

TESIS DEFENDIDA POR  
**Jesús Aurelio Payán Piña**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

---

Dr. Jaime Sánchez García  
*Director del Comité*

---

Dr. Luis Armando Villaseñor González  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Pedro Negrete Regagnon  
*Miembro del Comité*

---

M.C. Raúl Tamayo Fernández  
*Miembro del Comité*

---

Dr. Luis Alejandro Márquez Martínez  
*Coordinador del programa de posgrado en  
Electrónica y Telecomunicaciones*

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales  
*Encargado del Despacho de la Dirección  
de Estudios de Posgrado*

13 de Octubre de 2008

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



---

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

---

**“TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO-OFDM ”**

TESIS

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

Presenta:

**JESÚS AURELIO PAYÁN PIÑA**

Ensenada, Baja California, México, Octubre de 2008.

**RESUMEN** de la tesis de **Jesús Aurelio Payán Piña**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en **Telecomunicaciones**. Ensenada, Baja California. Octubre 2008.

## **TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO-OFDM**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Jaime Sánchez García  
Director de Tesis

La creciente demanda que experimentan las radiocomunicaciones móviles exige a los sistemas proveer comunicación cada vez a más usuarios, tasas de transmisión cada vez más altas y una mejor calidad de servicio. No obstante, las limitaciones del espectro radioeléctrico y las condiciones adversas de propagación que caracterizan al canal radio móvil son factores críticos para el aumento de las capacidades de los sistemas, por lo que se requiere desarrollar técnicas de transmisión de mayor eficiencia espectral y mejores prestaciones en tasas de error, superando las contramedidas del canal radio. Uno de estos desarrollos es la combinación de sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) y tecnologías OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Por una parte MIMO permite aumentar significativamente la eficiencia de los sistemas de comunicaciones inalámbricos a través del uso de la dimensión espacial en canales ricos en multitrayectorias mediante el empleo de múltiples antenas en el transmisor y receptor mejorando drásticamente el rendimiento de estos sistemas y por otra OFDM permite la transmisión de datos sobre canales inalámbricos de banda ancha dado que permite descomponer el canal en muchos canales de banda angosta con respuesta plana. En estos sistemas una característica común es la suposición de que el receptor conoce perfectamente el canal. Sin embargo, en la vida real esto no es siempre posible, lo que ha motivado al desarrollo de una gran cantidad de técnicas para la estimación de canal.

En esta tesis se lleva a cabo el análisis y evaluación del rendimiento de una técnica de estimación de canal en un sistema OFDM con diversidad en el transmisor basado en codificación espacio frecuencia (*SFBC, Space Frequency Block Code*). El estudio se enfocó en el empleo de señales de referencia conocidas a priori en el receptor, debido a su habilidad para manejar las variaciones rápidas del canal a pesar de que introducen una reducción de la eficiencia espectral. De igual forma se propone una modificación a la estructura de posicionamiento de símbolos piloto con el objetivo de conservar un buen rendimiento, bajo consumo de energía y un bajo nivel de procesamiento, factores que establecen una serie de compromisos al momento de diseñar equipos de comunicaciones.

**Palabras Clave:** Estimación de canal, Sistemas de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO), Codificación espacio frecuencia, Símbolos pilotos.

**ABSTRACT** of the thesis presented by **Jesús Aurelio Payán Piña** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMUNICATIONS with orientation to TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. October 2008.

#### CHANNEL ESTIMATION TECHNIQUES FOR MIMO-OFDM SYSTEMS

The increasing demand that undergo the mobile radio communications claims to the systems to provide communication for an increasing number of users, higher transmission rate and better quality of service. Nevertheless, the limitations of the radio spectrum and the adverse conditions of propagation that characterize the mobile radio channel are critical factors for increasing the systems capabilities, that is why it is required to develop higher spectral efficiency transmission techniques with better error rates, overcoming the impairments of radio channel. One of these developments is the combination of MIMO systems (*multiple-input multiple-output*) and OFDM technologies (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). On one hand, MIMO allows a significant increase on the efficiency of wireless communications systems, through the use of the spatial dimension in multipath channels by using multiple antennas at the transmitter and receiver; this drastically improves the performance of these systems. On the other hand OFDM allows data transmission over wideband wireless channels, because it allows splitting the wideband channel into many narrow band channels with flat response.

In these systems a common characteristic is the assumptions that the receiver has a perfect channel knowledge. However, in the real life this is not always possible, this has motivated the development of a large number of channel estimation techniques. In this thesis the analysis and performance evaluation of a channel estimation technique in an OFDM system with diversity in the transmitter is developed, based on Space Frequency Block Coding (SFBC). We focus on the use of reference signals known a priori in the receiver, because of its ability to handle the rapid channel changes, despite introducing a reduction in spectral efficiency. Likewise, we propose a modification to the structure of pilot symbols positioning with the aim of preserving a good performance, low power consumption, and a low processing complexity, factors that establish a series of tradeoff at the time of designing communication systems.

**Key words:** Channel Estimation, *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), Space Frequency Coded, Pilot Symbol.

## Dedicatorias

Dedico la presente tesis a los seres que mas amo en este mundo, mis padres, que pese a la distancia siempre estuvieron conmigo, siendo los pilares más importantes de mi vida, quienes día a día hicieron que nunca me sintiera solo, demostrándome su amor, cariño y apoyo para seguir adelante.

*“Ni mucho, ni poco, solo lo necesario”*  
(Anónimo)

## Agradecimientos.

A Dios, ante todas las cosas,  
quien me dio fuerza y valor para salir adelante pese a las dificultades, iluminando cada  
paso de mi vida, por darme la salud y la esperanza para terminar este trabajo.

A mis padres Aurelio y Mercedes,  
seres únicos, por su apoyo incondicional para llevar a cabo esta difícil jornada.

A mi novia Daniela,  
a quien amo, que junto conmigo realizó un gran esfuerzo en este mi sueño.

A mis amigos  
Aldo, Armando, Baguira, Chuy, Horacio, Irwin, Israel, Josue, Ramiro, Victorino  
los cuales han estado conmigo todo este tiempo, mostrándome una verdadera y valiosa  
amistad.

Al Doctor Jaime Sánchez  
por el gran apoyo y la amistad que me brindó, a lo largo de este camino  
de mi formación no solo académica, sino como persona.

A los futuros doctores Jorge Flores y Leonel Soriano,  
por compartir su conocimiento conmigo e inspirar en mi admiración.

A mi comité de tesis,  
por su apoyo y colaboración para la realización del presente trabajo.

A todas las personas que han creído en mí.

Finalmente agradezco al CICESE como institución y también a CONACYT.

## CONTENIDO

	<b>Página</b>
<b>Resumen español</b> .....	i
<b>Resumen inglés</b> .....	ii
<b>Dedicatorias</b> .....	iii
<b>Agradecimientos</b> .....	iv
<b>Contenido</b> .....	v
<b>Lista de Figuras</b> .....	viii
<b>Lista de Tablas</b> .....	xiii
<b>Capítulo I. Introducción</b> .....	1
I.1 Introducción.....	1
I.2 Marco de referencia.....	2
I.3 Justificación.....	4
I.4 Objetivos generales.....	5
I.5 Objetivos particulares.....	5
I.6 Metodología.....	6
I.7 Organización de la tesis.....	7
<b>Capítulo II. Multicanalización por División de Frecuencias Ortogonales</b> .....	8
II.1 Introducción.....	8
II.2 Antecedentes.....	9
II.3 OFDM.....	11
II.4 Principios teóricos.....	12
II.4.1 Prefijo Cíclico.....	15
II.4.2 Trama OFDM.....	17
II.4.3 Diagrama a bloques de un sistema OFDM.....	18
<b>Capítulo III. Sistemas MIMO</b> .....	19
III.1 Introducción.....	19
III.2 Sistemas MIMO ( <i>Multiple Input Multiple Output</i> ).....	20
III.2.1 Metodologías y diversidad.....	21
III.2.1.1 Codificación espacio tiempo.....	23

## CONTENIDO (continuación)

	<b>Página</b>
<b>Capítulo III. Sistemas MIMO</b> .....	19
III.2.2.1.1 Codificación espacio tiempo Alamouti.....	23
III.3 Sistemas MIMO-OFDM.....	26
III.3.1 Modelo del sistema.....	27
III.3.1.1 Descripción del modelo.....	27
III.3.2 STBC/SFBC-OFDM.....	29
III.3.2.1 Codificación espacio tiempo STBC-OFDM.....	30
III.3.2.2 Codificación espacio frecuencia SFBC-OFDM.....	31
<b>Capítulo IV. Canal radio móvil</b> .....	32
IV.1 Introducción.....	32
IV.2 Aspectos de propagación en el canal radio.....	33
IV.3 Desvanecimientos de pequeña escala.....	34
IV.3.1 Mecanismos que influyen en los desvanecimientos de pequeña escala....	35
IV.3.1.1 Dispersión de la señal: Dominio del tiempo de retardo.....	35
IV.3.1.2 Dispersión de la señal: Dominio de la frecuencia.....	37
IV.3.1.3 Variación en tiempo del canal: Dominio del tiempo.....	38
IV.3.1.4 Variación en tiempo del canal: Dominio del desplazamiento Doppler...	39
IV.4 Modelado de canal radio multitrayectorias.....	40
IV.4.1 Estadísticas de desvanecimiento.....	41
IV.5 Simulación de canales con desvanecimiento multitrayectorias.....	42
IV.5.1 Modelo de referencia matemático.....	43
<b>Capítulo V. Estimación de canal</b> .....	47
V.1 Introducción.....	47
V.2 Estimación de canal en sistemas MIMO-OFDM.....	48
V.2.1 Métodos de estimación en sistemas MIMO-OFDM.....	48
V.2.1.1 Estimación de canal ciega.....	48
V.2.1.2 Estimación basada en entrenamiento.....	49
V.2.1.3 Estimación semi-ciega.....	50
V.3 Características de los símbolos pilotos.....	51
V.4 Proceso de estimación de canal.....	52
V.4.1 Extracción y estimación de símbolos pilotos.....	52
V.4.2 Interpolación del canal.....	53
V.4.1.1 Interpolación lineal.....	54
V.4.1.1.1 Interpolación lineal dominio de la frecuencia.....	54
V.4.1.1.2 Interpolación lineal dominio del tiempo.....	55
V.5 Problema de estimación en las subportadoras de los extremos.....	56
V.4.1 Propiedad de correlación entre subportadoras.....	57



## CONTENIDO (continuación)

	<b>Página</b>
<b>Capítulo VI. Modelo de simulación y análisis de resultados</b> .....	60
VI.1 Introducción.....	60
VI.2 Modelo del sistema.....	60
VI.2.1 Codificador Espacio-Frecuencia.....	61
VI.2.2 Decodificador Espacio-Frecuencia.....	62
VI.2.3 Estructura de símbolos pilotos.....	63
VI.2.3.1 Esquema A.....	63
VI.2.3.2 Esquema B.....	64
VI.2.4 Modelo de canal.....	65
VI.2.5 Calculo de la tasa de error de símbolo (SER) para sistemas SFBC-OFDM.....	70
VI.3 Análisis de resultados.....	71
VI.3. Resultados.....	73
VI.3.1.1 Evaluación del sistema con un canal no selectivo en frecuencia.....	73
VI.3.1.2 Evaluación del sistema con un canal selectivo en frecuencia.....	74
VI.3.1.3 Comparación del esquema A con el esquema B sobre diferentes PDP...	74
VI.3.1.4 Selectividad en frecuencia del canal sobre el esquema A y el esquema B.....	76
VI.3.1.5 Efecto de la naturaleza variante en el tiempo del canal.....	77
VI.3.1.6 Análisis del sistema con canales variantes en el tiempo.....	79
<b>Capítulo VII, Conclusiones</b> .....	83
VII.1 Conclusiones.....	83
VII.2 Trabajo futuro.....	85
<b>Referencias</b> .....	87

## LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>	<b>Página</b>
1. Espectro en frecuencia: (a) de las señales transmitidas, (b) de las señales recibidas.....	10
2. Concepto de la señal OFDM: (a) Técnica convencional multiportadora, y (b) Técnica de modulación multiportadora ortogonal.....	12
3. Modulador OFDM.....	13
4. Ejemplo de 4 subportadoras dentro de un símbolo OFDM.....	15
5. Espectro de subportadoras individuales.....	15
6. Ejemplo de la técnica “zero padding” y el prefijo cíclico.....	16
7. Representación tiempo/ frecuencia de un símbolo OFDM y una trama OFDM.....	17
8. Diagrama a bloques de un sistema OFDM.....	18
9. Diagrama a bloques: (a) Sistema SISO ( <i>Single Input Single Output</i> ), (b) Sistema MIMO ( <i>Multiple Input Multiple Output</i> ).....	21
10. Explotación de diversidad en sistemas MIMO en tres dominios.....	22
11. Esquema de diversidad en el transmisor de Alamouti.....	23
12. Diagrama esquemático de Alamouti.....	24
13. Sistema MIMO-OFDM, 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras.....	27

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<b>Página</b>
14.	Diagrama a bloques de un sistema STBC-OFDM.....	31
15.	Diagrama a bloques de un sistema SFBC-OFDM.....	31
16.	Características de los efectos de propagación en el canal radio.....	33
17.	Propagación multitrayectorias.....	34
18.	Mecanismos de desvanecimientos de pequeña escala en varios dominios.....	35
19.	Relación entre las funciones de correlación del canal y las funciones de densidad de potencia.....	36
20.	Relación entre el ancho de banda de coherencia y el ancho de banda de la señal.....	38
21.	Envolvente de desvanecimiento Rayleigh a una $f_c = 800$ MHz y $v=135$ Km/h.....	45
22.	Función de densidad de probabilidad.....	45
23.	Densidad espectral de potencia.....	46
24.	Estructura pilotos: (a) tipo bloque, (b) tipo peine.....	50
25.	Proceso de estimación de canal en el dominio de la frecuencia.....	52
26.	Proceso de interpolación lineal en el dominio de la frecuencia.....	54
27.	Proceso de interpolación lineal en el dominio del tiempo.....	55

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<b>Página</b>
28.	Problemática de subportadoras en los extremos.....	56
29.	Correlación de la <i>k-ésima</i> subportadoras con todas las demás, variando el número de trayectorias.....	59
30.	Diagrama a bloques del sistema MISO-OFDM desarrollado.....	61
31.	Esquema de posicionamiento A para dos antenas transmisoras y 8 subportadoras.....	64
32.	Esquema de posicionamiento B para dos antenas transmisoras y 8 subportadoras.....	64
33.	Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente de Área Rural, (b) para un ambiente de Área Rural normalizado en función de $f_s$ ..	69
34.	Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente Típico Urbano, (b) para un ambiente Típico Urbano normalizado en función de $f_s$ .	69
35.	Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente Urbano Malo, (b) para un ambiente Urbano Malo normalizado en función de $f_s$ ...	69
36.	Respuesta en frecuencia de un canal plano.....	72
37.	Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente de Área Rural.....	72
38.	Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente Típico Urbano.....	72
39.	Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente Urbano Malo.....	72

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	<b>Página</b>
40. Realización de canal $ H(f) $ sobre un perfil de retardo para un ambiente Típico Urbano, (a) $v=135$ Km/h y $f_d = 10$ Hz, (b) $v=135$ Km/h y $f_d=100$ Hz.....	72
41. Comparación entre valor teórico y conocimiento ideal del canal en el receptor utilizando un canal plano.....	73
42. Comparación entre el valor teórico y conocimiento ideal del canal en el receptor en un sistema SFBC-OFDM.....	74
43. Comparación entre los esquemas de posicionamiento piloto A y B sobre un modelo de canal COST 207 “RA”.....	75
44. Comparación entre los esquemas de posicionamiento piloto A y B sobre un modelo de canal COST 207 “TU”.....	75
45. Efecto de la selectividad en frecuencia sobre el esquema A.....	76
46. Efecto de la selectividad en frecuencia sobre el esquema B.....	76
47. Efecto de la naturaleza en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 “TU”.....	77
48. Envolvente con desvanecimiento Rayleigh para una velocidad de 13.5 Km/h y frecuencia Doppler de 10 Hz.....	78
49. Envolvente con desvanecimiento Rayleigh para una velocidad de 135 Km/h y frecuencia Doppler de 100 Hz.....	78
50. Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 “RA”.....	80

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<b>Página</b>
51.	Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 “TU” .....	81
52.	Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 “BU” .....	81

## LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I.	Perfil de retardo de potencia para modelo de Área Rural.....	65
II.	Perfil de retardo de potencia para modelo Típico Urbano.....	66
III.	Perfil de retardo de potencia para modelo Urbano Malo.....	66
IV.	Perfil de retardo de potencia para modelo de Área Rural COST 207 normalizado.....	68
V.	Perfil de retardo de potencia para modelo Típico Urbano COST 207 normalizado.....	68
VI.	Perfil de retardo de potencia para modelo Urbano Malo COST 207 normalizado.....	68
VII.	Valores de tiempo de coherencia para diferentes velocidades.....	79

#### I.1 Introducción

No cabe duda de que en los últimos años el avance de los sistemas de comunicaciones radio ha impactado profundamente en la sociedad, teniendo como consecuencia un aumento de la demanda de este tipo de servicios y de su calidad. Dicha evolución ha obligado a pensar en sistemas y diseños cada vez más sofisticados capaces de soportar velocidades cada vez mayores y entornos cada vez más hostiles, donde los desvanecimientos del canal son muy fuertes y/o los niveles de interferencias pueden ser muy elevados debido al aumento del número de usuarios.

Entre los diferentes aspectos que se deben considerar a la hora de diseñar tales sistemas, se pueden mencionar:

- Incremento del número de personas que demandan los servicios de comunicación inalámbrica.
- Incremento en la demanda de áreas de cobertura más amplias.
- Incremento de la demanda de servicios móviles, servicios de mayor calidad y, además, altas tasas de bits.
- Incremento de la demanda de terminales móviles con baterías más ligeras y tiempos de vida mayores.

Sin embargo, tratar de mejorar todos estos aspectos de manera simultánea es extremadamente difícil.



## I.2 Marco de referencia

De cara a afrontar todas estas nuevas necesidades y requisitos técnicos, han sido desarrolladas nuevas teorías y aplicaciones de tecnologías inalámbricas por miles de investigadores e ingenieros en todo el mundo. Especialmente durante la última década, la industria de las comunicaciones radio móviles ha crecido de manera exponencial.

Un factor crítico para el desarrollo de estas tecnologías ha sido las limitaciones del medio físico, las cuales crean un reto técnico para las comunicaciones inalámbricas fiables. Por tal razón, las técnicas que mejoran la eficiencia espectral y superan diversos inconvenientes del canal, tales como el desvanecimiento y las interferencias, han hecho una enorme contribución al crecimiento en esta área.

Uno de estos grandes desarrollos es la combinación de sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) y tecnologías OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), la cual recientemente ha adquirido una gran atención en las principales industrias del sector y la comunidad académica activa, siendo considerado como un fuerte candidato para los sistemas inalámbricos de banda ancha de 4G (cuarta generación).

Por una parte la técnica MIMO ofrece un aumento en la capacidad de los sistemas y proporciona diversidad en un ambiente con desvanecimientos debido a que toma la ventaja de múltiples antenas separadas espacialmente, mientras que por la otra, un sistema OFDM es apropiado para la transmisión de datos sobre canales inalámbricos de banda ancha dado que es robusto a los severos desvanecimientos debidos a las multitrayectorias.

Uno de los retos en la aplicación práctica de estos sistemas, es la estimación de canal, dado que una imperfecta estimación de este degrada el desempeño del sistema de manera significativa.

La estimación de canal es una función importante y necesaria para los receptores inalámbricos modernos. Es bien conocido que el grado del conocimiento del canal es un factor crucial para la cancelación de interferencias (tales como la interferencia inter-simbólica y la interferencia entre portadoras).

En los sistemas OFDM la estimación de canal ha sido bien estudiada en la literatura [Van de Beek, 1995; Edfors, 1998; Hsieh, 1998; Negi, 1998; Li, 2000; Coleri, 2002], sin embargo, su extensión a sistemas MIMO se vuelve una tarea mas complicada debido a que en estos, al estimar la información de estado del canal (*CSI, Channel State Information*) para un par de antenas transmisora y receptora, las señales de las otras antenas transmisoras se convierten en interferencia, lo que perturba la exactitud del proceso de estimación.

La información del estado del canal puede ser obtenida a través de dos tipos de métodos. Uno es llamado estimación de canal ciega [Liu, 2001; Bölcskei, 2002; Yatawatta, 2004], la cual explora la información estadística del canal y ciertas propiedades de las señales transmitidas. El otro se basa en la inserción de señales en el transmisor conocidas a *priori* en el receptor para determinar el efecto perjudicial del canal.

### **I.3 Justificación**

Como se ha mencionado, el reciente desarrollo en las técnicas de diversidad, especialmente la diversidad en el transmisor para canales MIMO, y su combinación con sistemas OFDM ha despertado un gran interés en los últimos años.

Sin embargo, una característica común en este tipo de sistemas es la suposición de que el receptor conoce perfectamente la información de estado del canal (*CSI*). Evidentemente, esto nunca sucede en la práctica, en donde el canal suele ser estimado mediante la transmisión de una secuencia de pilotos gracias a sus ventajas sobre los esquemas de estimación ciega, lo que se traduce en una reducción de la eficiencia espectral, e incluso en estimaciones poco precisas debido al ruido y al limitado número de pilotos disponibles.

A su vez, el desarrollo de estas tecnologías conllevan a un incremento en la complejidad del hardware, el procesamiento de la señal, el consumo de energía y a una reducción en el tamaño de los componentes tanto en el transmisor como en el receptor, lo que limita su desarrollo debido a que las unidades remotas (tales como los teléfonos celulares) deben seguir presentando un tamaño reducido para su aceptación en el mercado. Por lo que es necesario conservar su simplicidad de operación, costo y baja complejidad en su diseño.

Por tal razón, el presente trabajo de investigación se enfoca en la estimación de canal, buscando mantener una buena eficiencia espectral, baja complejidad y un desempeño aceptable dentro de estos sistemas.

## **I.4 Objetivos generales**

- Desarrollar una plataforma de simulación en Matlab, que permita analizar y evaluar el desempeño de la estimación de canal en un sistema MIMO-OFDM.

