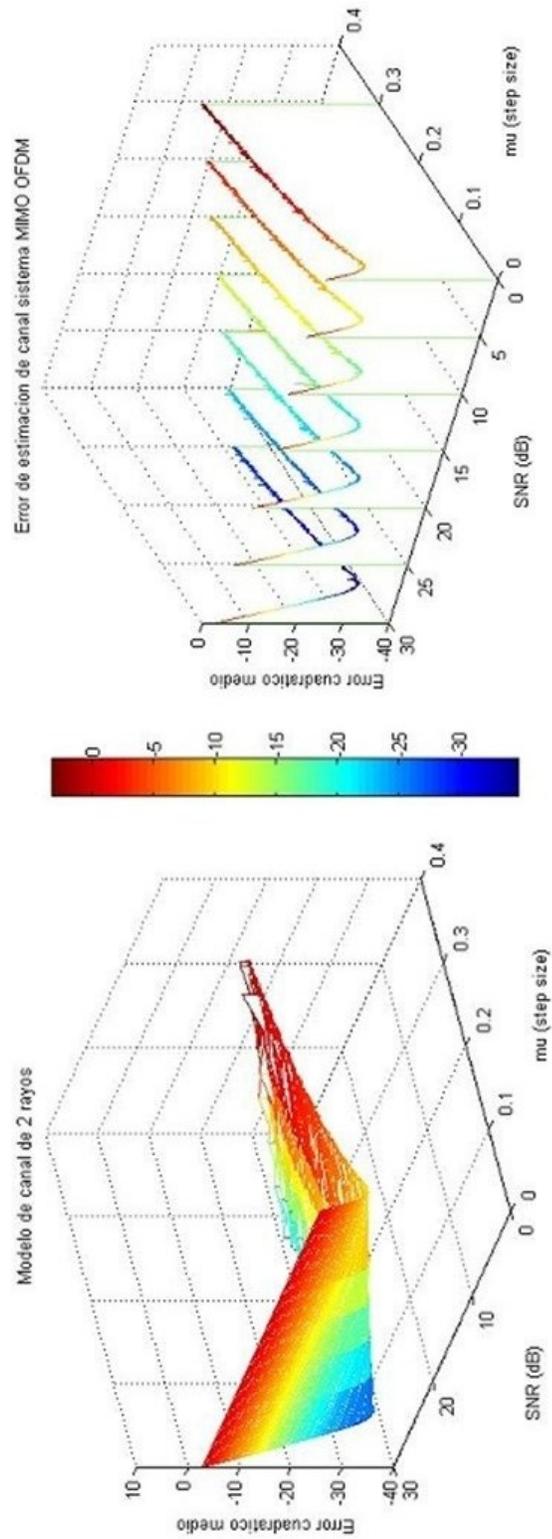


Figura 30. Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal de 2 rayos variando el SNR y el valor de μ .

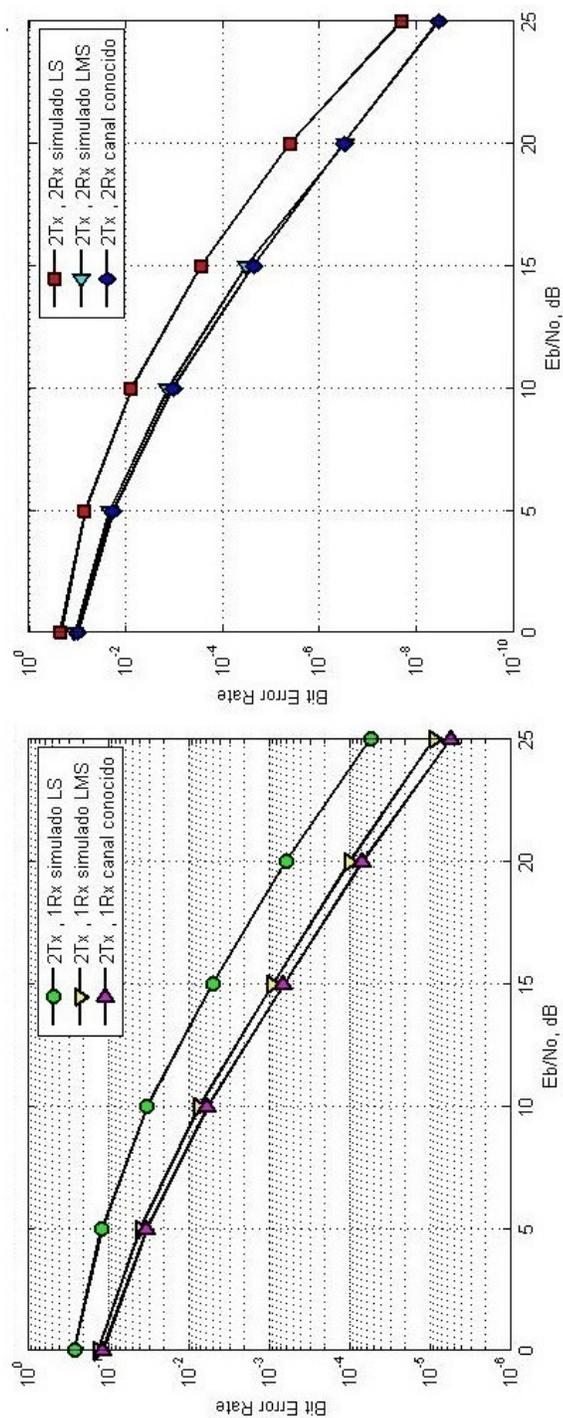


Figura 31. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal de 2 rayos el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 30) y LS.