## **I.5 Objetivos particulares**

- Simulación y análisis de un modelo de canal radio selectivo en frecuencia, variante en el tiempo.
- Simulación y análisis de un sistema MIMO-OFDM con diversidad en el transmisor basado en la codificación espacio frecuencia, usando dos antenas transmisoras y una sola antena receptora.
- Implementación de una estructura de posicionamiento de símbolos pilotos tipo peine (*Comb type*) así como una variación de esta en un sistema SFBC-OFDM.
- Evaluación de ambas estructuras a través de un canal selectivo en frecuencia usando perfiles de retardo de potencia de acuerdo a los ambientes que se describen en los modelos de canal COST 207.
- Evaluación de ambas estructuras en un canal variante en el tiempo.

## I.6 Metodología

Se simuló un sistema OFDM con diversidad en el transmisor basado en codificación espacio-frecuencia (*SFBC, Space Frequency Block Coded*). La diversidad en el transmisor es una técnica efectiva para combatir desvanecimientos en las comunicaciones inalámbricas móviles, especialmente cuando la diversidad en el receptor es muy costosa o poco viable.

De igual forma se propuso una estructura de inserción de símbolos pilotos de tipo *Comb type* con una reducción en la inserción del número pilotos en el dominio del tiempo, con la finalidad de disminuir el consumo de energía; factor importante en el diseño de los equipos receptores móviles. Posteriormente se utilizó el algoritmo de estimación de mínimos cuadrados en el dominio de la frecuencia (para obtener la información del estado del canal en las señales pilotos), después se aplicó un algoritmo de interpolación lineal en las subportadoras de datos para obtener el estimado de estas.

## **I.7 Organización de la tesis**

En el capítulo II se proporciona la base teórica de la técnica de modulación digital OFDM, cubriendo los aspectos más importantes para facilitar la comprensión de los capítulos subsecuentes.

En el capítulo III se proporciona una descripción general de los sistemas MIMO, así como la combinación con OFDM para permitir la codificación STBC-OFDM y SFBC-OFDM.

En el capítulo IV se explican los principales parámetros que determinan el comportamiento del canal radio y se describe el método para simular el canal utilizado en el presente trabajo.

En el capítulo V se presentan las principales técnicas de estimación de canal, haciendo una descripción detallada de cada una de las etapas que constituyen el proceso de estimación.

En el capítulo VI se proporciona una descripción a fondo de la plataforma SFBC-OFDM, a la vez se evalúa y analiza el desempeño de la estimación de canal en dicha plataforma.

En el capítulo VII se presentan las conclusiones y trabajo futuro basado en los resultados obtenidos de la evaluación del presente trabajo de investigación.

# MULTICANALIZACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS ORTOGONALES

---

## II.1 Introducción

La Multicanalización por División de Frecuencias Ortogonales (*OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ha atraído mucho la atención en los últimos años y es 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.

En OFDM, todo el ancho de banda de la señal es dividido en varios subcanales de banda angosta o subportadoras ortogonales y la señal es transmitida de forma paralela a través de estas bandas experimentando un desvanecimiento casi plano (*flat fading*). Esto reduce la interferencia intersimbólica (*ISI, Inter Symbol Interference*) y evita la necesidad de una ecualización compleja, por lo tanto la tarea de estimación de canal/ecualización se simplifica. Además, su estructura permite una eficiente implementación en hardware usando la FFT (*Fast Fourier Transform*).

Ha sido adoptado por varios estándares, entre los cuales figuran WiMAX IEEE 802.16, WiFi IEEE 802.11a/g, los estándares europeos ETSI en 300 744 (Digital Audio

Broadcasting Terrestrial, DVB-T), ETSI en 300 401 (Digital Audio Broadcasting, DAB) y ETSI en 201 980 (Digital Radio Modiale, DRM), así como servicios inalámbricos multimedia tales como Japanese Multimedia Mobile Access Communications.

En este capítulo se proporciona una base teórica sobre la técnica de transmisión OFDM, 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 y por ultimo se revisa un diagrama a bloque de un sistema OFDM clásico.

## II.2 Antecedentes

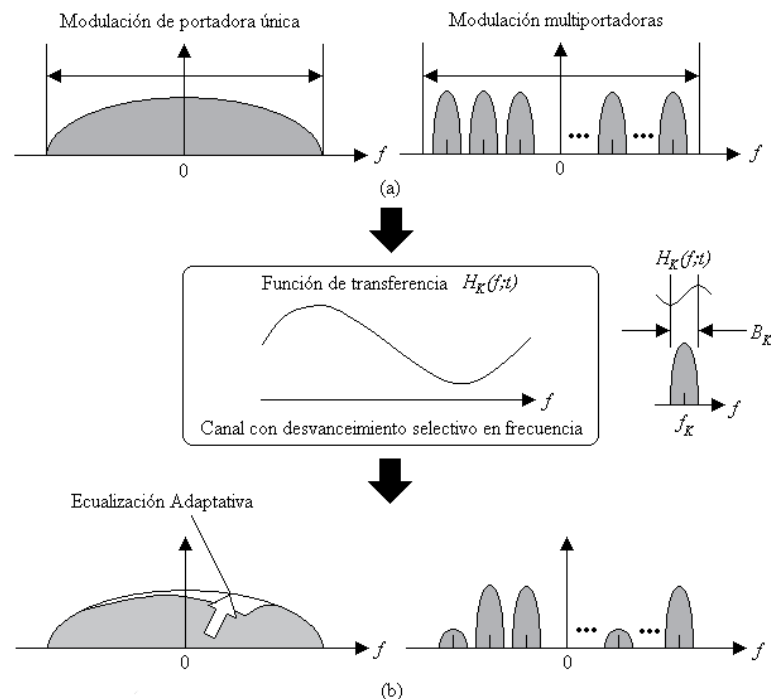
En un sistema de modulación de portadora única, los datos son enviados de forma serial a través del canal, modulando una sola portadora a una tasa de baud de  $R$  símbolos por segundo. En un canal con desvanecimientos multitrayectoria, el tiempo de dispersión puede ser muy grande comparado con el tiempo de símbolo, lo que da como resultado ISI, y la necesidad de un ecualizador complejo para compensar la distorsión introducida por el canal. Con el fin de tener un canal libre de ISI, el tiempo de símbolo  $T_s$  tiene que ser más grande que el esparcimiento del retardo del canal. Para canales de banda ancha, los cuales proporcionan tasas de datos más altas necesarias para las aplicaciones actuales, el tiempo de símbolo es normalmente mucho mas pequeño que el esparcimiento del retardo, por lo tanto la interferencia intersimbólica es severa. Con el fin de hacer frente a este problema, surge la modulación de portadoras múltiples.

La idea básica de modulación de portadoras múltiples fue introducida y patentada a mediados de los años 60, donde el ancho de banda disponible  $B_w$  es dividido en  $N_{sc}$  subcanales de frecuencia no traslapados, comúnmente llamadas subportadoras (cada una con un ancho de  $\Delta_f = B_w / N_{sc}$ ). Cada subcanal es modulado con un símbolo individual, y luego los  $N_{sc}$  subcanales son multiplexados en frecuencia. Esto es una buena técnica para



evitar el traslape espectral y eliminar la interferencia entre canales, sin embargo esto nos conduce a un uso ineficiente del ancho de banda espectral.

Por tal razón, para asegurar una alta eficiencia espectral, la idea propuesta a mediados de los 60's fue usar datos paralelos y *Multicanalización por División de frecuencias* (FDM, *Frequency Division Multiplexing*) con subcanales traslapados, para evitar el uso de una alta velocidad de equalización, combatir el ruido impulsivo y la distorsión multitrayecto, así como aprovechar plenamente el ancho de banda disponible. La figura 1 muestra y compara la modulación *SCM* (Single Carrier Modulation) y *MCM* (Multi Carrier Modulation). Donde,  $B_{SCM}$  y  $B_{MCM}$  denotan los anchos de banda de las señales SCM y MCM, respectivamente. Para MCM,  $f_k$ ,  $F_k(f;t)$ ,  $N_{sc}$  y  $\Delta f$  denotan la frecuencia en la  $k$ -ésima subportadora, el espectro en frecuencia de la forma del pulso en la  $k$ -ésima subportadora, el número total de subportadoras y la separación entre subportadoras, respectivamente.



**Figura 1: Espectro en frecuencia: (a) de las señales transmitidas, (b) de las señales recibidas.**

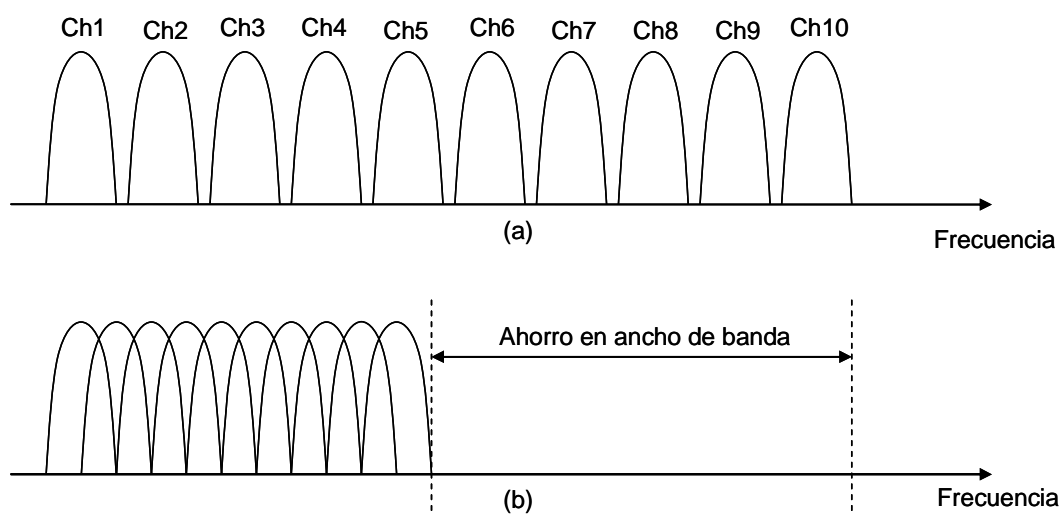
El concepto de usar la transmisión de datos paralelos y multicanalización por división de frecuencia se publicó a mediados de 1960 [Salzberg, 1967]. Algunos principios de desarrollo se remontan a la década de 1950 [Moiser, 1958]. Una patente norteamericana fue presentada y publicada en Enero de 1970 (U.S patent).

## **II.3 OFDM**

La Multicanalización por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) pertenece a una familia de esquemas de transmisión llamada modulación multiportadora. La idea de las comunicaciones multiportadoras es la de dividir el ancho de banda total de la señal en un número de subportadoras, en donde la información se transmite a una tasa menor en cada una de ellas. A diferencia de los esquemas de modulación de portadoras múltiples convencionales en los cuales el espectro de cada subportadora no se traslapa y se usa un filtrado pasa bandas para extraer la frecuencia de interés, en OFDM el espaciamiento en frecuencia entre las subportadoras es seleccionado de manera tal que sean matemáticamente ortogonales a cada una de las demás sobre la duración del símbolo. A pesar de que el espectro muestra a las subportadoras traslapadas, estas pueden ser extraídas individualmente mediante el procesamiento banda base. Esta propiedad de traslape hace que OFDM presente una mayor eficiencia espectral que los esquemas de comunicación de portadoras múltiples convencionales.

Los esquemas de modulación de portadoras múltiples eliminan o reducen la ISI haciendo el tiempo de símbolo lo suficientemente grande para que los retrasos introducidos por el canal sean una fracción insignificante de la duración del símbolo. Por lo tanto, en los sistemas de altas tasas de datos en los que la duración del símbolo es pequeña (inversamente proporcional a la tasa de datos), dividir el flujo de datos en muchos flujos paralelos incrementa la duración del símbolo de cada flujo de manera tal que el esparcimiento en el retraso es solo una pequeña fracción de la duración del símbolo.

Para entender de forma más clara la manera en que OFDM trabaja, la figura 2 muestra la diferencia entre OFDM y la técnica de multiportadora no traslapada convencional.



**Figura 2:** Concepto de la señal OFDM: (a) Técnica convencional multiportadora, y (b) Técnica de modulación multiportadora ortogonal.

En la figura 2 se puede observar que con el fin de implementar la transmisión de datos paralela convencional mediante FDM, se debe introducir un intervalo de guarda entre las diferentes portadoras para eliminar la interferencia entre canales (*ICI, Inter Channel Interference*). Esto conlleva a un uso ineficiente de los recursos del espectro, mientras que en OFDM se tiene un ahorro del 50% del ancho de banda disponible.

## II.4 Principios Teóricos

OFDM es una técnica de señalización en la que, típicamente, bloques de datos de un mismo usuario se transmiten sobre múltiples subportadoras ortogonales. El proceso de transmisión en OFDM se puede resumir en dos pasos. En el primer paso los datos en forma de bits, o arreglos de bits denominados símbolos, se agrupan en bloques de  $N_{sc}$  datos. En el segundo paso los datos que contiene cada bloque se emplean para modular a un grupo de  $N_{sc}$  subportadoras ortogonales siguiendo una relación uno a uno tal como se muestra en la figura 3; posteriormente las  $N$  subportadoras moduladas se transmiten simultáneamente, obteniéndose así un símbolo OFDM en banda base.

Suponiendo que los datos están codificados como símbolos complejos (BPSK, QPSK, ó QAM), un símbolo OFDM en banda base puede representarse como:

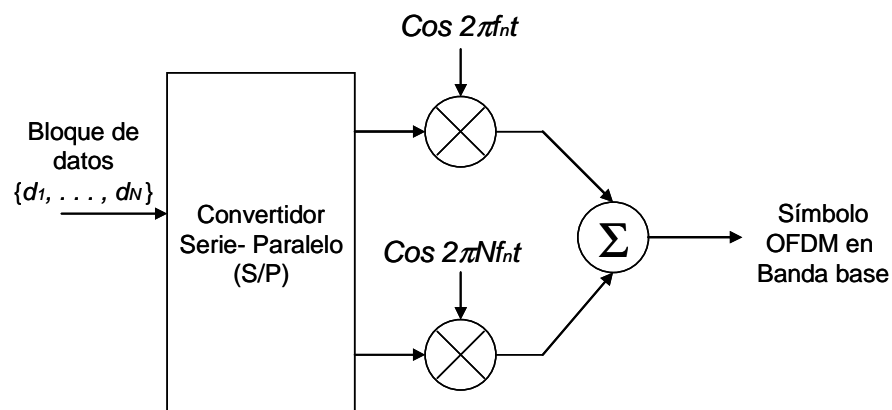
$$S_{ofdm}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N_{sc}} d_n e^{j2\pi f_n t} \right\} \quad 0 \leq t \leq T_s; \quad (1)$$

En donde  $d_n$  es el símbolo complejo ( $d_n = a_n + jb_n$ ) que modula a la  $n$ -ésima subportadora;  $N_{sc}$  es el número de subportadoras ortogonales;  $T_s$  es la duración temporal del símbolo OFDM y  $f_n$  es la frecuencia fundamental ( $f_n = 1/T_s$ ).

En la literatura, a menudo se usa la notación equivalente banda base compleja, la cual está definida por (2):

$$S_{ofdm}(t) = \sum_{n=1}^{N_{sc}} d_n e^{j2\pi \frac{nt}{N}} \quad 0 \leq t \leq T_s; \quad (2)$$

En la ecuación (2), la parte real e imaginaria corresponden a la componente en fase y cuadratura de señal OFDM, la cual tiene que ser multiplicado por un seno y un coseno de la frecuencia portadora deseada para producir una señal OFDM final.



**Figura 3: Modulador OFDM.**

Implementar un sistema OFDM resulta complicado y poco práctico cuando el número de subportadoras  $N_{sc}$  es grande, ya que se requerirían  $N_{sc}$  moduladores y  $N_{sc}$  demoduladores, además del problema que implica poner a punto al banco de osciladores locales. Una alternativa eficiente, que reduce la complejidad de un sistema OFDM, se implementa en el dominio discreto y sustituye a los bancos de moduladores y demoduladores analógicos por dispositivos de procesamiento digital de señales (DSPs) que calculan la transformada inversa de Fourier Discreta del bloque de datos. La idea es la siguiente [Cimini, 1985]:

Al aplicar la DFT inversa (IDFT) al vector de  $N$  datos  $\mathbf{d} = (d_0, \dots, d_{N-1})^T$ ,  $\{.\}^T$  denota la transpuesta, se obtiene un vector  $\mathbf{s} = (s_0, \dots, s_{N-1})^T$  cuyo  $k$ -ésimo elemento está dado por:

$$s_k = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n=0}^{N_{sc}-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t_k}; k=0, \dots, N_{sc}-1 \quad (3)$$

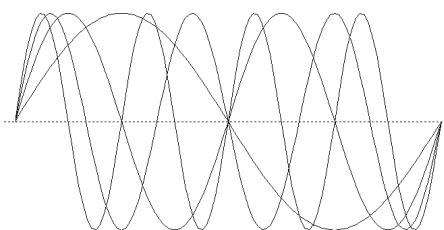
en donde:

$$f_n = \frac{1}{N\Delta t}, \quad (4)$$

$$t_k = k\Delta f, \quad (5)$$

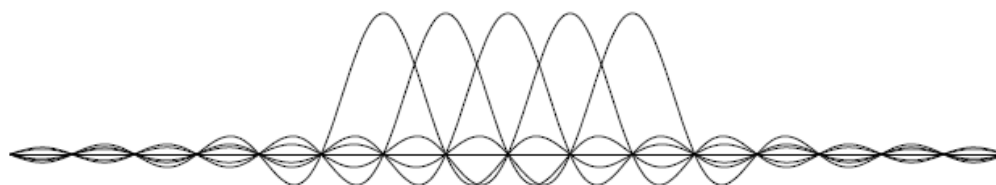
Para efectos prácticos conviene suponer que  $\mathbf{d}$  está en el dominio de la frecuencia y que  $\mathbf{s}$  está en el dominio del tiempo. Así,  $\Delta t$  es un intervalo de tiempo que corresponde al periodo de muestreo del símbolo OFDM discreto.

La figura 4 muestra 4 subportadoras de una señal OFDM. Todas las subportadoras tienen la misma fase y amplitud, pero en la práctica las amplitudes y fases pueden ser moduladas de manera diferente para cada una de ellas. Como se puede observar cada subportadora tiene un número entero de ciclos en el intervalo  $T_s$ , y el número de ciclos entre subportadoras adyacentes difiere por exactamente uno. Esta propiedad es tomada en cuenta para la ortogonalidad entre subportadoras.



**Figura 4: Ejemplo de 4 subportadoras dentro de un símbolo OFDM**

En la figura 5 se puede observar el espectro de subportadoras individuales traslapadas. Como se puede ver, en el punto máximo de cada espectro de subportadora, todos los espectros de las demás subportadoras son cero.



**Figura 5: Espectro de subportadoras individuales**

#### **II.4.1 Prefijo Cíclico**

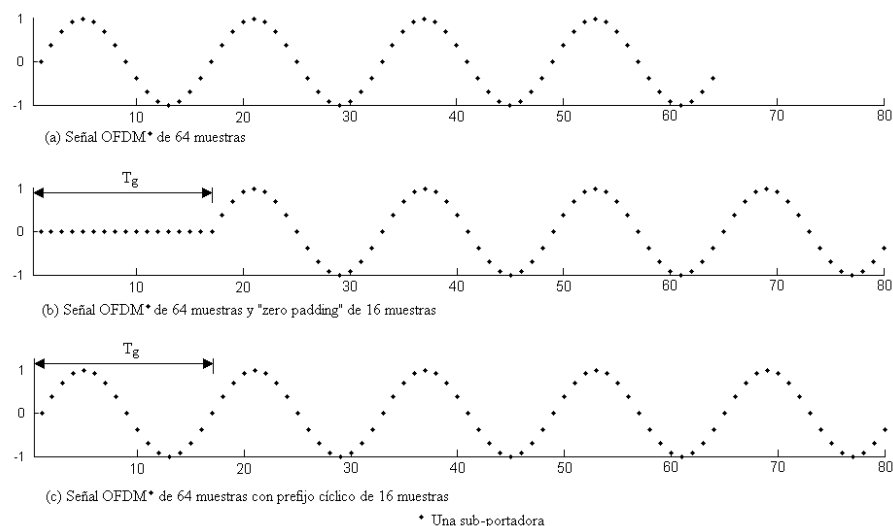
Cuando la transmisión de una señal OFDM se hace en un canal muy dispersivo, como es el caso de ambientes interiores, la señal experimenta ISI, esto a su vez provoca que existan cambios en las subportadoras, lo cual se traduce en una pérdida de ortogonalidad, y entonces se tiene el problema de interferencia interportadoras (ICI).

Uno de los principales atractivos de OFDM está en su resistencia a la selectividad del canal en frecuencia. Cuando el número de subportadoras aumenta, la duración del símbolo OFDM,  $T_s$ , llega a ser más grande comparada con la respuesta al impulso del canal ( $\tau_{max}$ ) y la cantidad de ISI es reducida.

Sin embargo, para eliminar la ISI casi por completo, se introduce un tiempo de guarda por cada símbolo OFDM. El tiempo de guarda es elegido de manera tal que su duración  $T_g$  sea

mayor que el retardo máximo (*maximum excess delay*) introducido por el canal, con el fin de que las componentes multitrayectorias de un símbolo no puedan interferir con el símbolo siguiente. Una forma de agregar ese tiempo de guarda consiste en incluir un grupo de muestras de valor cero (*zero padding*) al vector de muestras temporales del símbolo OFDM antes de la conversión D/A. En el receptor se eliminan las muestras correspondientes al tiempo de guarda antes de calcular la DFT.

No obstante, debido a la propagación multitrayectorias que se presenta en el canal inalámbrico, la técnica *zero padding* destruye la ortogonalidad entre las subportadoras produciéndose así ICI. Una solución que permite eliminar la interferencia intersímbolos consiste en insertar una copia de las últimas  $T_g/\Delta_t$  muestras del símbolo OFDM en el espacio destinado al tiempo de guarda; de esta manera se garantiza que las subportadoras del símbolo OFDM conserven su ortogonalidad. Obviamente el tiempo de guarda incrementa la duración del símbolo OFDM, por lo que éste se convierte en  $T_{ofdm}=(N+T_g/\Delta_t)*\Delta_t$ . La figura 6 ejemplifica los conceptos de tiempo de guarda, zero padding y de prefijo cíclico e ilustra la ubicación que tiene el tiempo de guarda en el símbolo OFDM.