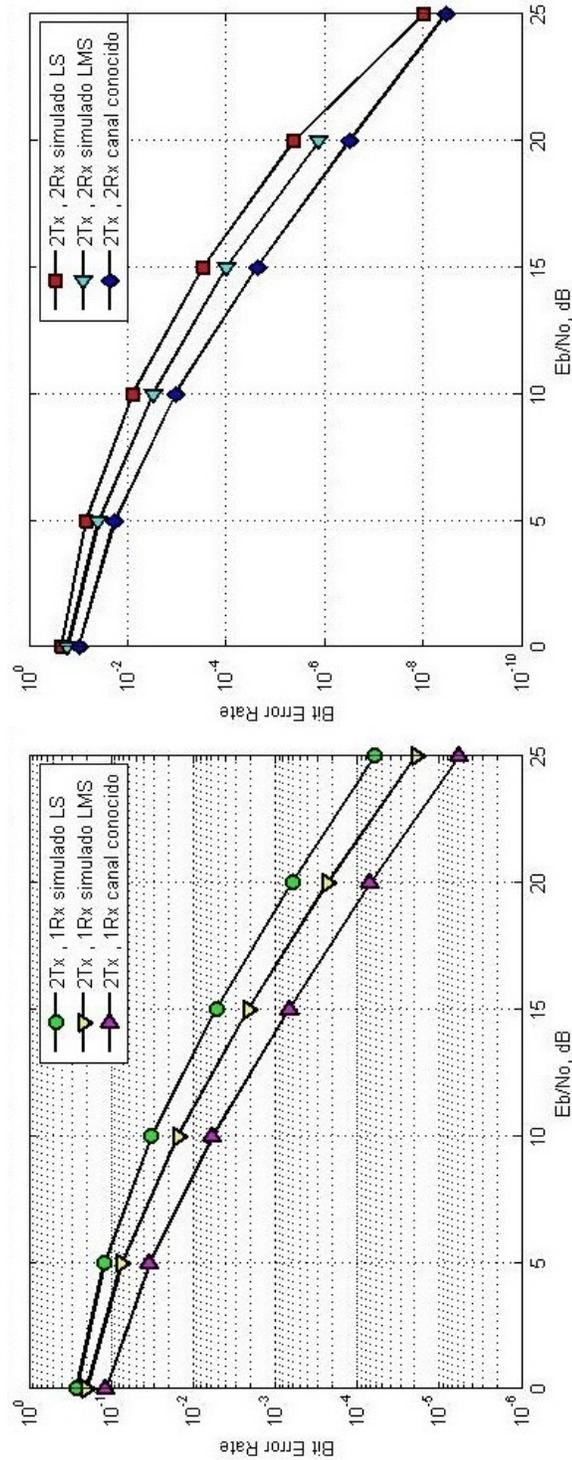


Figura 32. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal exponencial el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.

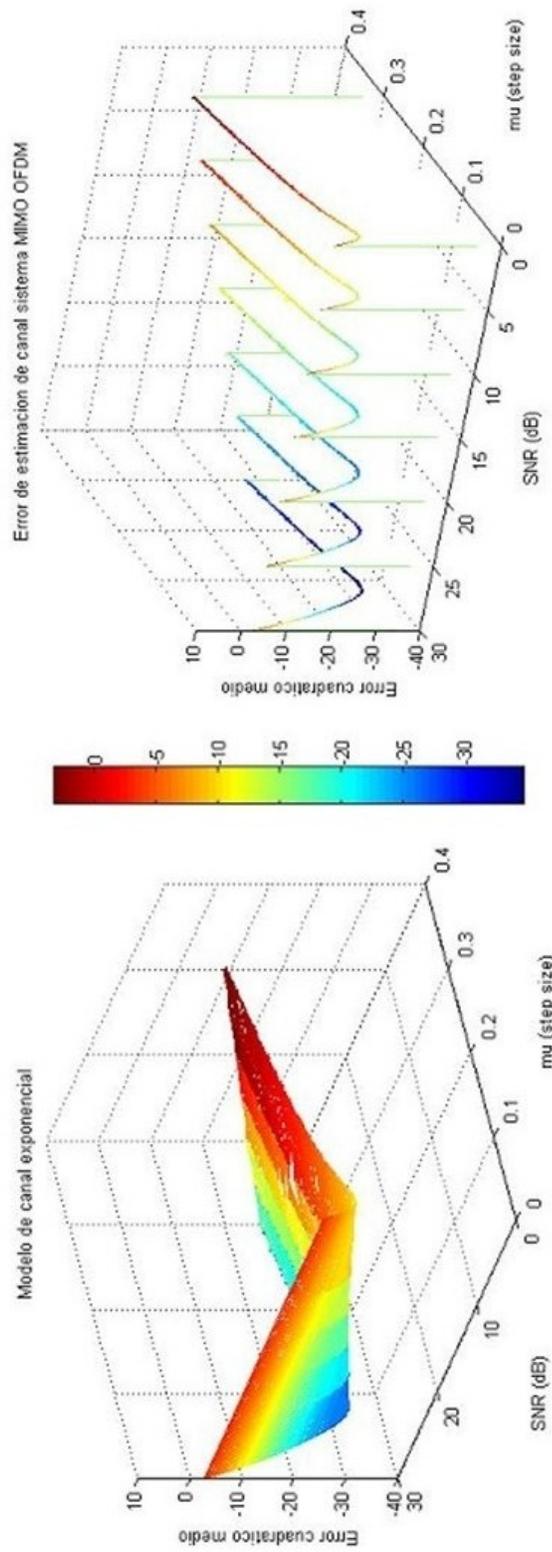


Figura 33. Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal exponencial variando el SNR y el valor de μ .