**Figura 6.- Ejemplo de la técnica "zero padding" y del prefijo cíclico.**

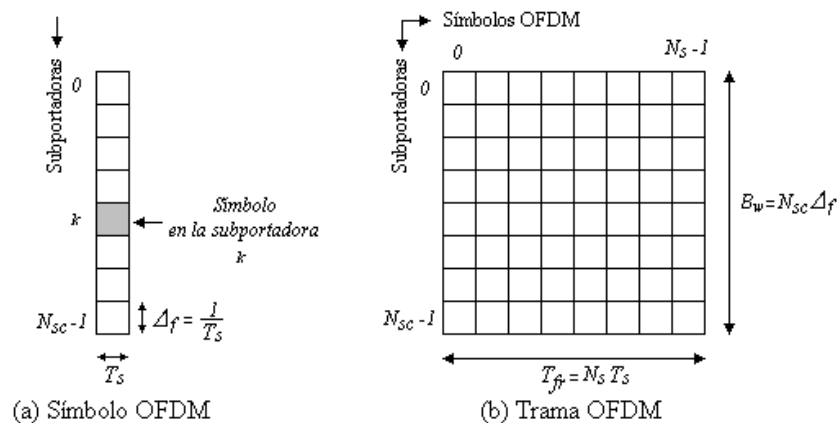
La adición de un intervalo de guarda implica una pérdida de potencia y un decremento en la eficiencia de ancho de banda. La cantidad de potencia desperdiciada depende de que tan grande sea la fracción del intervalo de guarda comparado con la duración del símbolo OFDM. Por lo tanto, cuanto mayor sea el periodo de símbolo (para una tasa de datos dada, esto significa mayor número de subportadoras), la pérdida de potencia y eficiencia de ancho de banda será menor.

El beneficio obtenido por la adición de un prefijo cíclico es doble. Primero, este evita la ISI actuando como una banda de guarda entre dos símbolos sucesivos. Segundo, convierte la convolución lineal con la respuesta al impulso en una convolución cíclica.

#### II.4.2 Trama OFDM

La representación tiempo/frecuencia de un símbolo OFDM es mostrado en la figura 7. Un bloque de símbolos OFDM subsecuentes, donde la información transmitida dentro de estos símbolos OFDM va junta, i.e, debido a la codificación y/o dispersión en el tiempo y la frecuencia, se conoce como trama OFDM. Una trama OFDM consiste de  $N$  símbolos OFDM con una duración de trama:

$$T_{fr} = N_s T_s \quad (6)$$



**Figura 7: Representación tiempo/frecuencia de un símbolo OFDM y una trama OFDM**



### II.4.3 Diagrama a bloques de un sistema OFDM

En la figura 8 se presenta un diagrama a bloques de un sistema OFDM.

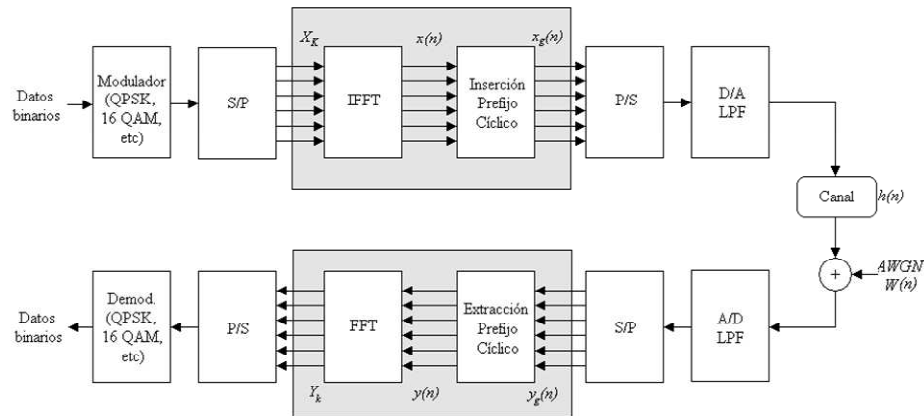


Figura 8: Diagrama a bloques de un sistema OFDM

Tal como se muestra en el diagrama, los bits que genera la fuente de información son aplicados a la entrada como un flujo serial de datos binarios. Posteriormente estos son “mapeados” usando una técnica de modulación apropiada (QPSK, 16 QAM), la cual convierte el flujo de datos en un flujo de datos multinivel, es decir, la entrada binaria será transformada en una señal multinivel reduciendo la tasa de símbolo de acuerdo a la ecuación (7), donde  $R$  es la tasa de bit del flujo de datos en bits/seg.

$$D = \frac{R}{\log_2 M} \text{ Símbolos/seg.} \quad (7)$$

Posteriormente se realiza una conversión serie a paralelo de los símbolos modulados. Este flujo de datos es luego sujeto a la IFFT obteniéndose así el símbolo OFDM definido en la sección anterior. Después del bloque de la IFFT, es insertado un intervalo de guarda para suprimir la ISI causada por la distorsión multitrayectoria (El número de muestras del prefijo cíclico,  $N_{CP}$ , está dado como  $N_{CP} = T_g/\Delta_t$ ). Después el símbolo OFDM se transforma del dominio discreto al dominio continuo. Finalmente el símbolo OFDM continuo en banda base modula a una portadora de frecuencia intermedia (IF) que posteriormente modulará a la portadora de radiofrecuencia. En el receptor se lleva a cabo el procedimiento inverso.

### SISTEMAS MIMO

---

#### III.1 Introducción

La tecnología inalámbrica es uno de los desarrollos tecnológicos más rápidos de nuestros tiempos. Este desarrollo ha presentado grandes retos para los ingenieros en comunicaciones, a medida que la demanda de un incremento en la capacidad de transmisión crece de manera impresionante. En esta área muchos de los retos surgen de la exigente naturaleza del medio físico así como la complejidad de las redes dinámicas. Dicha naturaleza hace que el medio físico sea un medio desafiante.

Por otra parte, en estos sistemas el principal problema es de los desvanecimientos (fluctuación aleatoria en la ganancia del canal) inducidos por las múltiples trayectorias, las cuales surgen debido a la dispersión de las señales transmitidas por objetos entre el transmisor y el receptor. Las dispersiones multitrayectoria son comúnmente vistas como impedimentos para las comunicaciones inalámbricas. Sin embargo, estas pueden verse como una oportunidad para mejorar significativamente la capacidad y la fiabilidad de tales sistemas.

Mediante el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor en sistemas inalámbricos, los canales ricos en dispersiones pueden ser explotados para crear una multiplicidad de enlaces paralelos sobre la misma banda de radio.

### **III.2 Sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple-Output*)**

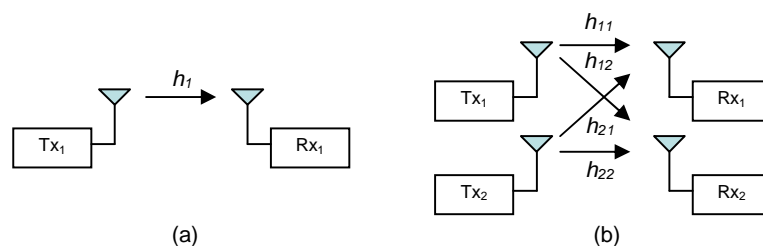
Cuando hacemos referencia al uso de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor en sistemas inalámbricos, nos referimos a una tecnología popularmente conocida como MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), ésta ha ganado rápidamente un gran interés y aceptación durante la última década debido a su potente rendimiento mejorando capacidades, tales como:

- 1.- El incremento de la fiabilidad del sistema (reduce la tasa de error de paquete o de bit).
- 2.- El incremento de la tasa de datos alcanzable.
- 3.- El incremento del área de cobertura.
- 4.- La disminución de la potencia requerida para transmitir.

Esta técnica se basa principalmente en el trabajo teórico desarrollado por Foschini [1996] y Teletar [1999] y constituye un gran avance en el diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricas, debido a que ofrece numerosos beneficios que ayudan a hacer frente a los desafíos presentados por los impedimentos en el canal inalámbrico. Su principal característica es que hace de los multitrayectos considerados como el enemigo de las comunicaciones inalámbricas, un poderoso aliado.

A pesar de que estos sistemas presentan un buen desempeño, estos incrementan la complejidad del hardware, el procesamiento de la señal, el consumo de energía y el tamaño de los componentes tanto en el transmisor como en el receptor.

Los sistemas MIMO ofrecen importantes ventajas de diversidad sobre los sistemas de comunicación inalámbricos tradicionales explotando tanto la diversidad en el transmisor como en el receptor. En la figura 9 se puede observar ambos sistemas.



**Figura 9: Diagrama a bloques: (a) Sistema SISO (Single-Input Single-Output), (b) Sistema MIMO (Multiple-Input Multiple- Output).**

La diversidad es una técnica usada para reducir la profundidad y la duración de los desvanecimientos experimentados por las señales, y es normalmente implementada mediante dos o más antenas en el transmisor o en el receptor [Rappaport, 1998]. Esta mejora la calidad de un enlace de comunicaciones y/o incrementa el caudal eficaz de datos (*throughput*) sin alterar la interfaz aérea común<sup>1</sup> (*common air interface*) y sin aumentar la potencia transmitida o el ancho de banda requerido.

### III.2.1 Metodologías y diversidad

Es importante mencionar, que además de las condiciones del canal, también la estructura de la señal transmitida de estos sistemas tiene un fuerte impacto en la capacidad alcanzable (la capacidad es expresada como la máxima tasa de datos posible para una baja probabilidad de error arbitraria) y el rendimiento, es decir, el diseño de la señal tiene una influencia directa con la complejidad del transmisor y, particularmente, del receptor.

Es por ello que se han desarrollado dos metodologías para explotar la capacidad ofrecida por estos sistemas.

La primera de ellas explota la diversidad adicional que brinda el uso de múltiples antenas, y es conocida como diversidad espacial. Esta es usada para combatir los desvanecimientos del canal y es orientada a desempeño. Su objetivo es mejorar la fiabilidad del enlace, la cual

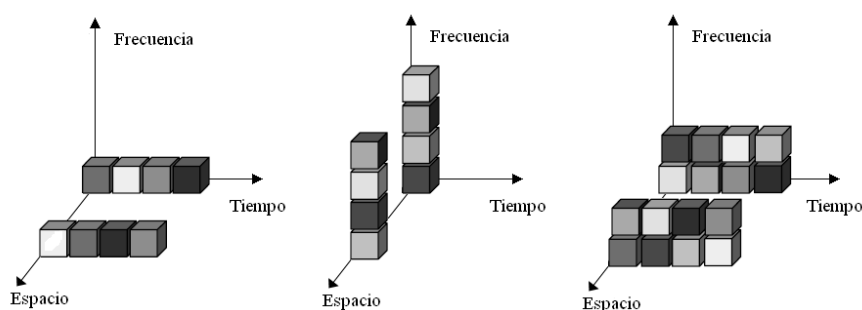
---

<sup>1</sup> Es un conjunto de estándares abiertos que describen las características lógicas y físicas de un enlace entre una estación base y una estación móvil.

puede ser alcanzada por la transmisión y recepción de diversas réplicas de la misma información a través de trayectorias con desvanecimientos independientes, reduciendo la probabilidad de desvanecimientos de señales simultáneos. Dentro de esta podemos encontrar la diversidad del retraso (*Delay Diversity*), códigos espacio tiempo (*STBC*, *Space Time Block Coding*), y códigos Trellis espacio tiempo (*STTC*, *Space Time Trellis Code*).

Dado que los sistemas MIMO son capaces de brindar una gran capacidad de canal, alcanzando en teoría la máxima tasa de transmisión posible, en la práctica varios esquemas de codificación han sido propuestos para diferentes ambientes con desvanecimientos con el fin de lograr los límites de transmisión.

La codificación de canal es referida de acuerdo al dominio donde la diversidad es aplicada. Usualmente, la diversidad es aplicada a dos o más dominios, por lo tanto, tenemos codificación espacio tiempo (*ST*, *Space Time*), codificación espacio frecuencia (*SF*, *Space Frequency*), y codificación espacio-tiempo-frecuencia (*STF*, *Space Time Frequency*). Estas técnicas de codificado se muestran en la figura 10.



**Figura 10: Explotación de diversidad en sistemas MIMO en tres dominios.**

La segunda metodología explota la capacidad de los sistemas MIMO, la cual está orientada al *throughput* y es conocida como multicanalización espacial (SM) o (*Layer Space Time*, *LST*). En este caso, el objetivo del sistema es transferir la máxima información de datos posible. Estas técnicas son particularmente interesantes para el caso de ambientes con línea de visibilidad directa (LOS), donde los canales prácticamente no presentan desvanecimientos.

El presente trabajo de investigación se enfoca en las técnicas STC y SFC las cuales serán explicadas con mayor énfasis en la siguiente sección.

### III.2.1.1 Codificación espacio tiempo

La codificación espacio tiempo es el nombre dado al uso de múltiples antenas en ambos extremos del enlace combinado con el procesamiento de señales y la codificación. Los códigos de bloques espacio tiempo son el tipo de códigos más simple que explotan la diversidad ofrecida en sistemas con diversas antenas transmisoras. El primer diseño fue propuesto por Alamouti [1998].

#### III.2.2.1.1 Código espacio tiempo Alamouti

Básicamente Alamouti propone un esquema simple de diversidad que puede ser generalizado para dos antenas transmisoras y  $M_r$  antenas receptoras. Este puede alcanzar una ganancia de diversidad de un orden de  $2M_r$  con un simple algoritmo de decodificado de máxima verosimilitud y está definido por las tres funciones siguientes:

- Codificación y transmisión de símbolos de información en el transmisor.
- Esquema de combinación en el receptor.
- Regla de decisión para la detección de máxima verosimilitud (*MLD, Maximum Likelihood Decoder*).

Considerando un sistema transmisor como el que se ilustra en la figura 11.

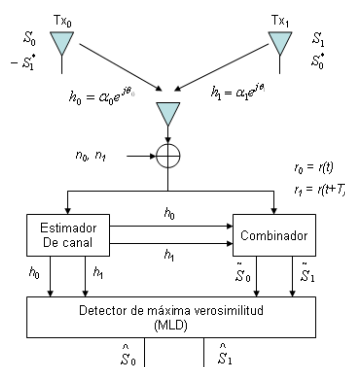
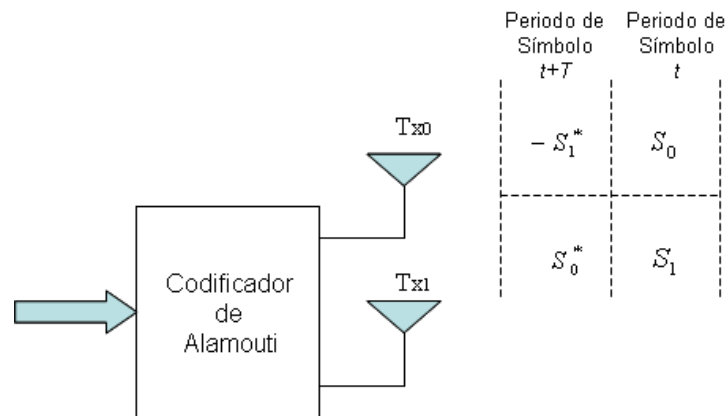


Figura 11: Esquema de diversidad en el transmisor de Alamouti

Primeramente los bits de información son modulados usando un esquema de modulación  $M$ -ario. El codificador luego toma un bloque de dos símbolos modulados  $S_0$  y  $S_1$  en cada operación de codificado y los entrega a las antenas transmisoras.

En ambas antenas transmisoras ( $Tx_0$  y  $Tx_1$ ) los símbolos de información  $S_0$  y  $S_1$  son transmitidos simultáneamente de acuerdo al diagrama esquemático de la figura 12, donde  $T$  denota un periodo de símbolo y  $t$  un instante de tiempo.



**Figura 12: Diagrama esquemático de Alamouti**

Como se puede observar, la transmisión se realiza tanto en el espacio (a través de dos antenas), como en el tiempo (dos periodos de transmisión) y por tal razón es conocido como codificación espacio tiempo.

Los símbolos transmitidos por el  $Tx_0$  sufren una atenuación y una rotación de fase dada por:

$$h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_1} \quad (8)$$

Mientras que los símbolos transmitidos por el  $Tx_1$  sufren de una atenuación y rotación de fase dada por:

$$h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_2} \quad (9)$$

Si se asume que el desvanecimiento multitraectoria es constante (o invariante en el tiempo) a través de dos bloques de símbolos consecutivos (*i.e. quasi-static channel*), este puede ser escrito como:

$$h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (10)$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (11)$$

En el receptor, las señales después de pasar a través del canal pueden ser expresadas como:

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (12)$$

$$r_1 = r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \quad (13)$$

Donde  $r_0$  y  $r_1$  son las señales recibidas en un tiempo  $t$  y  $t+T$  y  $n_0$  y  $n_1$  son variables aleatorias complejas con media 0 y varianza unitaria representando el ruido en el receptor y la interferencia.

Con el fin de obtener una ganancia completa de diversidad, el detector debe tener conocimiento perfecto de los parámetros de canal (el bloque de estimación es el responsable de proporcionar estos parámetros). El combinador usa esta información para obtener la diversidad brindada por la codificación espacio-tiempo, combinando las señales de la siguiente manera:

$$\mathfrak{r}_1 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \quad (14)$$

$$\mathfrak{r}_2 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad (15)$$

Estas señales combinadas son luego enviadas al detector de máxima verosimilitud (*MLD*) en el cual, para cada una de las señales  $s_0$  y  $s_1$  usa la regla de decisión:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\mathfrak{r}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\mathfrak{r}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (16)$$

Y para señales PSK (igual energía de constelación):

$$d^2(\mathfrak{r}_0, s_i) \leq d^2(\mathfrak{r}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (17)$$



El desempeño del esquema de Alamouti es equivalente al desempeño de *Maximum Ratio Combiner (MRC)*, excepto por una penalidad de 3dB debido a la división de potencia en las dos antenas transmisoras y la doble adición de ruido.

Como se mencionó al inicio de esta sección, debido a que este esquema alcanza un orden de diversidad de  $2M_r$ , el esquema fue generalizado a un número arbitrario de antenas transmisoras aplicando la teoría de diseño ortogonal. Estos esquemas generalizados son referidos como códigos de bloque espacio tiempo (STBC) [Tarokh, 1999], los cuales pueden alcanzar una completa diversidad en el transmisor de  $M_t M_r$ , mientras permiten un algoritmo de decodificado de máxima verosimilitud muy simple.

### **III. 3 Sistemas MIMO-OFDM**

Como se ha mencionado en las secciones anteriores, el uso de múltiples antenas en ambos extremos del enlace mejora la tasa de datos y la capacidad del canal debido a la explotación del espacio libre. Sin embargo cuando el canal llega a ser un canal selectivo en frecuencia y la ISI es severa, la ecualización del canal y la detección de la señal para estos sistemas se vuelven sofisticadas y difíciles de implementar.

Por otra parte como la mayoría del trabajo en el área MIMO ha sido limitada a los sistemas de banda angosta, el diseño de los esquemas de codificación espacio tiempo se complica debido a que estos han sido introducidos para explotar una alta diversidad de un orden de  $M_t M_r$  en canales MIMO con desvanecimientos planos. Por tal razón para hacer frente a estos problemas, OFDM ha sido combinado con sistemas MIMO (sistema MIMO-OFDM), para combatir la ISI, dado que este puede transformar un canal con desvanecimientos selectivos en frecuencia de banda ancha en un conjunto de canales paralelos con desvanecimientos planos.

Visto de forma general los sistemas inalámbricos MIMO-OFDM combinan el procesamiento de señales MIMO con la técnica de modulación OFDM para tomar la ventaja de ambas técnicas y hacer la ecualización y detección MIMO más fácil.

### III.3.1 Modelo del sistema

El modelo de sistema MIMO-OFDM de banda ancha es mostrado en la figura 13. Un flujo de datos es primero codificado por un codificador espacio tiempo o espacio frecuencia. Luego, los datos codificados son divididos en  $M_t$  subflujos con cada subflujo formando un bloque OFDM transmitido a través de una antena transmisora. En el receptor, las señales recibidas a través de múltiples antenas receptoras son decodificadas usando la información de estado de canal obtenida mediante alguna técnica de estimación.

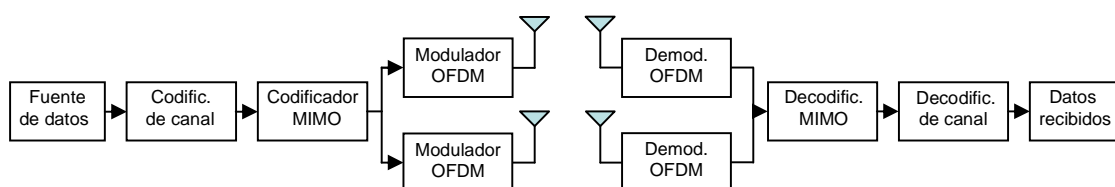


Figura 13: Sistema MIMO- OFDM, 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras.

#### III.3.1.1 Descripción del modelo

Considerando un canal MIMO selectivo en frecuencia con  $M_t$  antenas transmisoras,  $M_r$  antenas receptoras y ancho de banda  $B_w$ , la respuesta al impulso del canal entre la  $j$ -ésima ( $j = 1, 2, \dots, M_r$ ) antena receptora y la  $i$ -ésima ( $i = 1, 2, \dots, M_t$ ) antena transmisora es dada por  $h_{i,j}[l]$  ( $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ ), donde  $L$  es el número de multitrayectorias de todos los  $M_t M_r$  canales SISO (*Single-Input Single-Output*). En notación matricial, la respuesta al impulso del canal MIMO puede ser expresada por la secuencia de matrices  $\mathbf{G}[l]$  ( $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ ), donde el  $i,j$ -ésimo elemento de la matriz  $\mathbf{G}[l]$  es dado por  $h_{i,j}[l]$ .