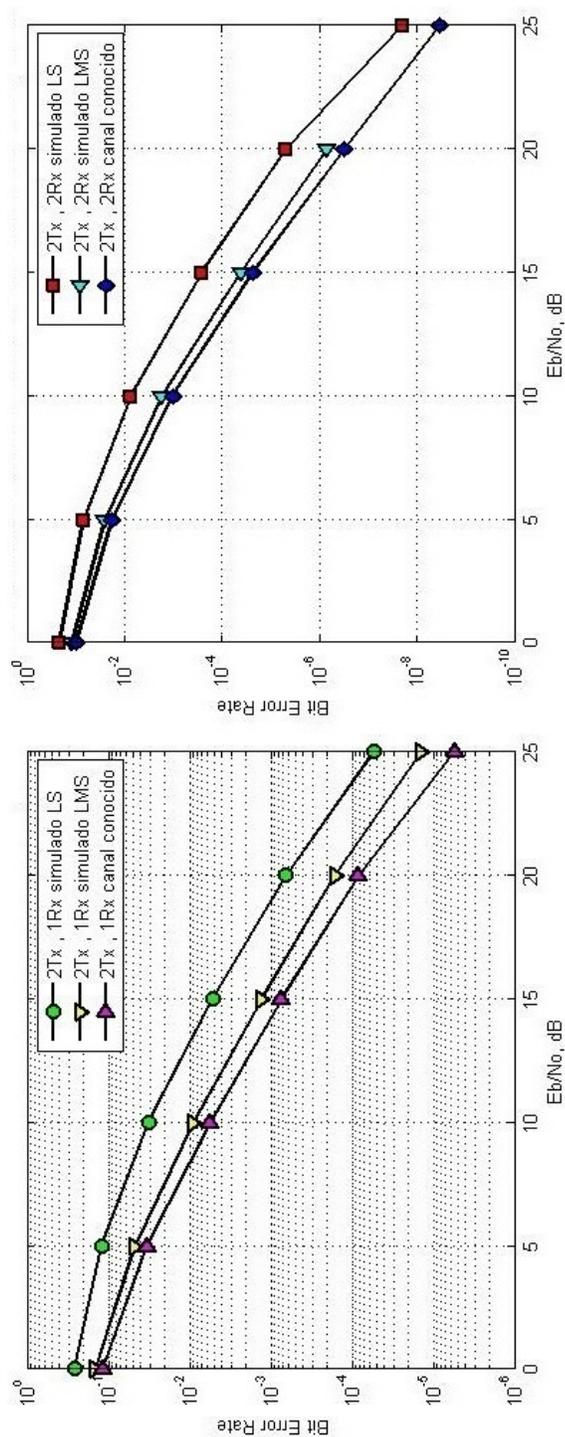


Figura 34. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal exponencial el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 33) y LS.

Tabla IV. Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal exponencial

SNR	LMS (2x1)	LS (2x1)	LMS (2x2)	LS (2x2)
10	1.2dB	4.7dB	0.7dB	3dB
11	1.2dB	4.7dB	0.7dB	3dB
12	1.3dB	4.8dB	0.7dB	2.7dB
13	1.3dB	4.6dB	0.75dB	2.9dB
14	1.4dB	4.7dB	0.75dB	2.7dB
15	1.4dB	4.7dB	0.5dB	2.6dB
16	1.5dB	4.7dB	0.4dB	2.5dB
17	1.5dB	4.7dB	0.4dB	2.4dB
18	1.6dB	4.5dB	0.45dB	2.4dB
19	1.6dB	4.4dB	0.5dB	2.3dB
20	1.5dB	4.3dB	0.55dB	2.3dB