Considerando un bloque de símbolos de datos (extraídos de una constelación escalar con energía promedio unitaria) de dimensión  $M_t \times N_{sc}$  que será transmitido por el canal MIMO y siendo  $s_i[k]$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N_{sc}-1$ ) la secuencia por transmitir sobre la  $i$ -ésima antena

transmisora. De la misma forma que el caso de SISO-OFDM, la secuencia por transmitir sobre cada antena transmisora es primero sometida a una operación de la IFFT seguido de la adición de un prefijo cíclico. En cada una de las antenas receptoras, el prefijo cíclico (*CP, Cyclic Prefix*) es removido y luego es seguido de una operación de FFT. De manera análoga a la modulación OFDM en canales SISO, la señal recibida en la  $j$ -ésima antena receptora sobre la  $k$ -ésima subportadora,  $y_j[k]$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N_{sc}-1$ ) está dada por:

$$y_j[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \sum_{i=1}^{M_t} \omega_{i,j}[k] s_i[k] + n_j[k], \quad j=1,2,\dots,M_r \quad (18)$$

Donde  $E_s$  es la energía asignada a la  $k$ -ésima subportadora dividida uniformemente a través de las antenas transmisoras,  $n_j[k]$  representa ruido con varianza unitaria y  $\omega_{i,j}[k]$  es la ganancia de canal entre la  $i$ -ésima antena transmisora y la  $j$ -ésima antena receptora para la  $k$ -ésima subportadora. Como podemos observar  $y_j[k]$  tiene contribuciones de todas las antenas transmisoras.  $\omega_{i,j}$  está dado por:

$$\omega_{i,j}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N_{sc}}}, \quad k=0, 1, 2, \dots, N_{sc}-1 \quad (19)$$

De la ecuación (18) se obtiene que la relación *entrada-salida* para el sistema MIMO para la  $k$ -ésima subportadora puede ser expresada como

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{H}[k] \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k], \quad (20)$$

Donde  $\mathbf{y}[k] = [y_1[k] \ y_2[k] \ \dots \ y_{M_r}[k]]^T$ ,  $\mathbf{n}[k] = [n_1[k] \ n_2[k] \ \dots \ n_{M_r}[k]]^T$  y  $\mathbf{H}[k]$  es una matriz  $M_r \times M_t$  con  $[\mathbf{H}[k]]_{i,j} = \omega_{i,j}[k]$ . La matriz  $\mathbf{H}[k]$  es la respuesta en frecuencia de la matriz de canal correspondiente a la  $k$ -ésima subportadora y está relacionada con  $\mathbf{G}[l]$  a través de:

$$\mathbf{H}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N_{sc}}} \quad (21)$$

De la ecuación (18), al igual que los canales SISO, MIMO-OFDM descompone el canal selectivo en frecuencia de ancho de banda  $B_w$  en  $N_{sc}$  canales MIMO ortogonales con desvanecimientos planos, cada uno con ancho de banda  $B_w/N_{sc}$ .

La relación entrada-salida total para el canal MIMO-OFDM puede ser expresada como:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (22)$$

Donde  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}[0]^T \mathbf{y}[1]^T \dots \mathbf{y}[N_{sc}-1]^T]^T$  es un vector de dimensión  $M_r N_{sc} \times 1$ ,  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}[0]^T \mathbf{s}[1]^T \dots \mathbf{s}[N_{sc}-1]^T]^T$  es un vector de  $M_t N_{sc} \times 1$ ,  $\mathbf{N} = [\mathbf{n}[0]^T \mathbf{n}[1]^T \dots \mathbf{n}[N_{sc}-1]^T]^T$  es un vector  $M_r N_{sc} \times 1$  y finalmente  $\mathbf{H}$  es una matriz de bloque diagonal de dimensión de  $M_r N_{sc} \times M_t N_{sc}$  con  $\mathbf{H}[k]$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N_{sc}-1$ ) como el bloque diagonal de entradas. Como se puede observar en la ecuación (20), se asume que la energía transmitida es dividida uniformemente a través del espacio (*antenas transmisoras*) y la frecuencia (*subportadoras*).

### III.3.2 STBC/SFBC-OFDM

En los sistemas de banda ancha la diversidad disponible tanto en el tiempo, como en el espacio y en la frecuencia puede ser explotada usando códigos complejos en tales dominios. Diversos códigos han sido desarrollados con esa finalidad, sin embargo, se busca conservar un esquema flexible con baja complejidad, para ello se utiliza un diseño simple ortogonal.

En sistemas OFDM de 4G los elementos del diseño ortogonal pueden ser distribuidos como códigos de bloques espacio tiempo sobre símbolos sucesivos de OFDM, pudiendo causar problemas en desvanecimientos rápidos o códigos de bloques espacio frecuencia sobre

subportadoras vecinas causando problemas en canales con severos desvanecimientos selectivos en frecuencia.

Hay dos maneras diferentes de asociar el esquema de Alamouti con la técnica de transmisión OFDM. La primera usa dos símbolos OFDM para construir la matriz de transmisión espacio tiempo, dando como resultado un esquema OFDM con codificación espacio tiempo [Lee, 2000]. La segunda usa las subportadoras adyacentes de un símbolo OFDM para construir la matriz de transmisión, dando como resultado un esquema OFDM con codificación espacio frecuencia [Lee, 2000].

### III.3.2.1 Codificación espacio-tiempo (STBC) –OFDM

La matriz de transmisión está dada por:

	Ant. Tx 1	Ant. Tx 2
<i>k</i> -ésima portadora del <i>i</i> -ésimo símbolo OFDM	$S_0$	$-S_1^*$
<i>k</i> -ésima portadora del ( <i>i</i> +1)-ésimo símbolo OFDM	$S_1$	$S_0^*$

La respuesta en frecuencia se considera constante sobre dos períodos OFDM de símbolos consecutivos, lo cual significa que el tiempo de coherencia del canal es considerado mayor que la duración de dos símbolos OFDM. Este esquema no requiere una respuesta en frecuencia plana para dos o más subportadoras. Por lo tanto, esta aproximación es adecuada para canales que tienen un ancho de banda de coherencia pequeño y un tiempo de coherencia grande, [Lee, 2000]. En la figura 14 se muestra el diagrama a bloques de este sistema.

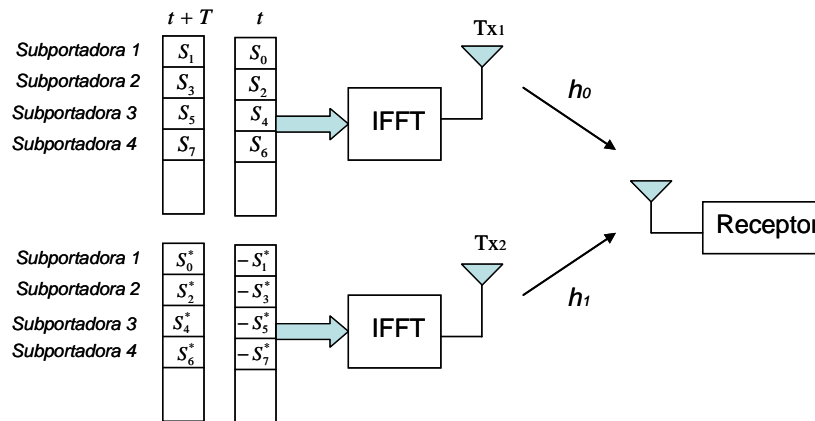


Figura 14: Diagrama a bloques de un sistema STBC- OFDM

### III.3.1.2 Codificación espacio frecuencia (SFBC) –OFDM

La matriz de transmisión está dada por:

	Ant. Tx 1	Ant. Tx 2
<i>k</i> -ésima portadora del <i>i</i> -ésimo símbolo OFDM	$S_0$	$-S_1^*$
<i>(k+1)</i> -ésima portadora del <i>i</i> -ésimo símbolo OFDM	$S_1$	$S_0^*$

La respuesta en frecuencia del canal puede ser la misma para dos subportadoras adyacentes e invariantes en el tiempo durante un intervalo de símbolo OFDM. En la figura 15 se observa el diagrama a bloques de este sistema.

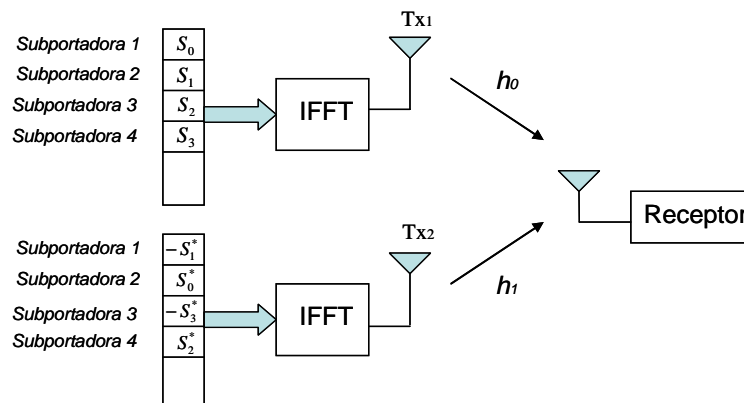


Figura 15: Diagrama a bloques de un sistema SFBC-OFDM

# CANAL RADIO MÓVIL

---

## IV. Introducción

Mientras el codificado y el procesamiento de señales son elementos claves para la implementación exitosa de un sistema MIMO, el canal de comunicaciones representa un importante componente que determina el rendimiento del sistema.

En un principio el medio de comunicación era visto como un obstáculo o como un factor limitante en el diseño de un enlace de comunicaciones confiable. Sin embargo, décadas de investigación e ideas posteriores han cambiado este paradigma. Hoy en día los sistemas de comunicación tienden a explotar el conocimiento del canal para incrementar la confiabilidad y capacidad del sistema empleando técnicas tales como la diversidad y MIMO. Por lo tanto, una buena comprensión de éste es la clave para ampliar los límites de los actuales sistemas de comunicación.

El objetivo de este capítulo es describir las principales características del canal radio como medio de transmisión enfocándose al comportamiento en un escenario móvil. Primeramente se realiza el análisis de los mecanismos que describen su comportamiento y posteriormente se describe el modelado para llevar a cabo su implementación.

## IV.2 Aspectos de Propagación en el Canal Radio

En las comunicaciones cableadas, la transmisión de datos es fundamentalmente afectada por el clásico ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN), debido a que en la ausencia de interferencia, la principal fuente de degradación del rendimiento es el ruido térmico generado en el receptor. Sin embargo, en los canales radio o inalámbricos la comunicación confiable llega a ser una tarea difícil dado que la transmisión de datos no solo se ve afectada por AWGN, sino que también sufre de interferencia intersimbólica (ISI), de desvanecimientos (pequeña y gran escala), así como de interferencia de otros usuarios. En la figura 16 se muestra un esquema que presenta las características del canal radio, clasificando a la señal recibida en dos grupos: desvanecimiento de gran escala y desvanecimiento de pequeña escala [Sklar, 1997].

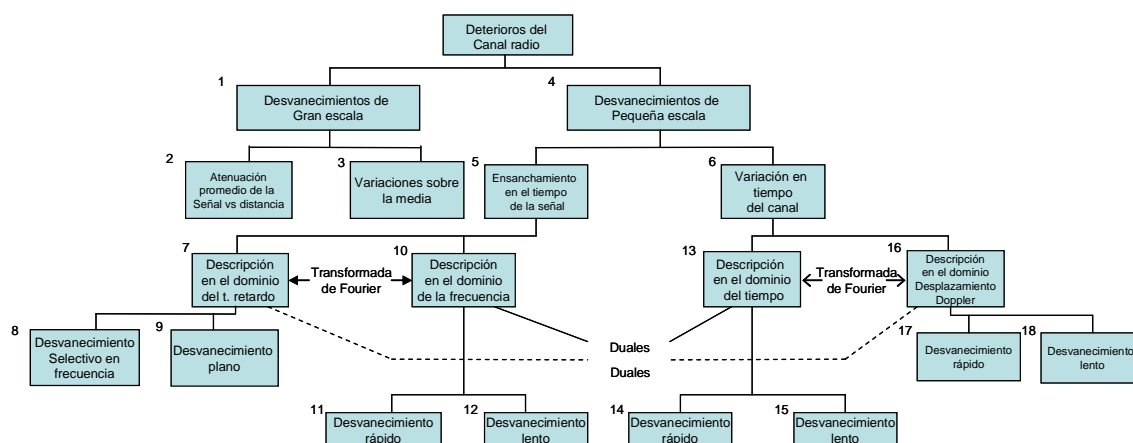


Figura 16: Características de los efectos de propagación en el canal radio (Sklar, 1997)

Los desvanecimientos de gran escala representan la atenuación promedio de la potencia de la señal o la pérdida de trayectoria debida al movimiento sobre grandes áreas. Estos modelos típicamente encuentran aplicación en la planificación de redes móviles. Mientras que los desvanecimientos de pequeña escala se refieren a los cambios drásticos de amplitud y fase de la señal que ocurren debido a los pequeños cambios en la separación espacial entre el transmisor y el receptor.



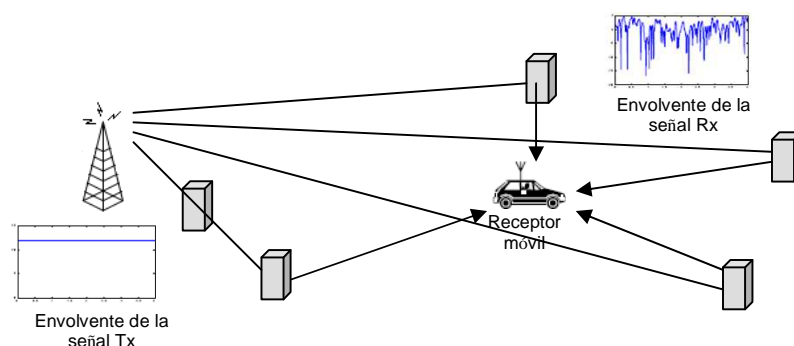
En la mayoría de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, el canal de radio es mucho más complejo que un simple modelo de espacio libre, por lo que es mejor explicado mediante modelos de desvanecimiento de pequeña escala. Por tal razón el presente capítulo se enfoca a este tipo de desvanecimientos.

### IV.3 Desvanecimientos de pequeña escala

El desvanecimiento de pequeña escala, o simplemente desvanecimiento, es usado para describir las fluctuaciones rápidas de la amplitud, fase, o retardo multitrayectorias de una señal de radio sobre un periodo corto de tiempo o distancia.

En un sistema móvil, una señal propagándose a través del canal inalámbrico llega a su destino a lo largo de una serie de trayectorias diferentes, generalmente denominados como multitrayectorias (fenómeno mostrado en la figura 17). Estas multitrayectorias se derivan de la dispersión, reflexión y difracción de la energía irradiada por objetos en el ambiente o la refracción en el medio.

Cada una de estas multitrayectorias puede ser caracterizada por tres parámetros: retardo, atenuación y desplazamiento de fase. El retardo depende de la longitud de las multitrayectorias y la velocidad a la cual una onda se propaga en los diferentes medios a lo largo de las multitrayectorias, mientras que la atenuación y el desplazamiento de fase son causados por el desvanecimiento.



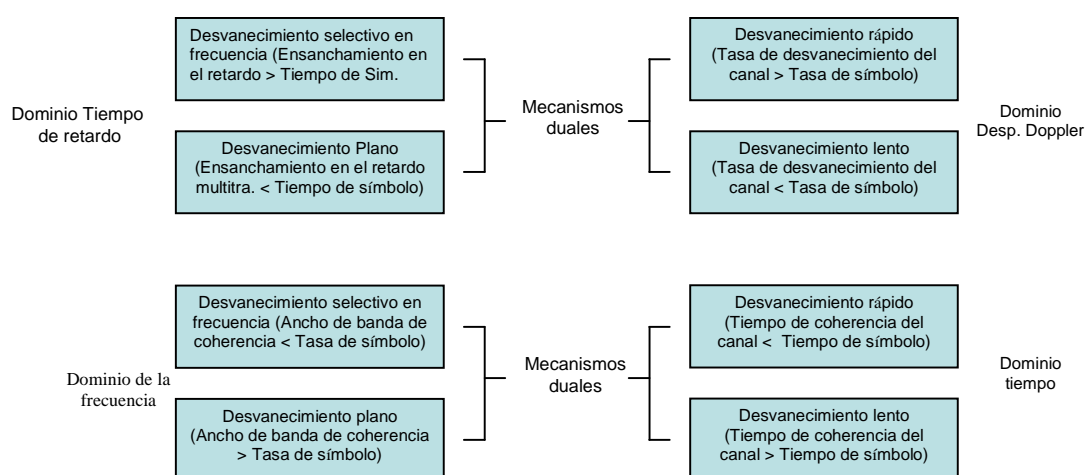
**Figura 17: Propagación multitrayectorias**

### IV.3.1 Mecanismos que influyen en los desvanecimientos de pequeña escala

Como se indica en la figura 16, bloque 5, 6 los desvanecimientos de pequeña escala se manifiestan en dos mecanismos:

- Ensanchamiento en tiempo de la señal o dispersión de la señal.
- Variación en tiempo del canal debido al movimiento.

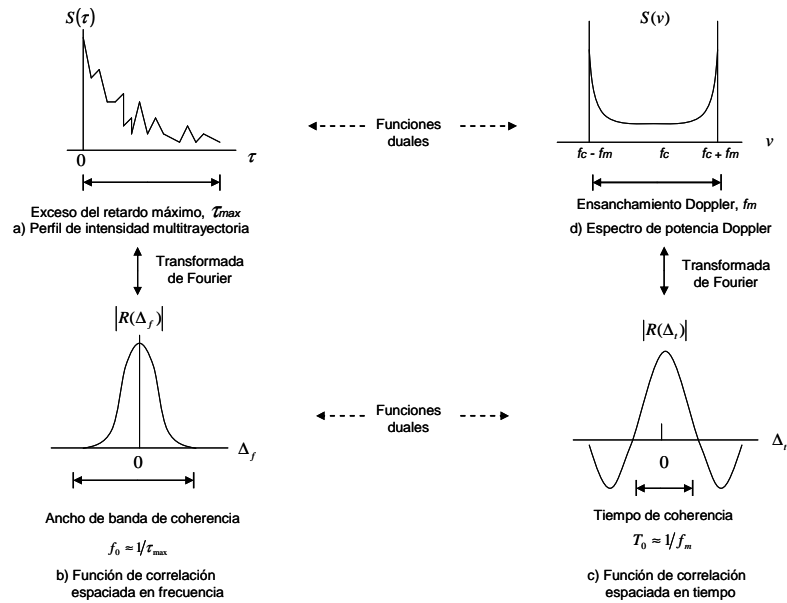
En la figura 18 se muestra un resumen de estos dos mecanismos para los desvanecimientos de pequeña escala en dos dominios (tiempo o tiempo de retardo y frecuencia o desplazamiento Doppler). Como se puede observar, cualquier mecanismo descrito en el dominio del tiempo puede ser de igual forma descrito en el dominio de la frecuencia.



**Figura 18: Mecanismos de desvanecimientos de pequeña escala en varios dominios**

#### IV.3.1.1 Dispersión de la señal: Dominio del tiempo de retardo

El *perfil de intensidad multitrayectorias*  $S(\tau)$  ó *perfil de retardo de potencia* del canal es simplemente la potencia de salida promedio del canal como función del tiempo de retardo  $\tau$ . En la figura 19a se muestra el perfil de intensidad multitrayectorias  $S(\tau)$ .



**Figura 19: Relación entre las funciones de correlación del canal y las funciones de densidad de potencia.**

Al estudiar el perfil de intensidad multitrayectoria, el tiempo de retardo (*excess delay*)  $\tau$ , es una característica importante del canal, este representa el retardo de propagación de la señal que excede el tiempo de la primer señal que llega al receptor.

Los parámetros del tiempo de retardo pueden ser cuantificados por el perfil de intensidad multitrayectoria dentro de tres categorías.

- *Tiempo del retardo máximo (maximum excess delay)*,  $\tau_{max}$ - es el tiempo entre la primer y la última componente recibida de un pulso transmitido, durante el cual la potencia de la señal multitrayectoria cae por debajo del nivel umbral de la componente más fuerte (entre 10 y 20 dB).
- *El mean excess delay*,  $\bar{\tau}$ .- es el primer momento del perfil intensidad multitrayectoria.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k S(\tau_k) \tau_k}{\sum_k S(\tau_k)} \quad (23)$$

- *Rms delay Spreads*,  $\sigma_\tau$ .- es la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de intensidad multitrectorias.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (24)$$

Donde:

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k S(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k S(\tau_k)} \quad (25)$$

De estos parámetros, el *tiempo de retardo máximo*,  $\tau_{max}$ , permite establecer una relación con el *tiempo de símbolo*  $T_s$  para determinar el tipo de degradación del desvanecimiento experimentado por el receptor. Se dice que el canal multitrectorias presenta un *desvanecimiento selectivo en frecuencia* si  $\tau_{max} > T_s$ , esta condición ocurre por que las componentes multitrectorias recibidas se extienden más allá del tiempo de duración del símbolo, por otra parte, el canal es *no selectivo (o plano) en frecuencia* si  $\tau_{max} < T_s$ , es decir, todas las componentes multitrectorias recibidas arriban dentro de la duración del tiempo del símbolo.

#### IV.3.1.2 Dispersión de la señal: Dominio de la frecuencia

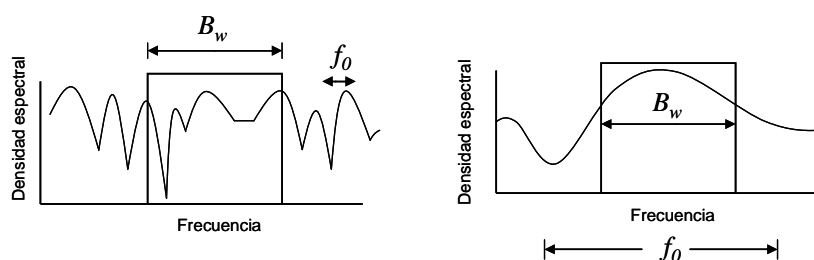
Una caracterización análoga a la dispersión de la señal puede ser vista en el dominio de la frecuencia. En la figura 19b se muestra la función  $|R(\Delta f)|$ , llamada función de correlación espaciada en frecuencia con  $\Delta f = f_1 - f_2$ , la cual es la transformada de Fourier del perfil de intensidad multitrectorias  $S(\tau)$  y representa la correlación entre la respuesta del canal a dos señales sinusoidales como una función de la diferencia en frecuencia entre ellas.