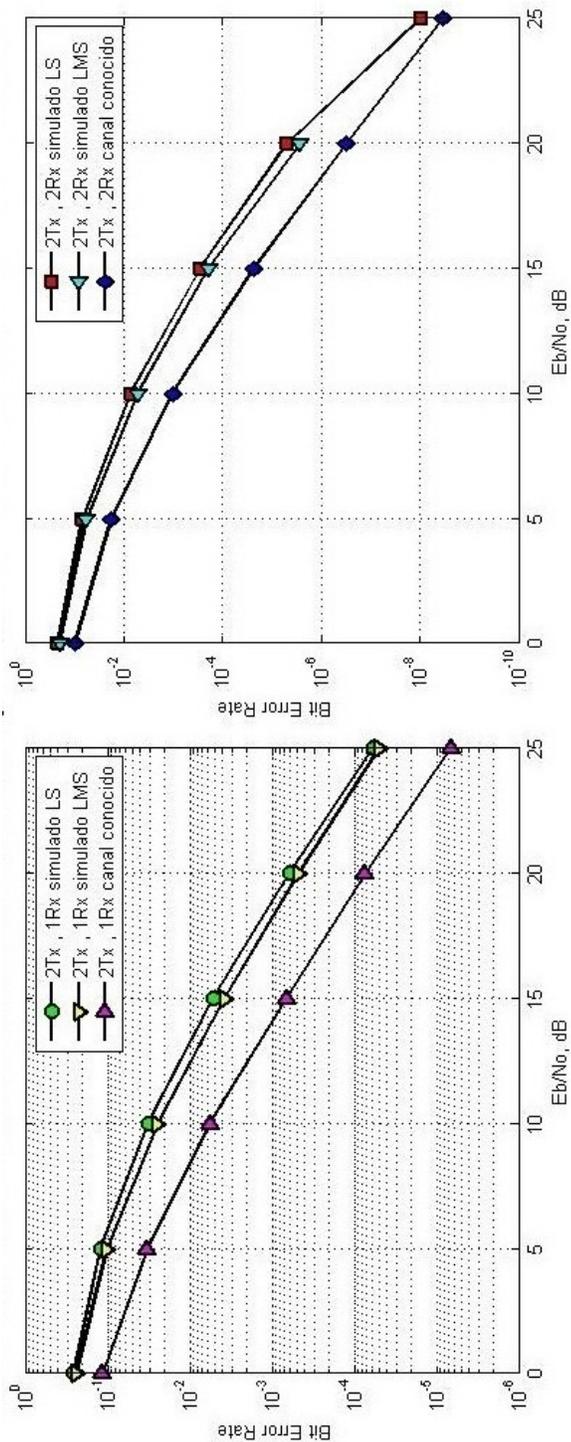


Figura 35. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.

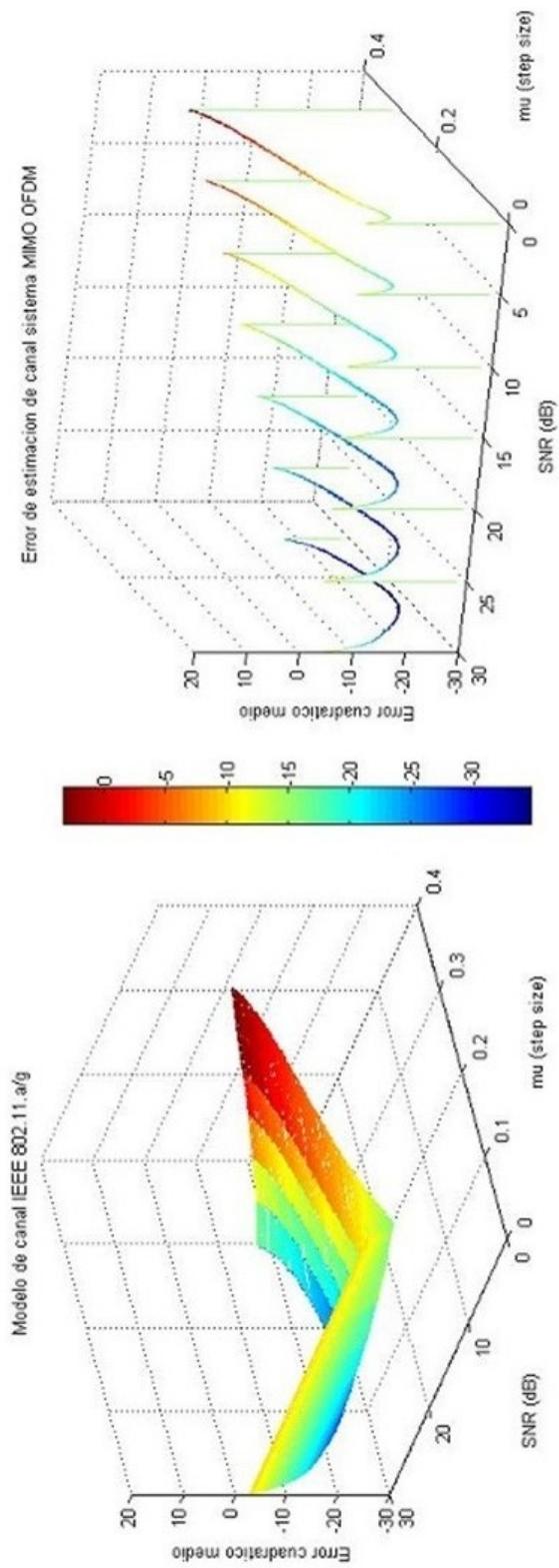


Figura 36. Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g variando el SNR y el valor de μ .

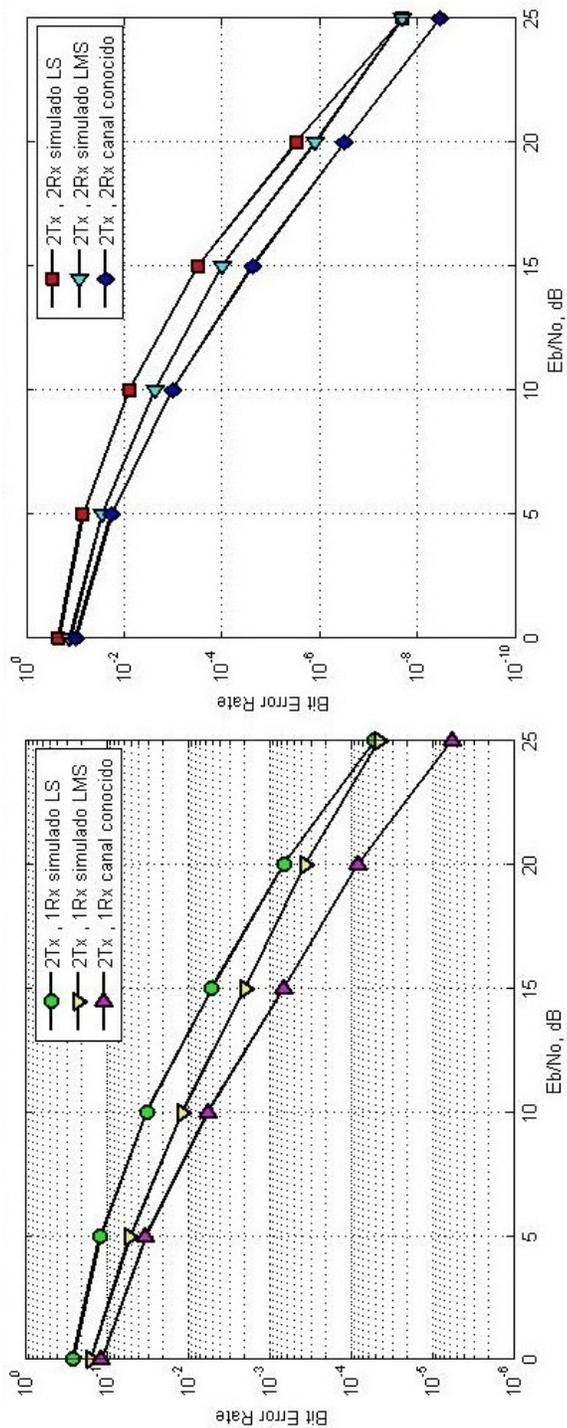


Figura 37. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.a/g el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 36) y LS.

Tabla V. Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal IEEE 802.11 a/g

SNR	LMS (2x1)	LS (2x1)	LMS (2x2)	LS (2x2)
10	2.1dB	5dB	1.1dB	3dB
11	2.3dB	4.9dB	1.3dB	3.2dB
12	2.5dB	4.8dB	1.4dB	3.3dB
13	2.6dB	4.6dB	1.6dB	3.3dB
14	2.7dB	4.5dB	1.7dB	3.1dB
15	2.7dB	4.3dB	1.7dB	2.9dB
16	2.8dB	4.3dB	1.7dB	3dB
17	3.2dB	4.3dB	1.8dB	3dB
18	3.6dB	4.4dB	1.8dB	2.8dB
19	4.2dB	4.7dB	1.7dB	2.7dB
20	4.7dB	5dB	1.6dB	2.4dB

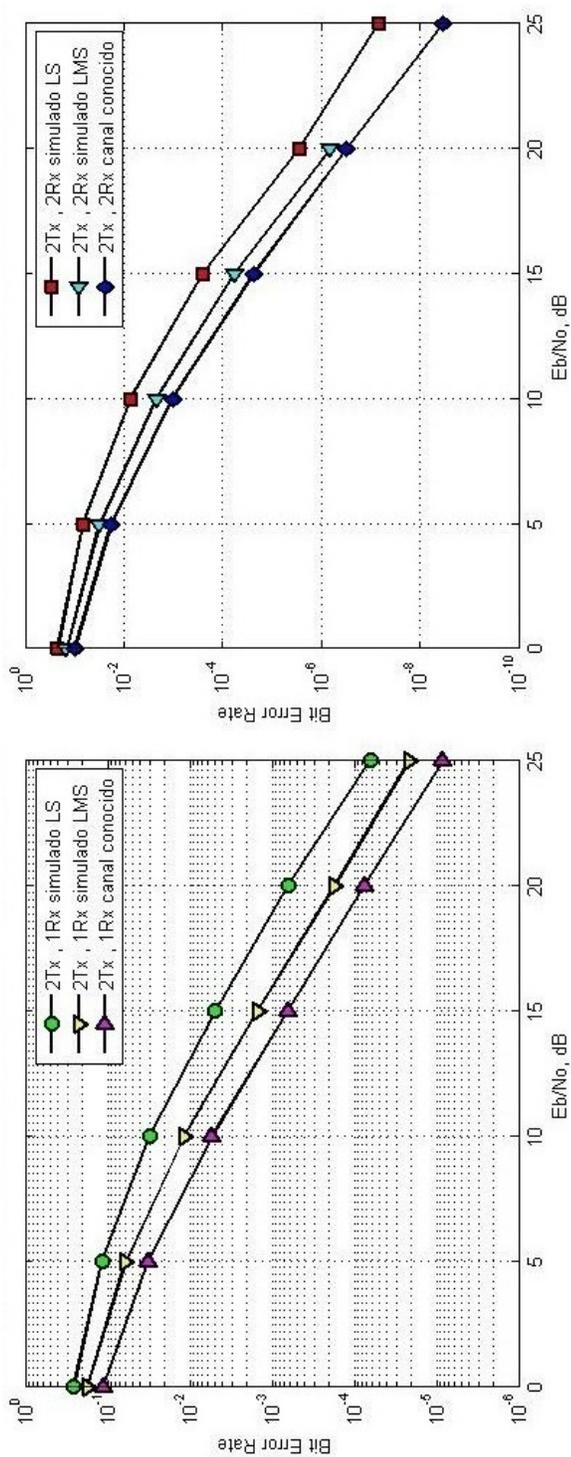


Figura 38. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.n el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS ($\mu = 0.125$) y LS.