Como se puede observar, esta función brinda una medida de la frecuencia de coherencia del canal conocida como el ancho de banda de coherencia,  $f_0$ , el cual se define como una medida estadística del intervalo de frecuencias sobre el cual el canal transmite todas las

componentes espectrales con la misma ganancia y fase lineal. Por lo tanto, representa un intervalo de frecuencias sobre el cual las componentes tienen una alta correlación en amplitud. Debido a la relación de la transformada de Fourier entre  $R(\Delta f)$  y  $S(\tau)$ , el *ancho de banda de coherencia* y el *tiempo de retardo* están recíprocamente relacionados de la siguiente manera:

$$f_0 \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (26)$$

El *ancho de banda de coherencia* permite establecer una relación con el *ancho de banda de la señal transmitida*  $B_w$  para determinar el tipo de degradación del desvanecimiento. Se dice que el canal experimenta un *desvanecimiento selectivo en frecuencia* cuando  $f_0 < B_w$ , mientras que el canal experimenta un *desvanecimiento no selectivo* cuando  $f_0 > B_w$ . Estos dos tipos de desvanecimiento son ilustrados en la figura 20.



*Figura 20: Relación entre el ancho de banda de coherencia y el ancho de banda de la señal*

#### IV.3.1.3 Variación en tiempo del canal: Dominio del tiempo

El *ensanchamiento en el retardo* (*Delay spread*) y el *ancho de banda de coherencia* son parámetros que describen la naturaleza dispersiva en tiempo del canal en un área local. Sin embargo, estos no ofrecen información acerca de la naturaleza variante en tiempo del canal causado por el movimiento entre el transmisor y el receptor, o por el movimiento de objetos en el canal. Un canal radio móvil es variante en el tiempo porque el movimiento provoca cambios en la trayectoria de propagación, y por ende, la variación en tiempo es equivalente a la variación espacial.

La función de *correlación espaciada en tiempo*  $R(\Delta t)$  es la función de autocorrelación de la respuesta del canal a una senoide e indica hasta qué punto hay correlación entre las respuesta al impulso de una señal enviada en un tiempo  $t_1$  y otra enviada en el tiempo  $t_2$  donde  $\Delta t = t_1 - t_2$ . Esta es mostrada en la figura 19c y en ella es posible definir el *tiempo de coherencia*  $T_0$  como la duración del tiempo en el cual la respuesta del canal es invariante.

La *función de correlación espaciada en el tiempo* y el *tiempo de coherencia*  $T_0$  proporcionan una medida de la rapidez de la variación del canal. Si  $T_0 < T_s$ , donde  $T_s$  es el tiempo de símbolo, se dice que el canal experimenta *desvanecimientos rápidos* (*fast fading*), mientras que si  $T_0 > T_s$  se dice que el canal experimenta *desvanecimientos lentos* (*slow fading*) [Sklar, 1997]. Durante el desvanecimiento rápido las características de desvanecimiento del canal varían muchas veces durante un símbolo. Por el contrario, las características de desvanecimiento del canal permanecen casi constantes durante el canal con desvanecimientos lentos.

#### IV.3.1.4 Variación en tiempo del canal: Dominio del desplazamiento Doppler

El *espectro de potencia Doppler*,  $S(v)$ , nos proporciona el conocimiento de la ampliación espectral de un impulso en frecuencia cuando pasa a través de un canal, este es la transformada de Fourier de la función de correlación espaciada en tiempo  $R(\Delta t)$  y se muestra en la figura 19d. El ancho del *espectro de potencia Doppler* es llamado ensanchamiento espectral (*spectral broadening*) o ensanchamiento Doppler (*Doppler spreading*),  $f_m$ , y está definido como el intervalo de frecuencias sobre el cual el espectro Doppler es diferente de cero. El *Doppler Spread*,  $f_m$ , y el *tiempo de coherencia*,  $T_0$ , están recíprocamente relacionados debido a la relación de la transformada de Fourier entre el espectro de potencia Doppler y función de correlación espaciada en el tiempo.

$$f_m = \frac{1}{T_0} \quad (27)$$

Estos parámetros describen la variación natural en el tiempo del canal en una región de pequeña escala, por lo tanto un canal presentará desvanecimiento rápido si el ancho de banda de la señal  $B_w$  es menor que el *Doppler spread*,  $B_w < f_m$  ó  $T_s > T_0$ . En cambio, el canal presentará desvanecimiento lento si  $B_w > f_m$  ó  $T_s < T_0$ .

#### IV.4 Modelado de canal radio multitrayectoria

Las variaciones de pequeña escala debidas al desvanecimiento multitrayectoria de una señal radio móvil pueden ser modeladas como la respuesta al impulso de un canal. Esta respuesta al impulso es en general una función continua variante en el tiempo, y puede reflejar todas las propiedades de pequeña escala y simular o analizar cualquier tipo de transmisión radio a través de este.

El modelo usado para representar la respuesta al impulso del canal en banda base, es el siguiente:

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) \delta(t - \tau_l) \quad (28)$$

Donde  $L$  es el número total de multitrayectorias diferentes de cero,  $\tau_l$  es el retardo de la  $l$ -th componente multitrayectoria y  $\alpha_{ij}(l)$  es la correspondiente ganancia compleja entre la  $i$ -ésima antena transmisora y la  $j$ -ésima antena receptora, normalmente modelada como una variable aleatoria Gaussiana independiente con media cero  $E\{\alpha_{ij}\} = 0$ , varianza  $E|\alpha_{ij}(l)|^2 = \delta_l^2$  y potencia normalizada:

$$\sum_{l=0}^{L-1} \delta_l^2 = 1. \quad (29)$$

De igual forma la caracterización del canal puede ser realizada mediante la función de transferencia, la cual está relacionada a la respuesta al impulso del canal a través de la transformada de Fourier y se expresa como:

$$H_{ij}(f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) e^{-j2\pi k \tau_l / K} \quad (30)$$

Donde  $K$  es el número total de componentes en frecuencias, y  $k$  se define como el índice de frecuencias.

#### IV.4.1 Estadísticas de desvanecimiento

Los desvanecimientos que la amplitud de la señal radio experimenta cuando pasa a través de canales inalámbricos pueden ser modelados en la mayoría de los casos mediante una distribución Ricean ó Rayleigh, dependiendo de la presencia o ausencia de una componente especular (componente no desvanecida o línea de vista). El presente trabajo se enfoca a los desvanecimientos tipo Rayleigh. En estos, la amplitud del desvanecimiento puede ser representada como:

$$r = \sqrt{X_c^2 + X_s^2} \quad (31)$$

donde  $X_c$  y  $X_s$  son muestras generadas a través de un proceso aleatorio Gaussiano con media cero y varianza  $\sigma^2$ .

La distribución Rayleigh se caracteriza por una función de densidad de probabilidad definida de la siguiente manera:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{Para } r \geq 0 \\ 0 & \text{Otro caso} \end{cases} \quad (32)$$

en donde  $r$  es la amplitud de la envolvente de la señal recibida, y  $2\sigma^2$  es la potencia promedio de la señal multitrayectoria.

Una forma típica de la densidad espectral de potencia, también conocida como espectro Doppler, del proceso de desvanecimiento para los canales radio móviles, está representada por el espectro de Jakes ó Clásico, el cual se define en la ecuación (33), sin embargo hay



diferentes formas para modelarlo según sea el escenario de propagación, y se definen por el COST 207.

$$S(f) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} & |f| \leq f_m \\ 0 & \text{Otro caso} \end{cases} \quad (33)$$

Donde  $f_m$  es el máximo desplazamiento en frecuencia Doppler y está dado por:

$$f_m \approx \pm f_c \frac{v}{c} \quad (34)$$

Siendo  $v$  la velocidad del vehículo (m/s),  $f_c$  la frecuencia portadora y  $c$  la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s).

Mientras que la función de autocorrelación del proceso de desvanecimiento está dada por:

$$\mathfrak{R}(\tau) = \sigma^2 J_0(2\pi f_m \tau) \quad (35)$$

Donde  $J_0$  es la función de *Bessel* de primer orden.

## IV.5 Simulación de canales con desvanecimiento multitrayectoria

Históricamente, el modelo matemático de referencia de Clarke [1968] y el modelo simplificado de Jakes [1994] se han utilizado ampliamente por cerca de tres décadas para modelar canales con desvanecimiento Rayleigh.

El simulador de Jakes modela un envolvente pasa bajas de un canal móvil con desvanecimiento no selectivo en frecuencia bajo la condición de dispersión isotrópica, es decir, la energía transmitida llega igualmente distribuida sobre todos los posibles ángulos espaciales, con fases uniformemente distribuidas. Además, este modelo emplea dos bancos de osciladores para crear las componentes en fase y en cuadratura no correlacionadas del envolvente, las cuales mediante el teorema de límite central se aproximan a un proceso aleatorio Gaussiano.

Sin embargo, una limitante de este, es que todos los parámetros son fijos (determinísticos), por lo tanto la forma de onda del canal generado en cada simulación es idéntica, es decir, el modelo produce desvanecimientos de señales que son estacionarias en el sentido amplio (*Wide-Sense Stationary*).

Por tal razón, el presente trabajo de investigación se basa en el método de suma de senoides propuesto por Zheng [2003], el cual a diferencia del método de Jakes, resuelve el problema de estacionariedad.

El modelo de Zheng [2003] es un modelo *estacionario en el sentido amplio con dispersiones no correlacionadas* (WSSUS, *Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), en el que la naturaleza variante en tiempo del canal es modelada como un proceso estacionario en el sentido amplio, mientras que la atenuación y el desplazamiento de fase asociadas a diferentes retardos son modelados mediante la consideración de dispersiones no correlacionadas.

#### IV.5.1 Modelo de referencia matemático

El modelo pasa bajas normalizado de Zheng [2003], implementa el canal como una suma de senoides definidas por las siguientes ecuaciones:

$$X(t) = X_c(t) + jX_s(t) \quad (36)$$

$$X_c(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M \cos(\psi_n) \cdot \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (37)$$

$$X_s(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M \sin(\psi_n) \cdot \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (38)$$

En donde para un número grande de  $M$  (osciladores), el teorema de límite central justifica que  $X_c$  y  $X_s$  pueden ser aproximados como un proceso aleatorio Gaussiano suponiendo que  $\psi_n$ ,  $\theta$ , y  $\phi$  son variables aleatorias mutuamente independiente y uniformemente distribuidas sobre  $[-\pi \ \pi]$  para cada oscilador.

Para dicho modelo, las estadísticas de segundo orden, conocidas como la función de autocorrelación y función de correlación cruzada, son útiles para el análisis de las propiedades de correlación de las componentes en fase y cuadratura. Estas se definen de la siguiente manera:

$$R_{X_c X_c}(\tau) = E[X_c(t)X_c(t+\tau)] = J_0(\omega_d \tau) \quad (39)$$

$$R_{X_s X_s}(\tau) = E[X_s(t)X_s(t+\tau)] = J_0(\omega_d \tau) \quad (40)$$

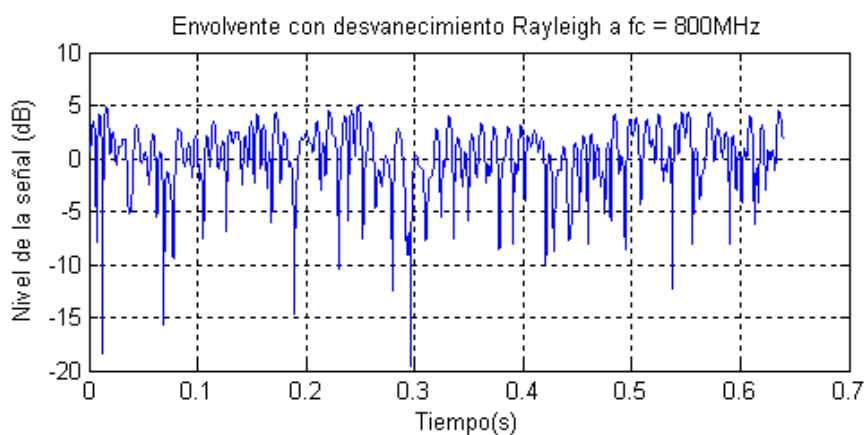
$$R_{X_c X_s}(\tau) = E[X_c(t)X_s(t+\tau)] = 0 \quad (41)$$

$$R_{X_s X_c}(\tau) = E[X_s(t)X_c(t+\tau)] = 0 \quad (42)$$

Como se mencionó al inicio de esta sección, tanto el modelo de Jakes como el modelo de Zheng son apropiados para simular un canal con desvanecimiento plano, es decir, un canal de una sola trayectoria, sin embargo para objetivos de análisis de desempeño en este trabajo de investigación, es necesario simular canales selectivos en frecuencia, por lo que estos modelos tienen que ser extendidos a dichos canales.

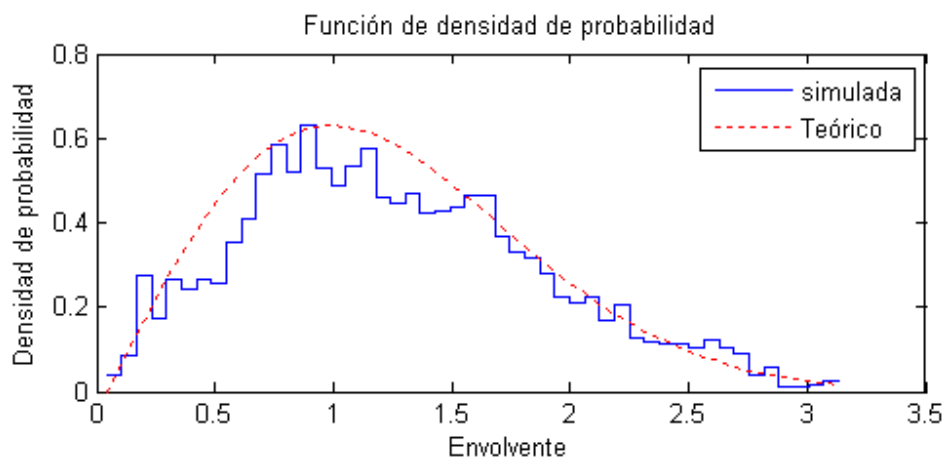
La manera de realizarlo es mediante la combinación de diversos canales planos a diferentes retardos, ya que un canal no selectivo en frecuencia puede ser caracterizado en la forma de un modelo de línea de retardos con la ayuda de un perfil de retraso de potencia.

A continuación se muestra una serie de gráficas generadas con el modelo de simulación implementado con el fin de comparar el resultado de este modelo con los modelos matemáticos previamente definidos. Los resultados mostrados son generados a una frecuencia portadora de 800 MHz y a una velocidad del móvil de 135Km/h la cual equivale a una frecuencia Doppler de 100Hz. El número de osciladores fue de 8 dado que en Zheng [2003] demuestran un buen rendimiento bajo tal condición, conllevando a una reducción de la complejidad computacional a diferencia del modelo de Jakes el cual requiere un mínimo de 100 osciladores. En la figura 21 se muestra la envolvente de desvanecimiento Rayleigh para una trayectoria de acuerdo a los parámetros anteriormente descrito, y en ella se puede observar que el proceso presenta correlación en el tiempo.



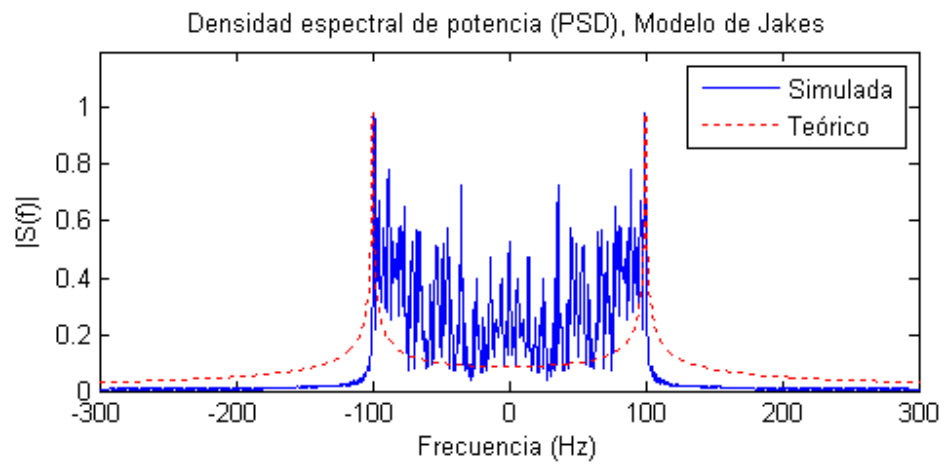
**Figura 21:** Envolvente de desvanecimiento Rayleigh a una  $f_c=800\text{MHz}$  y  $v=135\text{Km/h}$

En la figura 22, la curva generada muestra la forma de la curva de la distribución Rayleigh esperada, observando una buena congruencia entre el resultado teórico, ecuación (32) y el simulado.



**Figura 22:** Función de densidad de probabilidad

Por ultimo, la simulación del espectro en la figura 23, muestra los límites del espectro Doppler, ecuación (33), donde la máxima y la mínima componentes en frecuencia corresponden al correcto desplazamiento de  $\pm 100\text{ Hz}$ .



**Figura 23: Densidad espectral de potencia**

De lo anterior se puede concluir que la simulación reproduce con exactitud el canal de propagación multitrayectoria de acuerdo a las consideraciones del modelo de Jakes.

#### V.1 Introducción

La combinación de sistemas MIMO y tecnologías OFDM ha sido considerada actualmente como un poderoso candidato para la 4G [Rahman, 2004].

Como se mencionó en el capítulo anterior, estos sistemas operan sobre un canal radio el cual degrada la señal transmitida. Esta degradación puede ser mitigada en el receptor haciendo uso del conocimiento de la información de estado de canal (*CSI*). Sin embargo, en un sistema real esta información no está disponible por lo que surge la necesidad de ser estimada.

La estimación del estado del canal es una función importante y necesaria para los receptores inalámbricos modernos. Esta consiste en formar un estimado de la amplitud y desplazamiento de fase provocados por el canal inalámbrico en base a la información de una señal de referencia.

En este capítulo primeramente se presenta una introducción a la estimación de canal en sistemas MIMO-OFDM, en donde se habla de las principales técnicas de estimación de canal sobre estos sistemas. Posteriormente se muestra una descripción de la técnica de estimación empleada en el presente trabajo de investigación.

## **V.2 Estimación de canal en sistemas MIMO-OFDM**

En los últimos años, los sistemas OFDM con codificación espacio tiempo han ganado mayor interés debido a las prestaciones que estos brindan, sin embargo, estos nuevos sistemas conllevan a nuevos desafíos en su aplicación. Uno de estos desafíos es la estimación de canal.

En la literatura, la estimación de canal para sistemas OFDM se ha estudiado ampliamente, sin embargo estos métodos no pueden ser simplemente extendidos para un escenario de múltiples antenas. En estos últimos, la señal recibida es la suma de las señales transmitidas a través de cada una de las antenas transmisoras, por lo que las señales de las otras antenas se convierten en interferencia durante el proceso de estimación de canal (proceso que se realiza en cada par de antenas transmisora-receptora).

### **V.2.1 Métodos de estimación en sistema MIMO OFDM**

La información de estado del canal puede ser obtenida a través de tres tipos de métodos, el primero de ellos conocido como estimación de canal ciega, el segundo estimación de canal basada en entrenamiento y un tercero conocido como estimación semi ciega; de los tres métodos se hablará a continuación.

#### **V.2.1.1 Estimación de canal ciega**

En estos métodos, como su nombre lo indica, el receptor no tiene conocimiento de la secuencia de datos transmitida, por lo que el proceso de estimación se realiza usando la información estadística o propiedades estructurales de la señales de comunicación (i.e. ciclo-estacionariedad, estadística de alto orden, o propiedades del alfabeto finito). Su principal atractivo recae en una mayor eficiencia espectral dado que no emplean señales de referencias, es decir, símbolos pilotos.

Por otra parte, estos métodos requieren un mayor almacenamiento de datos, a fin de que la estimación estocástica pueda ser realizada de manera confiable, lo que implica un aumento de complejidad. Esto es una limitante cuando se implementa sobre canales que presentan variaciones rápidas en el tiempo, por lo que su aplicación únicamente se limita a canales con variaciones lentas.

### **V.2.1.2 Estimación basada en entrenamiento**

Este es el enfoque más común, en el cual se transmiten secuencias pilotos conocidas posteriormente usadas en el receptor para determinar el efecto perjudicial del canal. Dentro de esta clasificación es posible hacer una nueva subdivisión: estructura de bloque y tipo peine; estructuras usadas normalmente en la literatura así como en aplicaciones prácticas y de las cuales se puede encontrar algunas variaciones.

#### ***Estructura Block type pilot***

En este tipo de estructuras un bloque de datos de entrenamiento es enviado periódicamente. La técnica se basa en la consideración de que el canal no cambia en al menos una trama (conjunto de símbolos OFDM), es decir, canales con variaciones lentas en el tiempo. La selectividad en frecuencia del canal es bien manejada, debido a que todas las subportadoras son usadas para estimar el canal y por lo tanto la interpolación no es necesaria. Sin embargo, la selectividad en el tiempo es perjudicial debido a que la estimación de canal obtenida se degrada a medida que el canal varía con el tiempo y como consecuencia la tasa de reentrenamiento necesita ser incrementada. Este tipo de estructuras puede ser observada en la figura 24a.

#### ***Estructura Comb Type pilot***

Este tipo de estructuras emplea un conjunto específico de subportadoras para el envío de datos de entrenamiento en el tiempo, por lo que la selectividad en el tiempo es mejor



manejada que con la estructura pilotos tipo bloque. Por otra parte, la alta selectividad en frecuencia del canal puede ser un problema, ocasionando una reducción del espaciamiento entre pilotos y optar por métodos de interpolación más avanzados. Este tipo de estructuras puede ser observada en la figura 24b.

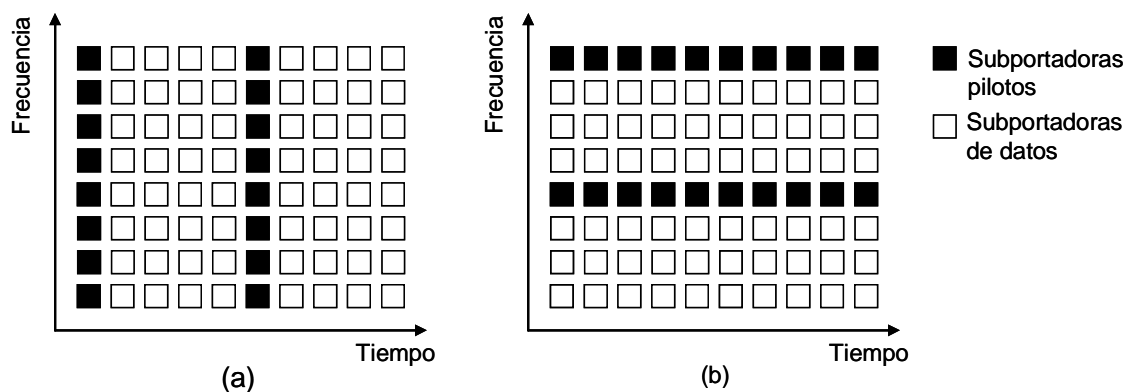


Figura 24: Estructura piloto: (a) tipo bloque, (b) tipo peine.

La desventaja de esta estructura es que se requiere una técnica de interpolación para obtener una estimación de canal en los subportadoras no estimadas. Esto puede degradar la exactitud del proceso de estimación.

### V.2.1.3 Estimación semi-ciega.

Esta técnica es una combinación de las técnicas presentadas con anterioridad, en esta, un método ciego con una cantidad limitada de símbolos pilotos son utilizados para realizar la estimación de canal, mejorando tanto la efectividad de tasa de datos como la velocidad de convergencia.

A pesar de que los métodos que emplean símbolos pilotos son una solución subóptima y reducen la eficiencia espectral, estos permanecen atractivos debido a que proporcionan buenos resultados, simplificando la complejidad en el receptor. El presente trabajo de investigación se enfoca en este tipo de estructuras.

### V.3 Característica de los símbolos pilotos.

Para llevar a cabo la estimación de canal mediante el empleo de secuencias de entrenamiento del tipo *Comb type* en sistemas MIMO OFDM, son necesarias las siguientes consideraciones [Chiuan, 2007]:

- 1.- La cantidad total de símbolos pilotos será mayor debido a que el número de antenas transmisoras aumenta en estos sistemas.
- 2.- El bloque de símbolos pilotos transmitidos sobre diferentes antenas transmisoras deben ser ortogonales con respecto a las demás antenas, para facilitar la descomposición de la mezcla de múltiples señales de datos en el receptor.
- 3.- La manera de posicionar los símbolos pilotos a través de dos antenas debe evitar la interferencia entre antenas.

Para lograr estos propósitos, la manera de asignar los símbolos pilotos debe ser adaptada para satisfacer los siguientes criterios: los símbolos pilotos deben estar igualmente espaciados y con la misma potencia con propiedades de ortogonalidad, además el mínimo número de símbolos pilotos debe ser más grande o por lo menos igual al número total de multitrayectorias del modelo de canal.

La propiedad de ortogonalidad, es sin duda esencial para facilitar la separación de la mezcla de símbolos pilotos transmitidos a través de diferentes antenas.

Hay dos maneras de asignar símbolos pilotos que cumplen con dicha propiedad. Estas son llamadas “*nonzero*” y “*zero*” [Zhang, 2003]. Para el caso “*nonzero*”, los símbolos pilotos son transmitidos simultáneamente a través de dos antenas durante cada periodo de símbolo. Mientras que para el caso “*zero*”, un bloque específico de pilotos son enviados alternativamente a través de dos antenas transmisoras, es decir, una antena transmite

mientras que la otra antena permanece en silencio, y durante el siguiente periodo de símbolo el proceso se invierte. Debido a la transmisión alternada de símbolos pilotos, la forma “zero” puede usar la potencia unitaria en cada transmisión

## V.4 Proceso de estimación de canal.

Como se puede observar en el diagrama a bloques de la figura 25, el proceso de estimación de canal puede dividirse en dos fases: en la primera fase el receptor distingue los pilotos de diferentes antenas transmisoras,  $Y_p(k)$ , y obtiene la respuesta en frecuencia del canal (CFR, Channel Frequency Response) en las subportadoras pilotos,  $\hat{H}_p(k)$ , esto mediante algún algoritmo de estimación. En la segunda fase, la información de estado del canal en las subportadoras de datos,  $\hat{H}(k)$ , es obtenida mediante una técnica de interpolación, esta última hace uso de la CFR de las subpotadoras pilotos.

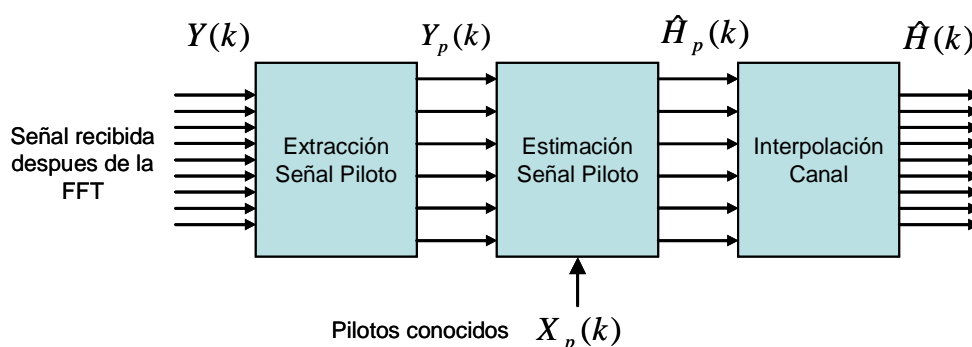


Figura 25: Proceso de estimación de canal en el dominio de la frecuencia

A continuación se describen ambas etapas de manera detallada

### V.4.1 Extracción y estimación de símbolos pilotos

El primer paso en la estimación de canal, generalmente es obtener un estimado de la CFR en las subportadoras pilotos. En la mayoría de los trabajos que existen en la literatura, esta tarea es realizada usualmente a través del algoritmo de mínimos cuadrados (*LS*, *Least squares*) debido a su implementación simple y buen desempeño. Sin embargo este algoritmo proporciona una estimación aproximada de la CFR debido a que no considera la

correlación de canal entre las subportadoras y a su vez es propenso al ruido e interferencia inter-portadoras (ICI). Esto causa que el desempeño del sistema tenga una alta dependencia del error de estimación por el hecho de que una vez que se ha realizado un estimado de la CFR en las subportadoras pilotos, la CFR en las subportadoras de datos es obtenida a través de alguna técnica de interpolación [Coleri, 2002].

El estimado de la CFR en las subportadoras pilotos a través del algoritmo de LS puede ser obtenido de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{p,LS}(k) = X_p^{-1}(k)Y_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} \quad k=0, 1, \dots, N_p-1 \quad (43)$$

Donde  $Y_p(k)$  y  $X_p(k)$  son la salida y la entrada en la  $k$ -ésima subportadora piloto.

#### V.4.2 Interpolación del canal

Para obtener el estimado de la respuesta en frecuencia del canal en las subportadoras de datos, se debe usar una técnica de interpolación. Entre las diversas técnicas de interpolación que se pueden encontrar en la literatura [Coleri, 2002], se tienen las siguientes:

- 1.- Interpolación lineal.
- 2.- Interpolación Spline.
- 3.- Interpolación Cúbica.
- 4.- Interpolación Low Pass.

Debido a que el presente trabajo de investigación se enfoca a la evaluación del desempeño de la estructura *Comb type* con la reducción de símbolos pilotos, se hace uso de la interpolación lineal debido a su implementación simple.

### V.4.1.1 Interpolación lineal

La interpolación lineal es el método más simple para estimar el canal a través de las subportadoras pilotos. Aunque la interpolación lineal tiene la desventaja de no eliminar la influencia del ruido en el receptor, su sencillez de aplicación la hace atractiva.

En este método, el estimado de dos subportadoras pilotos es usado para determinar la respuesta en frecuencia del canal en las subportadoras de datos que se localizan entre los pilotos. Esto se muestra en la figura 26.

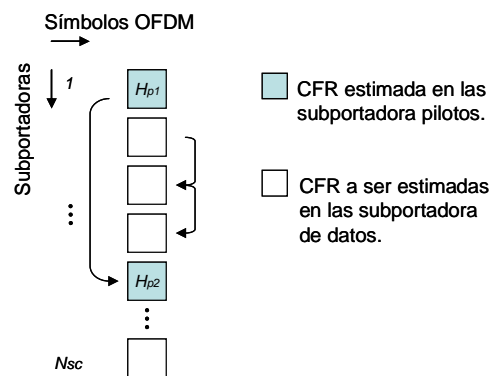


Figura 26: Proceso de interpolación lineal en el dominio de la frecuencia.

La interpolación lineal puede ser llevada a cabo tanto en el dominio de la frecuencia, como en el dominio del tiempo, según sea el caso de la estructura de posicionamiento de los símbolos pilotos, ambos procesos se describen a continuación.

#### V.4.1.1.1 Interpolación lineal domino de la frecuencia

De acuerdo a [Coleri, 2002], considerando un símbolo OFDM con  $N_{sc}$  subportadoras, y  $N_p$  símbolos pilotos, tenemos que la estimación de canal en la subportadora de datos  $k$ ,  $mA < k < (m+1)A$ , se define como:

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mA + a) \quad 0 \leq a \leq A \quad \text{para } a = 0, 1, \dots, A-1 \text{ y } m = 0, \dots, N_p-1 \\ &= (\hat{H}_p(m+1) - \hat{H}_p(m)) \frac{a}{A} + \hat{H}_p(m) \end{aligned} \quad (44)$$

Donde:

$$A = \frac{N_{sc}}{N_p} \quad (45)$$

$\hat{H}(k)$  representa la estimación de canal en la subpotadora de datos,  $\hat{H}_p$  la respuesta en frecuencia del canal en la subportadora piloto y  $m$  el  $m$ -ésimo símbolo piloto. Este proceso se ilustra en la figura 26.

#### V.4.1.1.2 Interpolación lineal dominio del tiempo

Considerando que la interpolación se realiza en el tiempo, es decir entre símbolos OFDM, como se muestra en la figura 27. La interpolación lineal se describe de la siguiente manera:

$$\hat{H}_{t+1}(k) = \frac{1}{2}(\hat{H}_{p,t+2}(k) + \hat{H}_{p,t}(k)) \quad t = 1, 3, 5, \dots, N_{SOFDM} \quad (46)$$

Donde  $t$  es el índice de tiempo y  $N_{SOFDM}$  el número de símbolos OFDM dentro de una trama, mientras que  $\hat{H}_{t+1}$  y  $\hat{H}_{p,t+2}$  son la CFR en dos instantes de tiempo diferentes, respectivamente.

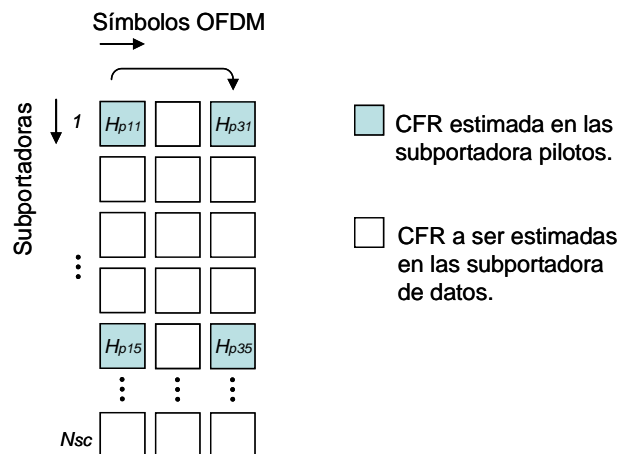


Figura 27: Proceso de interpolación lineal en el dominio del tiempo.

## V.5 Problema de estimación en las subportadoras de los extremos

Cuando empleamos la técnica de interpolación lineal, y una estructura de posicionamiento del tipo “*comb type*”, se presenta el problema de las subportadora en los extremos, como se puede observar en la figura 28a, la última subportadora piloto no cuenta con una señal de referencia para realizar la técnica de interpolación lineal.

Para solucionar dicho problema, se hace uso de la correlación que presentan las subportadoras dentro de un símbolo OFDM, lo que permite ver al símbolo OFDM, como si este fuera una cadena, (figura 28b), de esta forma la subportadora piloto,  $N_{pp}$ , junto con la primer subportadora,  $N_{p1}$ , permiten llevar a cabo la técnica de interpolación para obtener las CFR de las subportadoras de datos correspondientes a las ultimas subportadoras del símbolo OFDM, esta propiedad de correlación entre las subportadoras será explicada en la siguiente subsección.

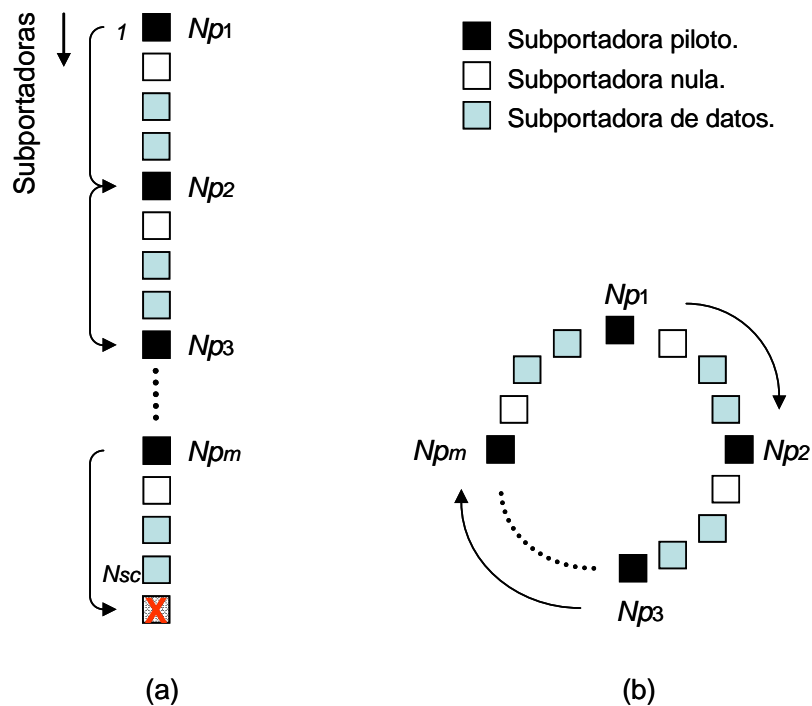


Figura 28: Problemática de subportadoras en los extremos

#### V.4 .1 Propiedad de correlación entre subportadoras

Como ya se mencionó en el capítulo anterior, un canal selectivo en frecuencia puede ser descrito a través de un modelo de línea de retardos (*Tapped delay line*) que representa la respuesta al impulso variante en el tiempo de la siguiente manera:

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) \delta(t - \tau_l) \quad (47)$$

Donde  $L$  es el número de trayectorias diferentes de cero y  $\alpha_{ij}(l)$  es la ganancia compleja de la  $l$ -ésima trayectoria, normalmente modelada como una variable aleatoria Gaussiana independiente con media cero y potencia normalizada. Por otra parte, el coeficiente de desvanecimiento para la  $k$ -ésima subportadora entre la antena transmisora  $i$  y la antena receptora  $j$  se expresa como:

$$H_{ij}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) e^{-j2\pi k \tau_l / K} \quad (48)$$

Partiendo de la ecuación (48), se describen las propiedades estadísticas de  $H_{ij}(k)$  evaluando su media, varianza y auto correlación. Usando las condiciones conocidas de  $E[h_{i,j}(l)] = 0$ ,  $E[|h_{i,j}(l)|^2] = 1$ ,  $E[h_{i,j}(l)h_{i',j'}^*(l')] = 0$ ,  $i \neq i'$ , o  $j \neq j'$ , o  $l \neq l'$ , se tiene que:

$$\begin{aligned} E[H_{i,j}(k)] &= 0 \quad \text{y} \\ E[|H_{i,j}(k)|^2] &= 1 \\ R_{HH}(k, k+n) &= E[H_{i,j}(k)H_{i,j}^*(k+n)] \\ &= \frac{1}{L} \frac{1 - e^{j2\pi n / K}}{1 - e^{j2\pi / K}} \end{aligned} \quad (49)$$

$$i \in \{1, 2, \dots, M_t\}, \quad j \in \{1, 2, \dots, M_r\}, \quad k, n \in \{0, 1, \dots, K-1\}$$

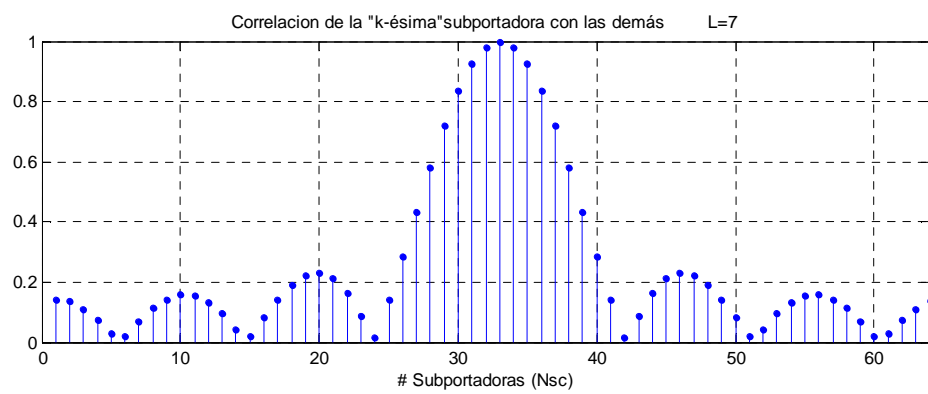
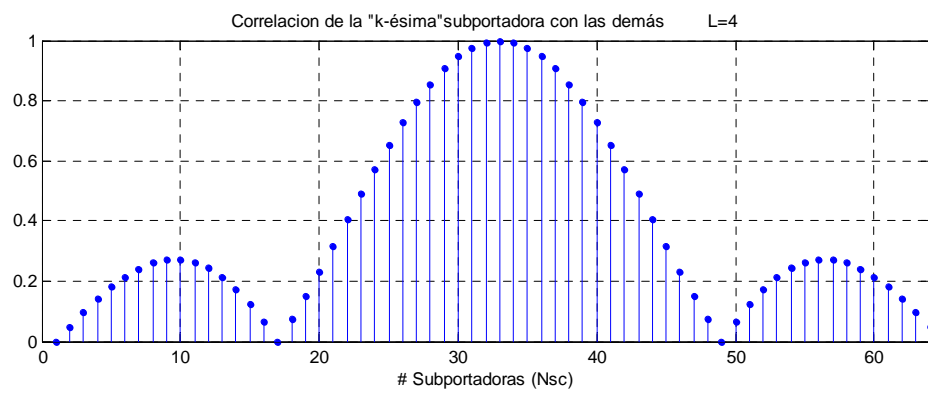
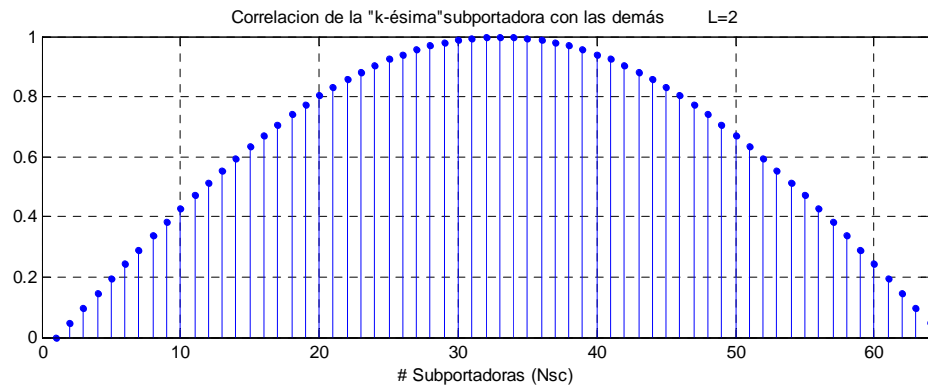
De donde  $M_t$  y  $M_r$  son el número de antenas transmisoras y receptoras, respectivamente y  $K$  el número total de subportadoras.



De la ecuación (49), se puede observar que cada  $H_{ij}(k)$  correspondiente a la  $k$ -ésima subportadora, se define como una variable aleatoria compleja con media cero y varianza 1. Sin embargo, debido a que la función de autocorrelación  $R_{HH}(\cdot)$  solo depende de la diferencia del índice de subportadoras, estas subportadoras presentan cierta correlación. Por lo tanto, la secuencia de coeficientes de desvanecimiento a lo largo del índice de subportadora  $k$  puede ser visto como un proceso Gaussiano complejo de banda angosta estacionario en el sentido amplio, es decir, el canal con desvanecimientos que se establece a través de las subportadoras consecutivas dentro de un símbolo OFDM, puede ser visto como un canal con desvanecimientos correlacionados en la frecuencia, el cual es idéntico al canal convencional con desvanecimiento correlacionado en el tiempo descrito por Jakes [1994].

En la figura 29, se puede observar la correlación de la  $k$ -ésima subportadora con las demás, en estas gráficas la subportadora de interés ha sido centrada en el eje de las subportadoras y se han elegido 64 subportadoras, además se ha variado el número de multitrayectorias,  $L=2,4,7$ . Como se puede ver, la correlación de la  $k$ -ésima subportadora con ella misma es igual a 1.

Además, se demuestra que a medida que es mayor el número de multitrayectorias o el tiempo del retardo, es menor la correlación entre subportadoras adyacentes.



**Figura 29:** Correlación de la  $k$ -ésima subportadoras con todas las demás, variando el número de trayectorias.

# MODELO DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

---

## VI.1 Introducción

En este capítulo se realiza una descripción de la plataforma de simulación desarrollada en el presente trabajo de investigación, primeramente se muestra un diagrama a bloques de dicha plataforma, así como de los esquemas de posicionamiento de símbolos pilotos, posteriormente se muestran los ambientes de modelo de canal seleccionados para evaluar el desempeño de la estimación de canal y por último se presentan los resultados obtenidos bajo diferentes condiciones del canal inalámbrico.