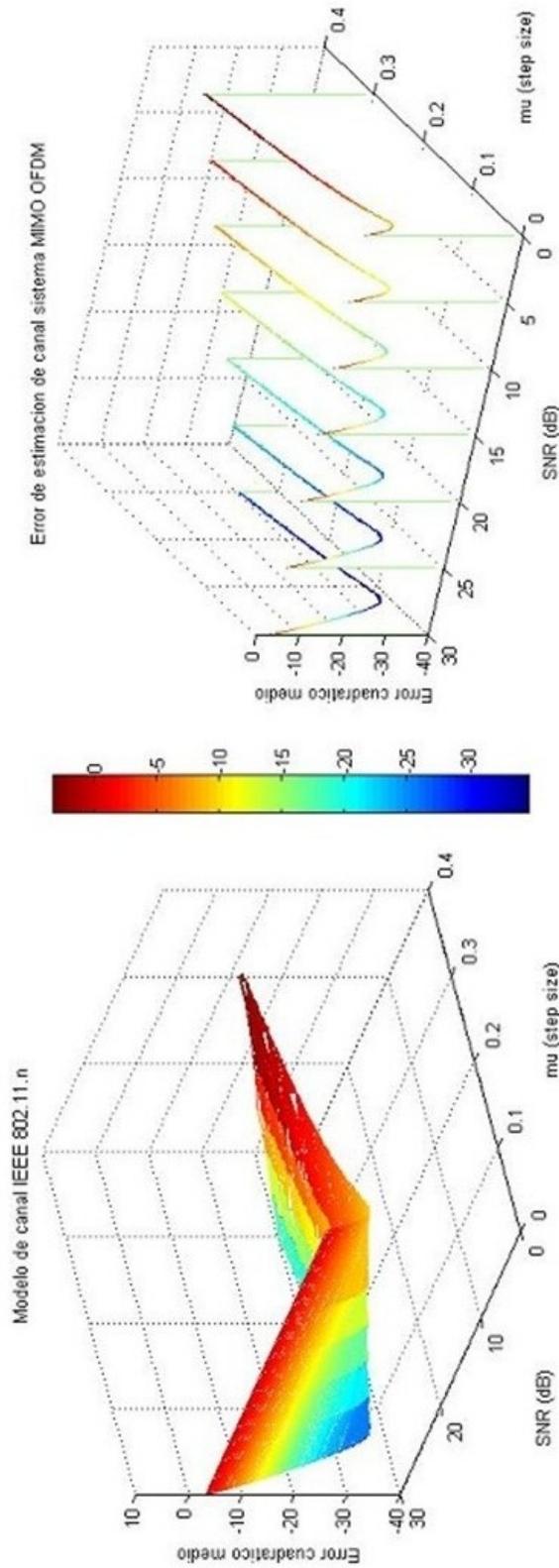


Figura 39. Error cuadrático medio de la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM utilizando el algoritmo de estimación LMS considerando un modelo de canal IEEE 802.11.n variando el SNR y el valor de μ .

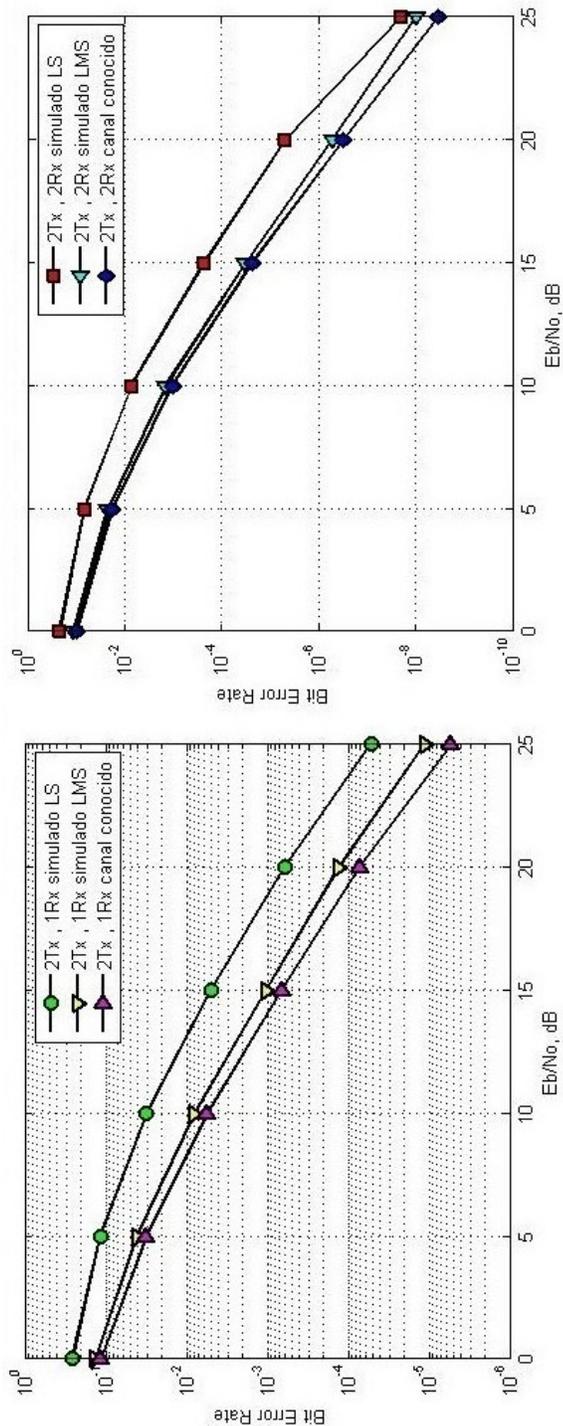


Figura 40. Bit Error Rate para un sistema MIMO OFDM utilizando un modelo de canal IEEE 802.11.n el cual es estimado haciendo uso de los algoritmos LMS (usando los valores de μ óptimos obtenidos de la figura 39) y LS.

Tabla VI. Comparación de pérdidas en SNR observadas en los BER obtenidos considerando el modelo de canal IEEE 802.11n

SNR	LMS (2x1)	LS (2x1)	LMS (2x2)	LS (2x2)
10	0.9dB	4.7dB	0.38dB	2.9dB
11	0.9dB	4.7dB	0.42dB	3dB
12	0.9dB	4.8dB	0.45dB	3.1dB
13	1dB	4.8dB	0.52 dB	3.2dB
14	1.1dB	4.9dB	0.56dB	3.2dB
15	1.1dB	5dB	0.6dB	3.2dB
16	1.2dB	5dB	0.65dB	3.2dB
17	1.2dB	4.9dB	0.75dB	3.2dB
18	1.2dB	4.8dB	0.8dB	3dB
19	1.3dB	4.7dB	0.9dB	2.7dB
20	1.3dB	4.6dB	1dB	2.5dB

Capítulo VI

CONCLUSIONES

VI.1 Conclusiones

En esta tesis se analizó y evaluó el rendimiento de una técnica de estimación de canal en un sistema MIMO OFDM (un sistema OFDM con diversidad en transmisión y recepción basada en codificación espacio-tiempo). Para ello se desarrolló una plataforma de simulación a través de Matlab. Cada una de las diferentes etapas que conforman el sistema propuesto fueron estudiadas y analizadas de manera individual para verificar su correcto funcionamiento.

Debido a que el objetivo principal de este trabajo de investigación se enfoca en evaluar la estimación de canal en un sistema MIMO OFDM usando el preámbulo de OFDM, se utilizó el algoritmo de estimación LMS (Least Mean Square) debido a su baja complejidad comparado con otros métodos, aunque este algoritmo no es el menos complejo se estableció un muy buen equilibrio entre su complejidad y su rendimiento, bajo todos los ambientes evaluados (diferentes modelos de canal). El algoritmo LMS mostró un mejor rendimiento que el algoritmo LS (Least Square), este último es menos complejo, pero como se mostró en los resultados presenta un rendimiento pobre en todos los ambientes.

La técnica de estimación usada en el presente trabajo se contempla utilizarla en ambientes de canal cuasi-estáticos (oficinas grandes o pequeñas) lo que implica que el canal tiene propiedades de desvanecimiento lento, esto se debe a que el algoritmo utilizado

hace uso de una estructura de símbolos pilotos tipo peine; debido a esto, la técnica de estimación LMS no es adecuada para ambientes con propiedades de desvanecimientos rápidos (ir viajando en un coche a una velocidad considerable).

De acuerdo con las pérdidas en SNR mostradas en las tablas III, IV, V y VI, el algoritmo LMS es una opción muy atractiva para usarse dentro del marco de los ambientes de canal estáticos y cuasi-estáticos ya que las curvas de probabilidad de bit erróneo obtenidas estimando el canal con el algoritmo LMS se apegan mucho a las que fueron obtenidas contemplando una estimación de canal perfecta (pérdidas pequeñas en SNR debido a estimación), con la excepción del modelo de canal IEEE 802.11.a/g en donde el rendimiento del algoritmo LMS a pesar de ser mejor que el del LS se encuentra considerablemente retirado de la curva obtenida contemplando estimación de canal perfecta.

Otro de los aspectos que es importante mencionar es que el rendimiento del algoritmo LMS está fuertemente ligado al parámetro μ que este utiliza en cada iteración con el fin de ir reduciendo el error de estimación del canal. En los resultados mostrados en el capítulo V se puede observar que en base a la selección del valor del parámetro μ se pueden obtener una gama de errores para el mismo escenario contemplando la misma SNR por lo que es muy importante encontrar los valores para los cuales el algoritmo obtendrá el mejor error de estimación para un ambiente dado.

Por último, cabe mencionar que el desarrollo del presente trabajo permitió comprender que en los sistemas de comunicaciones inalámbricas el estudio y la comprensión del canal radio móvil es una pieza fundamental a la hora de implementar y evaluar un modelo de simulación, ya que este permite obtener resultados más acordes a la realidad.

VI.2 Aportaciones

Las aportaciones derivadas de esta tesis se presentan a continuación:

- Se creó un entorno de simulación MIMO OFDM con los parámetros mencionados en el capítulo V.
- Se obtuvieron estadísticos de tasa de bit erróneo haciendo uso del algoritmo de estimación LMS en un sistema MIMO OFDM utilizando 64 sub-portadores (estándar IEEE 802.11a), existe un trabajo que contempla 1024 sub-portadoras y utiliza este mismo algoritmo.
- Se encontraron los valores óptimos del parámetro μ , el cual es utilizado en el algoritmo LMS para estimar los modelos de canal utilizados.
- Se presentan las tasas de bit erróneo contemplando distintos modelos de canal (dos rayos, exponencial, IEEE 802.11 a/g IEEE 802.11n), siendo que en los papers referentes a estimación de canal rara vez se hace mención de los modelos de canal que se utilizan.
- El presente trabajo se tiene pensado sea la base para un nuevo tema de tesis en el cual se implemente el algoritmo LMS en las tarjetas ETTUS research.
- Se presentan resultados numéricos de las pérdidas en SNR ocasionadas por cada algoritmo bajo los diferentes escenarios.

VI.3 Trabajo futuro

Debido a que el rendimiento del estimador LMS en la plataforma MIMO OFDM en la mayoría de los ambientes simulados se apegó mucho a los resultados óptimos que se

obtienen cuando se contempla una estimación de canal perfecta, quedan para trabajo futuro los siguientes temas:

Primero, se tiene contemplado darle seguimiento a este trabajo de tesis con otro tema en el cual se tenga como objetivo programar este algoritmo de estimación de canal en las tarjetas ETTUS Research las cuales ya han sido adquiridas, esto con el fin de comparar de forma experimental los resultados obtenidos en el trabajo presente.

Segundo, la estimación de canal en el presente trabajo se lleva a cabo en el dominio del tiempo, sin embargo el algoritmo LMS puede trabajar en el dominio de la frecuencia, por lo que utilizarlo en el dominio de la frecuencia y comparar su rendimiento así como su complejidad con el proceso de estimación en el dominio del tiempo sería interesante.