## VI.2 Modelo del sistema

El diagrama a bloques que describe el sistema implementado en el presente trabajo de investigación se muestra en la figura 30. Este consiste de un sistema OFDM con codificación espacio frecuencia con dos antenas transmisoras ( $M_t$ ) y una antena receptora ( $M_r$ ). El título de esta tesis hace referencia a un sistema MIMO, sin embargo, por simplicidad, y debido a que el proceso de estimación es el mismo por cada par de antenas transmisoras y receptoras, este diagrama ha sido reducido a un sistema MISO, con la posibilidad de ser extendido para  $M_r$  antenas receptoras.

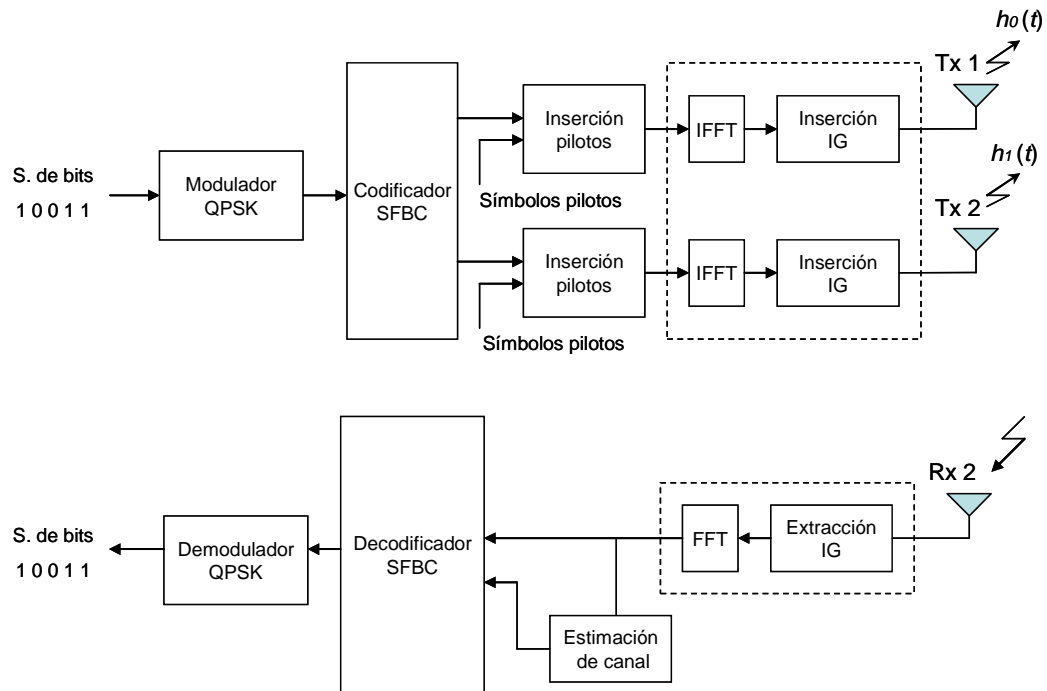


Figura 30: Diagrama a bloques del sistema MISO-OFDM desarrollado

En este diagrama, el proceso de codificado y decodificado es realizado de acuerdo a [King, 2000] de la siguiente manera:

### VI.2.1 Codificador Espacio-Frecuencia

En cada instante de tiempo  $n$ , un vector de símbolos de datos  $\mathbf{X}(n) = [X_0(n) \ X_1(n) \ \cdots \ X_{N-1}(n)]$  es codificado en dos vectores  $\mathbf{X}_e(n)$  y  $\mathbf{X}_o(n)$  por el codificador espacio frecuencia de la siguiente manera:

$$\mathbf{X}_e(n) = [X_0(n) \ X_2(n) \ \cdots \ X_{N-4}(n) \ X_{N-2}(n)]^T \quad (50)$$

$$\mathbf{X}_o(n) = [X_1(n) \ X_3(n) \ \cdots \ X_{N-3}(n) \ X_{N-1}(n)]^T \quad (51)$$

Donde  $\mathbf{X}_e(n)$  y  $\mathbf{X}_o(n)$  corresponden al vector de componentes polifásicas par e impar de  $\mathbf{X}(n)$ , respectivamente.

En base al esquema de diversidad de Alamouti, la matriz de transmisión para SFBC puede ser representada de la siguiente manera:

$$\begin{array}{c} \text{Espacio} \longrightarrow \\ \text{Frecuencia} \downarrow \left( \begin{array}{cc} \mathbf{X}_e & \mathbf{X}_o \\ -\mathbf{X}_o^* & \mathbf{X}_e^* \end{array} \right) \end{array} \quad (52)$$

Donde \* representa el complejo conjugado.

### VI.2.2 Decodificador Espacio-Frecuencia

En el receptor la señal demodulada está dada por:

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{H}_1(n)\mathbf{X}_1(n) + \mathbf{H}_2(n)\mathbf{X}_2(n) + \mathbf{N}(n) \quad (53)$$

O de manera equivalente como:

$$\mathbf{Y}_e(n) = \mathbf{H}_{1,e}(n)\mathbf{X}_{1,e}(n) + \mathbf{H}_{2,e}(n)\mathbf{X}_{2,e}(n) + \mathbf{N}_e(n) \quad (54)$$

$$\mathbf{Y}_o(n) = \mathbf{H}_{1,o}(n)\mathbf{X}_{1,o}(n) + \mathbf{H}_{2,o}(n)\mathbf{X}_{2,o}(n) + \mathbf{N}_o(n) \quad (55)$$

Suponiendo que las respuestas del canal son conocidas o pueden ser estimadas con exactitud en el receptor, el decodificador, construye el vector de variables de decisión de acuerdo a:

$$\hat{X}_e(n) = \mathbf{H}_{1,e}^*(n)\mathbf{Y}_e(n) + \mathbf{H}_{2,o}(n)\mathbf{Y}_o^*(n) \quad (56)$$

$$\hat{X}_o(n) = \mathbf{H}_{2,e}^*(n)\mathbf{Y}_e(n) - \mathbf{H}_{1,o}(n)\mathbf{Y}_o^*(n) \quad (57)$$

En la ecuación (56) y ecuación (57), se asume que las ganancias complejas de canal entre subportadoras adyacentes son aproximadamente constantes, es decir,  $\mathbf{H}_{1,e}(n) \approx \mathbf{H}_{1,o}(n)$  y que  $\mathbf{H}_{2,e}(n) \approx \mathbf{H}_{2,o}(n)$ .

### VI.2.3 Estructura de símbolos pilotos

Para el presente trabajo de investigación fueron implementados dos esquemas de posicionamiento pilotos, el primero de ellos es el arreglo mas básico conocido como *Comb type pilot* que a diferencia del arreglo *Block type*, reduce aun más la carga útil piloto conservando una estimación de canal eficiente, mientras que el segundo esquema es una modificación de este.

#### VI.2.3.1 Esquema A

Esta secuencia es presentada por Qiao [2005] y la distribución de símbolos pilotos a través de ambas antenas transmisoras se realiza de la siguiente manera:

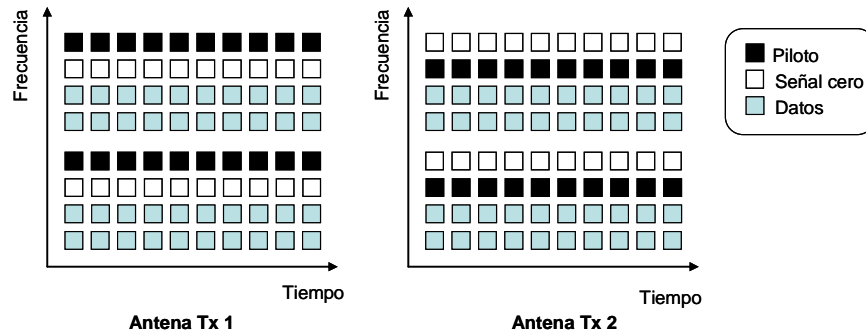
$N_p$  subportadoras pilotos son divididas en  $M_t$  grupos

$$X_i(n,k) = \begin{cases} Ep & k = mM_t(N_{sc}/N_p) + i - 1 \\ 0 & k = mM_t(N_{sc}/N_p) + j - 1 \\ d & \text{Otro caso} \end{cases} \quad (58)$$

$$m = 0, 1, \dots, N_p/M_t - 1; \quad i = 1, 2, \dots, M_t; \quad j = 1, 2, \dots, M_t (j \neq i);$$

Donde  $M_t$  es el número de antenas transmisoras,  $n$  es el índice de tiempo,  $N_{sc}$  es el número de subportadoras y  $N_p$  el número de subportadoras pilotos

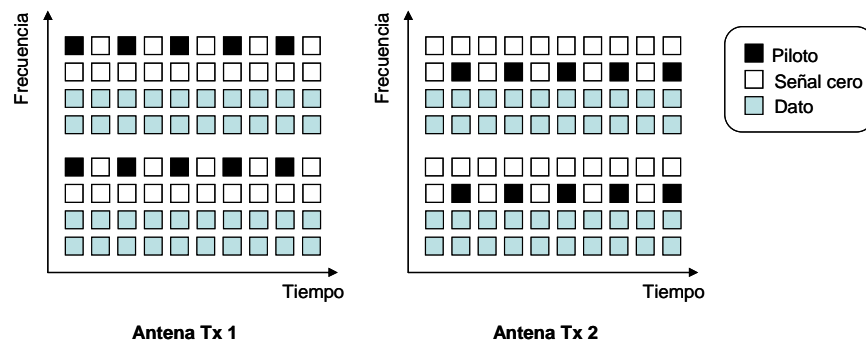
Visto de otra forma, la  $i$ -ésima antena envía tonos pilotos en la  $k_i \in K_i$  subportadoras, y señales ceros en  $k_i \in K_j, j=1, 2, \dots, M_t (j \neq i)$  subportadoras y transmite señales de datos en las otras subportadoras, como se muestra en la figura 31.



*Figura 31: Esquema de posicionamiento A para dos antenas transmisoras y ocho subportadoras.*

### VI.2.3.2 Esquema B

Como se puede observar en la figura 32 este esquema es una modificación del esquema A. En este, la cantidad de símbolos pilotos en el dominio del tiempo es reducida, debido a que la transmisión de estos no es en cada instante de tiempo.



*Figura 32: Esquema de posicionamiento B para dos antenas transmisoras y ocho subportadoras.*

Además, para ambos esquemas, los símbolos pilotos insertados tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, presentan la misma potencia, son igualmente espaciadas y son ortogonales entre sí.

Por otra parte, debido a que únicamente algunas subportadoras contienen señales pilotos, la respuesta del canal en las subportadoras no pilotos o de datos son estimadas interpolando con las subportadoras pilotos vecinas. El proceso de interpolación, tanto en el dominio del

tiempo como en el de la frecuencia, es realizado de acuerdo a la descripción presentada en el capítulo anterior.

Es importante mencionar que el proceso de estimación en el esquema B se realiza primeramente en el dominio de la frecuencia y posteriormente en el dominio del tiempo a través de una trama OFDM (conjunto de símbolos OFDM).

#### VI.2.4 Modelo de canal

De acuerdo al sistema presentado en la figura 30, y como se mencionó en el capítulo IV, se asume que cada canal (entre la  $i$ -ésima antena transmisora y la  $j$ -ésima antena receptora) tiene  $L$  trayectorias independientes con una amplitud compleja de  $\alpha_{i,j}(l)$  y un retardo denotado por  $\tau_l$  asociado con la  $l$ -ésima trayectoria, donde la amplitud compleja de cada trayectoria es generada mediante el modelo de *Jakes*.

Sin embargo, a fin de lograr un modelo de canal aún más cercano a la realidad, es necesario usar un perfil de canal que defina la atenuación promedio de la señal en ciertos retardos de trayectoria. En el presente trabajo, se utilizan los ambientes de Área Rural (*RA, Rural Area*), Típico Urbano (*TU, Typical Urban*) y Urbano Malo (*BU, Bad Urban*) establecidos por el modelo COST 207 para especificar tales características, estas últimas mostradas en las Tablas I, II y III, respectivamente.

**Tabla I. Perfil de retardo de potencia para modelo de Área Rural, COST 207**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_l (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (linear) \mid P_l (dB)$	
<b>Área Rural: Modelo de canal 6 trayectorias.</b>			
0	0.0	1	0
1	0.1	0.4	-4
2	0.2	0.16	-8
3	0.3	0.06	-12
4	0.4	0.03	-16
5	0.5	0.01	-20



**Tabla II. Perfil de retardo de potencia para modelo Típico Urbano, COST 207**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_i (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (lineal) \mid P_l (dB)$	
<b>Urbano Típico: Modelo de canal 6 trayectorias.</b>			
0	0.0	0.5	-3
1	0.2	1	0
2	0.5	0.63	-2
3	1.6	0.25	-6
4	2.3	0.16	-8
5	5.0	0.1	-10

**Tabla III. Perfil de retardo de potencia para modelo Urbano Malo, COST 207**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_i (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (lineal) \mid P_l (dB)$	
<b>Urbano Malo: Modelo de canal 12 trayectorias.</b>			
0	0.0	0.2	-7
1	0.2	0.5	-3
2	0.4	0.79	-1
3	0.8	1	0
4	1.6	0.63	-2
5	2.2	0.25	-6
6	3.2	0.2	-7
7	5.0	0.79	-1
8	6.0	0.63	-2
9	7.2	0.2	-7
10	8.2	0.1	-10
11	10.0	0.03	-15

Como podemos observar, los retardos ( $\tau_i$ ) mostrados en las tablas anteriores no son muestras espaciadas de acuerdo a la tasa de muestreo ( $f_s = 1/B_w = 1\mu s$ ). Por tal razón, para que estos perfiles puedan ser usados en el sistema propuesto, estos deben ser muestreados usando  $f_s$ .

El proceso de muestreo consiste en dividir el eje de tiempo en función de  $f_s$  y posteriormente asignar cada una de las trayectorias a la muestra más cercana (en el caso de que dos muestras se encuentren dentro del mismo tiempo de muestreo, estas se suman formando una sola nueva trayectoria).

Luego, los valores de potencia promedio  $P$ , dados en  $dB$  son convertidos a varianzas  $\sigma_l^2$ . Como se mencionó en el capítulo IV, la suma de la varianza de cada una de las trayectorias debe ser igual a uno con la finalidad de poder controlar la potencia de la señal en el simulador, sin embargo los perfiles mostrados no presentan esta propiedad. Por lo tanto, la potencia promedio de cada trayectoria es calculada nuevamente para cada uno de los perfiles definidos, usando las siguientes ecuaciones:

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{\sum_{l=1}^L 10^{\frac{P_l}{10}}} \quad (59)$$

$$\sigma_l^2 = \sigma_1^2 \cdot 10^{\frac{P_l}{10}} \quad (60)$$

$$\sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = \sum_{l=1}^L \left( \sigma_1^2 \cdot 10^{\frac{P_l}{10}} \right) = \sigma_1^2 \cdot \sum_{l=1}^L 10^{\frac{P_l}{10}} = 1 \quad (61)$$

$$P_l = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_l^2}{\sigma_1^2} \right) \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (62)$$

Donde

$\sigma_l^2$  Varianza de la  $l$ -ésima trayectoria.

$L$  Número de trayectorias en el perfil de canal.

La varianza de la primera trayectoria es calculada usando la ecuación (59) y el resto son calculadas usando la ecuación (60.)

De esta manera, el retardo de cada trayectoria son muestras espaciadas y la suma de atenuaciones es igual a uno, dando como resultado que el canal multitrayectorias no amplifique la señal transmitida.

Los perfiles de canal, adaptados al sistema propuesto se muestran en la tabla IV, V, VI y son ilustrados en las figuras 33, 34 y 35, respectivamente.

**Tabla IV. Perfil de retardo de potencia para modelo de Área Rural, COST 207 normalizado.**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_i (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (lineal) \mid A_l (dB)$	
<b>Área Rural: Modelo de canal 2 trayectorias.</b>			
0	0.0	0.994	-0.02
1	1	0.006	-22.1

**Tabla V. Perfil de retardo de potencia para modelo Típico Urbano, COST 207 normalizado.**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_i (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (lineal) \mid A_l (dB)$	
<b>Urbano Típico: Modelo de canal 4 trayectorias.</b>			
0	0	0.5682	-2.45
1	1	0.2388	-6.21
3	2	0.1551	-8.09
4	5	0.0379	-14.21

**Tabla VI. Perfil de retardo de potencia para modelo Urbano Malo, COST 207 normalizado.**

No. Trayectoria $L$	Retardo de propagación $\tau_i (\mu s)$	Potencia promedio relativa $\sigma_l^2 (lineal) \mid A_l (dB)$	
<b>Urbano Malo: Modelo de canal 9 trayectorias.</b>			
0	0	0.2803	-5.52
1	1	0.1875	-7.26
2	2	0.1654	-7.81
3	3	0.0374	-14.26
4	5	0.1489	-8.26
5	6	0.1183	-9.26
6	7	0.0374	-14.26
7	8	0.0188	-17.26
8	10	0.0059	-22.26

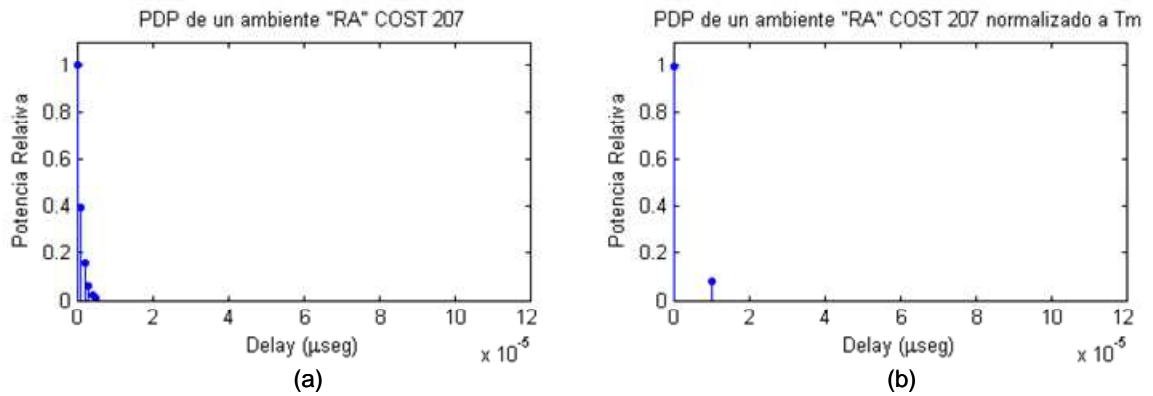


Figura 33: Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente de Área Rural, (b) para un ambiente de Área Rural normalizado en función de  $f_s$ .

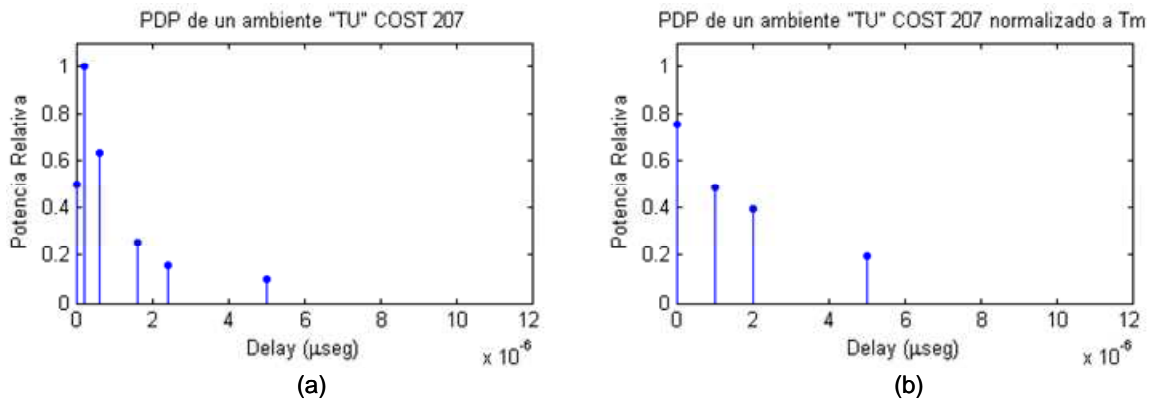


Figura 34: Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente Típico Urbano, (b) para un ambiente Típico Urbano normalizado en función de  $f_s$ .

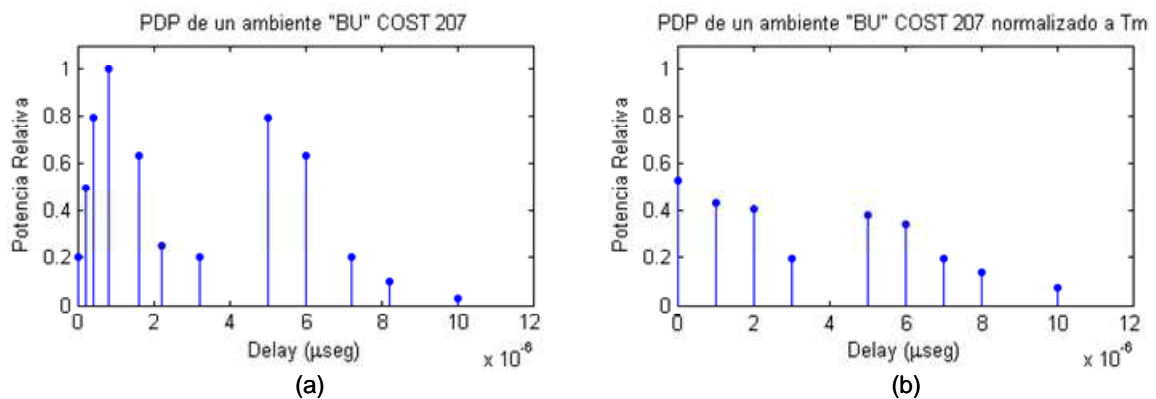


Figura 35: Perfil de retraso de potencia: (a) para un ambiente Urbano Malo, (b) para un ambiente Urbano Malo normalizado en función de  $f_s$ .