Por último, se propone utilizar el algoritmo bajo diferentes esquemas de la tecnología MIMO con el fin de observar los distintos rendimientos que éste ofrece y compararlos con los algoritmos de estimación que se usan actualmente en estos sistemas.

Referencias

- Alamouti, S. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, **16**(8): 1451–1458.
- Carsello, R., Meidan, R., Allpress, S., O'Brien, F., Tarallo, J., Ziesse, N., Arunachalam, A., Costa, J., Berruto, E., Kirby, R., *et al.* (1997). Imt-2000 standards: Radio aspects. *Personal Communications, IEEE*, **4**(4): 30–40.
- Chang, R. y Gibby, R. (1968). A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, **16**(4): 529–540.
- Chayat, N. (1996). Tentative criteria for comparison of modulation methods. *IEEE P802.11*, páginas 11–97.
- Cimini Jr, L. (1985). Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *Communications, IEEE Transactions on*, **33**(7): 665–675.
- Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., y Bahai, A. (2002). Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, **48**(3): 223–229.
- ETSI, E. (1995). 300 401, radio broadcasting systems; digital audio broadcasting (dab) to mobile, portable and fixed receivers. *European Standard (Telecommunications series), Valbonne, France*.
- ETSI, E. (2004). 300 744: Digital video broadcasting (dvb). *Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, **vol. 6**.
- ETSI, E. (2005). 201 980: Digital radio mondiale (drm). *System specification*, **vol. 2**.
- Foschini, G. (1996). Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, **1**(2): 41–59.
- Friis, H. (1946). A note on a simple transmission formula. *proc. IRE*, **34**(5): 254–256.
- Garg, V. (2000). *IS-95 CDMA and cdma2000: cellular/PCS systems implementation*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ.
- Glisic, S. y Makela, J. (2006). Advanced wireless networks: 4g technologies. En *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006 IEEE Ninth International Symposium on*, páginas 442–446. IEEE.

- Golden, G., Foschini, C., Valenzuela, R., y Wolniansky, P. (1999). Detection algorithm and initial laboratory results using v-blast space-time communication architecture. *Electronics letters*, **35**(1): 14–16.
- Goldsmith, A. (2005). *Wireless communications*. Cambridge University Press.
- Heiskala, J. y Terry, J. (2002). Ofdm wireless lans: a theoretical and practical guide. *Indianapolis, IN: Sams*, páginas 315–318.
- Hirosaki, B. (1981). An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform. *Communications, IEEE Transactions on*, **29**(7): 982–989.
- Hirosaki, B., Hasegawa, S., y Sabato, A. (1986). Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed qam technique. *Communications, IEEE Transactions on*, **34**(6): 587–592.
- Hsieh, M. y Wei, C. (1998). Channel estimation for ofdm systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, **44**(1): 217–225.
- Lau, H. y Cheung, S. (1994). A pilot symbol-aided technique used for digital signals in multipath environments. En *Communications, 1994. ICC'94, SUPERCOMM/ICC'94, Conference Record, 'Serving Humanity Through Communications.'* *IEEE International Conference on*, páginas 1126–1130, New Orleans, LA. IEEE.
- Paulraj, A., Nabar, R., y Gore, D. (2003). *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge University Press, primero edición.
- Rappaport, T. *et al.* (1996). *Wireless communications: principles and practice*, Vol. 207. Prentice Hall PTR New Jersey, segundo edición.
- Sklar, B. (1997). Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. i. characterization. *Communications Magazine, IEEE*, **35**(7): 90–100.
- Sklar, B. (2001). *Digital communications*. Prentice Hall.
- Stavroulakis, P. (2003). *Interference analysis and reduction for wireless systems*. Artech House Publishers.
- Stuber, G., Barry, J., Mclaughlin, S., Li, Y., Ingram, M., y Pratt, T. (2004). Broadband mimo-ofdm wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, **92**(2): 271–294.
- Tarokh, V., Jafarkhani, H., y Calderbank, A. (1999). Space-time block codes from orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions on*, **45**(5): 1456–1467.

- Tufvesson, F. y Maseng, T. (1997). Pilot assisted channel estimation for ofdm in mobile cellular systems. En *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, Vol. 3, páginas 1639–1643, Phoenix, USA. IEEE.
- Uddenfeldt, J. y Raith, A. (1992). Cellular digital mobile radio system and method of transmitting information in a digital cellular mobile radio system. US Patent 5,088,108.
- Van de Beek, J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S., y Borjesson, P. (1995). On channel estimation in ofdm systems. En *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, Vol. 2, páginas 815–819, Chicago, USA. IEEE.
- Van Nee, R., Prasad, R., y Van Nee, R. (2000). Ofdm for wireless multimedia communications. páginas 33–48.
- Wakefield, T., McNally, D., y Bowler, D. (2007). *Introduction to mobile communications: technology, services, markets*. Auerbach Publications.
- Wallace, J. y Jensen, M. (2002). Modeling the indoor mimo wireless channel. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, **50**(5): 591–599.
- Wang, H., Li, W., y Agrawal, D. (2005). Dynamic admission control and qos for 802.16 wireless man. En *Wireless Telecommunications Symposium, 2005*, páginas 60–66, OH, USA. IEEE.
- Weinstein, S. y Ebert, P. (1971). Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, **19**(5): 628–634.
- Wittneben, A. (1993). A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation. En *Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*, Vol. 3, páginas 1630–1634, Geneva , Switzerland. IEEE.