### VI.2.5 Cálculo de la Tasa de Error de Símbolo (SER) para sistemas SF/ST OFDM

Para llevar a cabo el análisis de los resultados obtenidos al momento de evaluar el proceso de estimación de canal sobre la plataforma SFBC-OFDM bajo diferentes condiciones de canal radio, en este trabajo de investigación se hace uso de las expresiones presentadas por Şenol [2006]. Estas últimas se definen de la siguiente manera:

$$SER = 1 - \gamma_2^3 \gamma_3 \quad (63)$$

Donde:

$$\gamma_1 = \frac{1}{2\pi(SNR + 1)} \quad (64)$$

$$\gamma_2 = \sqrt{\frac{SNR}{SNR + 2}} \quad (65)$$

$$\gamma_3 = \frac{SNR + 3}{SNR} \quad (66)$$

## VI. 3 ANALISIS DE RESULTADOS

En esta sección, se evalúa el desempeño de los esquemas de posicionamiento de símbolos pilotos mostrados en la sección anterior, para ello se hace uso del modelo del sistema descrito en la figura 30.

El sistema emplea un esquema de modulación QPSK, 1 MHz de ancho de banda con una frecuencia portadora de 800 MHz. El tamaño de bloque OFDM es  $N_{sc}= 256$  y la longitud del prefijo cíclico es de  $L-1$ , siendo  $L$  el orden del canal.

Tanto para el esquema A, como para el esquema B, el número total de símbolos pilotos empleado es de 128, los cuales son insertados a través de ambas antenas transmisoras, es decir, 64 símbolos pilotos por antena transmisora.

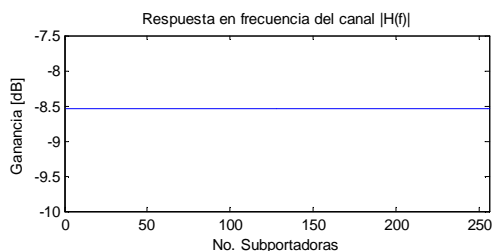
El algoritmo de estimación de canal utilizado es el de mínimos cuadrados (*Least square*) debido a su baja complejidad y el proceso de interpolación, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, es realizado por medio de la técnica de interpolación lineal como se describió en el capítulo V.

El desempeño del sistema es medido en función de la tasa de error de símbolo (SER) contra relación señal a ruido (SNR) y para ello se desarrollaron dos modelos de canal radio:

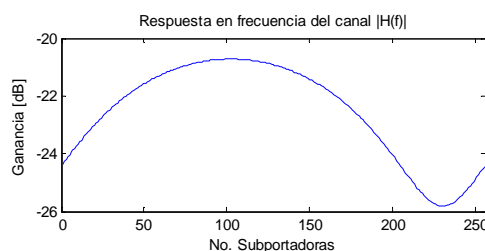
- Canales selectivos en frecuencia.
- Canales variantes en el tiempo.

Para la evaluación sobre canales selectivos en frecuencia, se utilizaron diferentes perfiles de retardos de potencia los cuales se definieron en la sección anterior, mientras que para la evaluación sobre canales variantes en el tiempo se simulaban diferentes desplazamientos Doppler.

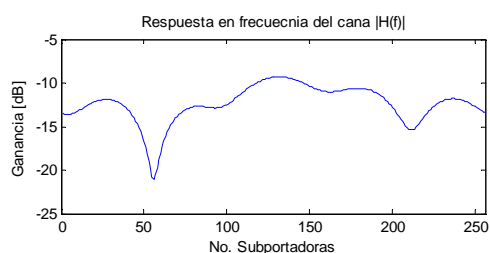
En la figura 36 se muestra la respuesta en frecuencia de un canal plano, mientras que en las figuras 37, 38 y 39, se muestran las respuestas en frecuencias correspondientes a la realización de canal en un instante de tiempo empleando diferentes perfiles de retardo de potencia.



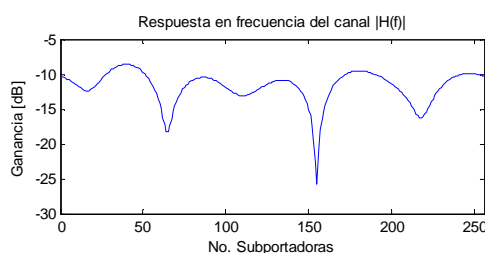
**Figura 36: Respuesta en frecuencia de un canal plano**



**Figura 37: Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente de Área Rural**

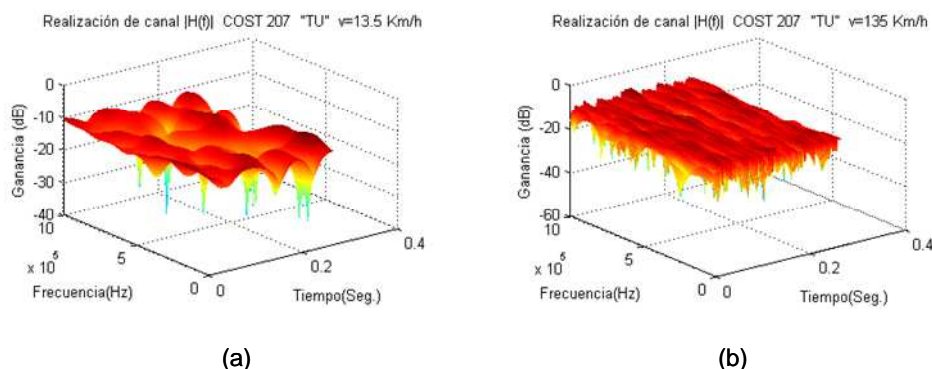


**Figura 38: Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente Típico Urbano**



**Figura 39: Respuesta en frecuencia del canal en un ambiente Urbano Malo**

Como se puede observar en estas figuras, la selectividad del canal aumenta a medida que el número de multitrayectorias incrementa. Por otra parte, en la figura 40, se puede observar la variación a través del tiempo a medida que el móvil se desplaza más rápido.

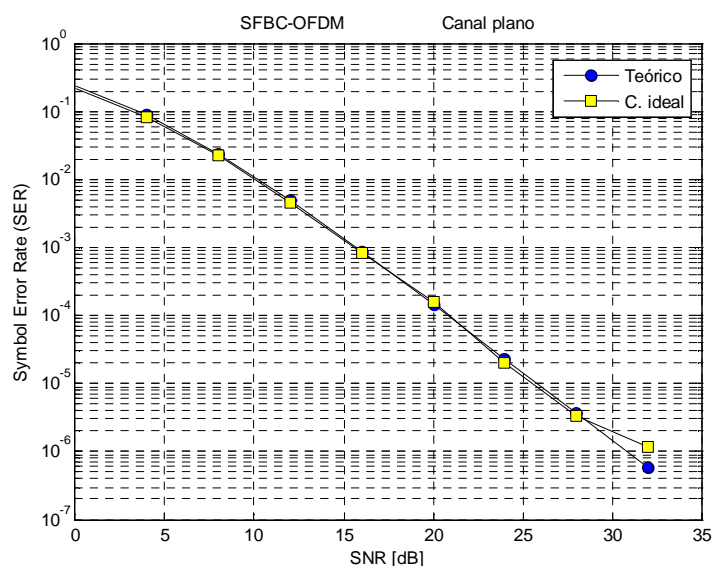


**Figura 40: Realización de canal  $|H(f)|$  sobre un perfil de retardo para un ambiente Típico Urbano, (a)  $v = 13.5$  Km/h y  $f_d = 10$  Hz, (b)  $v = 135$  Km/h y  $f_d = 100$  Hz**

## VI. 3.1 RESULTADOS

### VI.3.1.1 Evaluación del sistema con un canal no selectivo en frecuencia

Para evaluar el sistema SFBC-OFDM sobre un canal no selectivo en frecuencia, se genera la curva de la Tasa de Error de Símbolo (SER) y se compara con la gráfica generada a través del conocimiento de la información de estado del canal en el receptor. Para ello se utilizó un canal plano, es decir una sola trayectoria. La curva a la cual se hace referencia como valor teórico se obtuvo a partir de las ecuaciones mostradas en la sección VI.2.5. Los resultados se muestran en la figura 41.



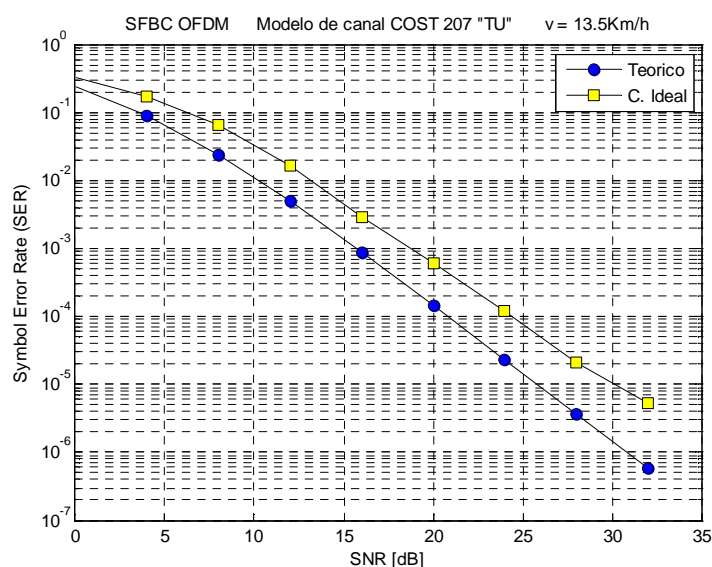
**Figura 41:** Comparación entre valor teórico y conocimiento ideal del canal en el receptor utilizando un canal plano.

Como se observa en la figura 41, la curva que representa conocimiento ideal del canal sigue correctamente a la curva de valor teórico hasta una relación señal a ruido de 24 dB, a partir de este valor la curva empieza a degradarse en comparación con el valor teórico, esto debido a que para obtener tasas de error de bits del orden de  $10^{-5}$  ocupamos transmitir 1,000,000 símbolos OFDM, lo cual no fue factible realizar debido a limitaciones de hardware y tiempo de procesamiento.



### VI.3.1.2 Evaluación del sistema con un canal selectivo en frecuencia

Nuevamente se evalúa el sistema, pero ahora considerando un perfil de retardo de potencia para un ambiente Típico Urbano correspondiente a los modelos de canal COST 207, a diferencia de los resultados mostrados en la figura 41, el canal presenta 6 trayectorias y la velocidad del móvil es de 13.5 Km/h la cual equivale a un máximo desplazamiento Doppler de 10Hz. Los resultados se muestran en la figura 42.

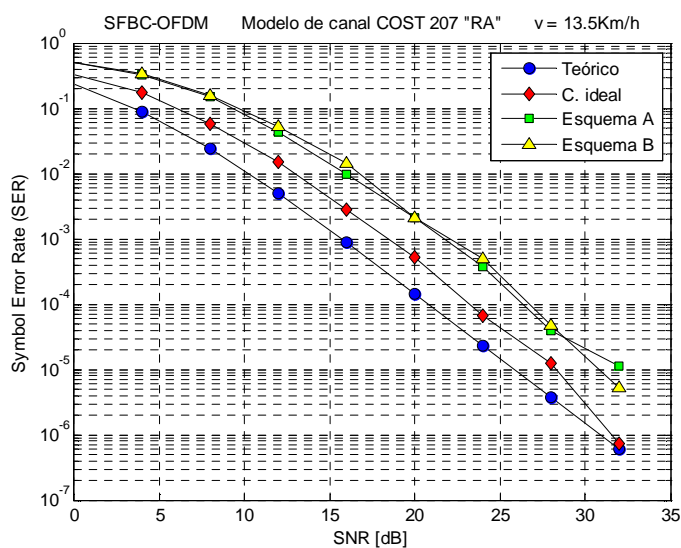


*Figura 42: Comparación entre el valor teórico y conocimiento ideal del canal en el receptor en un sistema SFBC-OFDM.*

Como se puede observar en la figura 42, al evaluar el sistema SFBC-OFDM bajo la consideración que el receptor cuenta con el conocimiento de la información de estado del canal, el sistema SFBC-OFDM sigue un comportamiento desplazado respecto al del valor teórico, esto debido a la degradación introducida por la selectividad en frecuencia y la variación en el tiempo del canal.

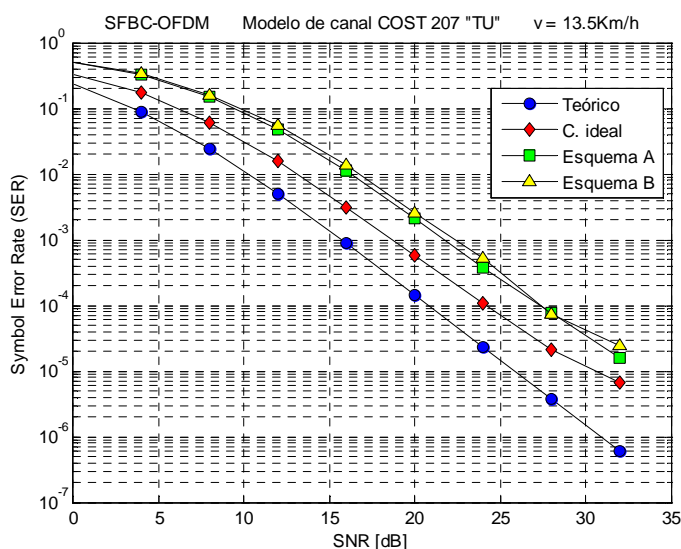
### VI.3.1.3 Comparación del Esquema A con el Esquema B sobre diferentes PDP.

Para evaluar el sistema propuesto, comparando el esquema A con el Esquema B se emplearon dos perfiles de retardo de potencia. En la figura 43 se muestran los resultados usando un ambiente de Area Rural a una  $f_d=10$  Hz.



**Figura 43:** Comparación entre los esquemas de posicionamiento piloto A y B sobre un modelo de canal COST 207 "RA"

En la figura 44 se muestran los resultados usando un perfil de retardo de potencia correspondiente a un ambiente Típico Urbano, de igual forma, se usó una velocidad del móvil de 13.5 Km/h.



**Figura 44:** Comparación entre los esquemas de posicionamiento piloto A y B sobre un modelo de canal COST 207 "TU".

Tanto en la figura 43 como en la figura 44, se puede observar que ambos esquemas tienen un comportamiento similar en tales ambientes, esto debido a que el tiempo de coherencia del canal es muy grande en comparación a  $T_s$  y el canal presenta poca selectividad.

### VI.3.1.4 Selectividad en frecuencia del canal sobre el esquema A y el esquema B

Para analizar el comportamiento del sistema tanto del esquema A como el esquema B sobre un canal selectivo en frecuencia, se utilizó un perfil de retraso de potencia de Área Rural (RA), Urbano Típico (TU) y Urbano Malo (BU), los cuales presentan un máximo exceso del retardo de  $2.0 \mu\text{s}$ ,  $5.0 \mu\text{s}$  y  $10 \mu\text{s}$ , respectivamente. La velocidad del móvil es de  $13.5 \text{ Km/h}$  ( $f_d=10 \text{ Hz}$ ). Los resultados se muestran en la figura 45 y 46, respectivamente.

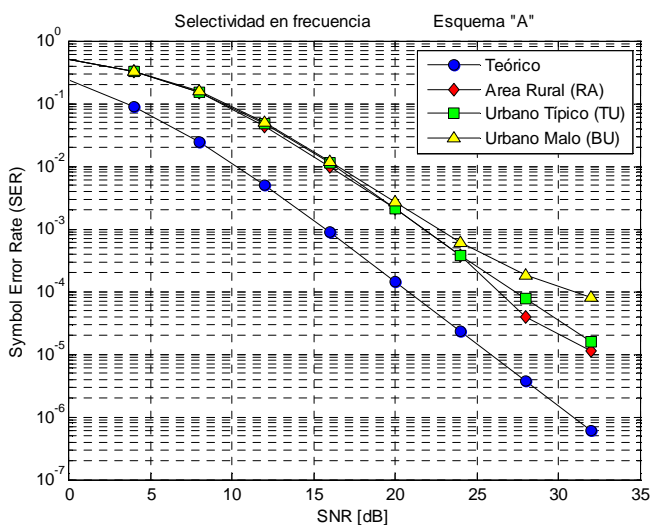


Figura 45: Efecto de la selectividad en frecuencia sobre el esquema A.

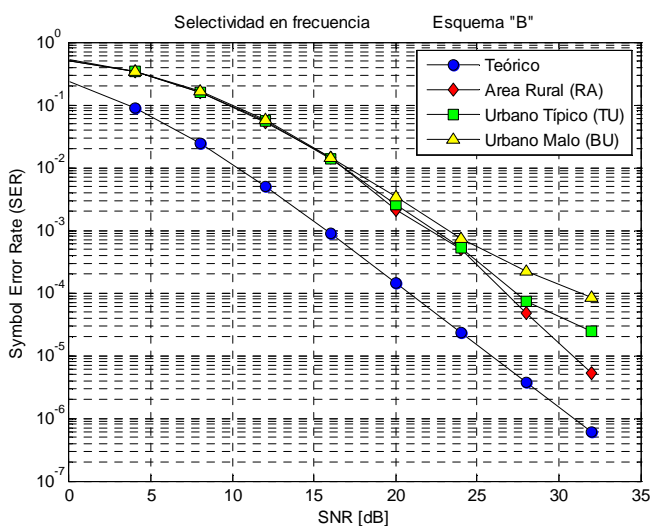
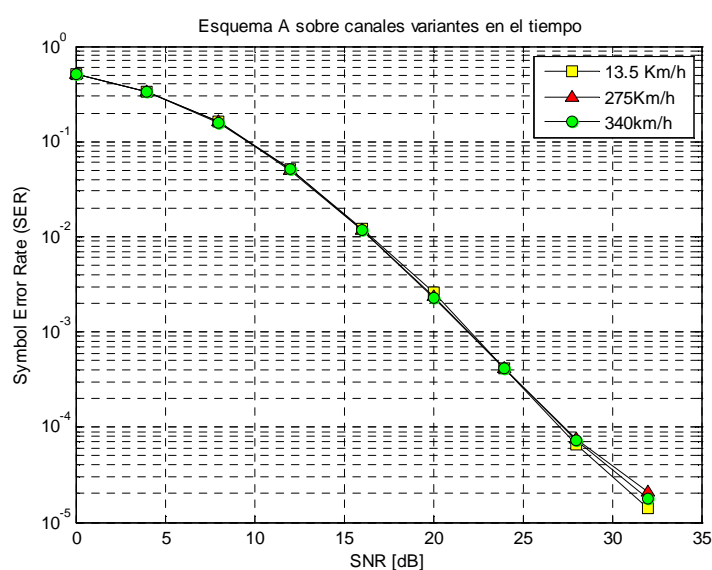


Figura 46: Efecto de la selectividad en frecuencia sobre el esquema B.

Como se puede observar en la figura 45 y en la figura 46, la selectividad en frecuencia que presenta el canal degrada el desempeño del sistema a medida que el máximo exceso en el retardo (parámetro determinado por el perfil de retraso de potencia) aumenta. Por otra parte comparando las gráficas del esquema A con las gráficas del esquema B, podemos observar que los dos esquemas presentan un comportamiento muy similar, esto debido a que el tiempo de coherencia del canal para una velocidad de 10 Km/h es demasiado grande, ocasionando que el canal permanezca constante durante varios símbolos OFDM adyacentes, lo que permite al esquema B que el error de estimación introducido en los símbolos en los que no se cuenta con pilotos para realizar la estimación, sea pequeño.

### VI.3.1.5 Efecto de la naturaleza variante en el tiempo del canal.

Para evaluar el esquema A, se utilizó un ambiente Típico Urbano y diferentes velocidades de móvil para generar diferentes valores de desplazamiento Doppler. Los resultados se muestran en la figura 47.

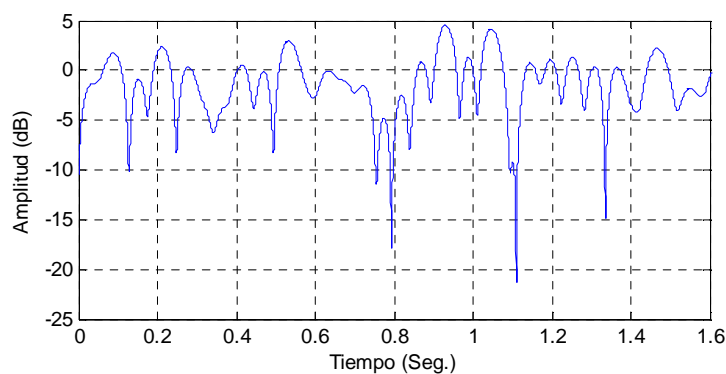


**Figura 47: Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 "TU"**

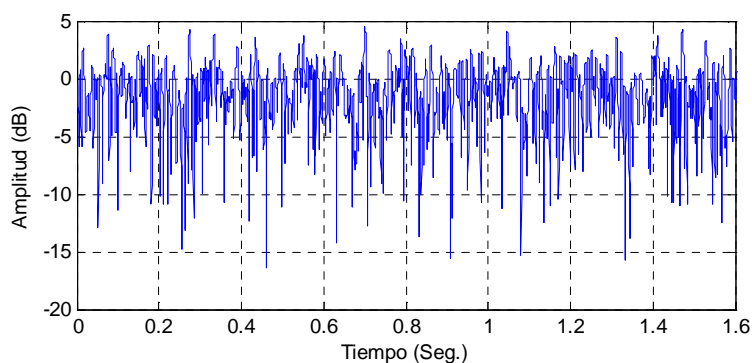
Como se puede observar en esta figura 47, la curva de la tasa de error de símbolo (SER), no presenta una variación significativa a medida que la frecuencia Doppler aumenta.

Para poder dar una explicación a esto, es necesario comprender la etapa de decodificado de un sistema STBC-OFDM y SFBC-OFDM (ecuaciones 56 y 57), en el primero se considera que el canal permanece constante durante dos tiempos de símbolos OFDM, mientras que en el segundo esta condición debe ser cumplida entre subportadoras adyacentes.

De acuerdo a la teoría, a medida que la velocidad del móvil aumenta, el tiempo de coherencia (tiempo en el cual el canal tiene un desvanecimiento plano) se hace mas pequeño, lo que conlleva a variaciones mas rápidas a través del tiempo, esto puede ser observado en la figura 48 y 49. En estas se muestran las envolventes Rayleigh para el desplazamiento Doppler de 10 y 100 Hz, respectivamente.



**Figura 48:** *Envolvente con desvanecimiento Rayleigh para una velocidad de 13.5 Km/h y frecuencia Doppler de 10 Hz.*



**Figura 49:** *Envolvente con desvanecimiento Rayleigh para una velocidad de 135 Km/h y frecuencia Doppler de 100 Hz.*

Por lo tanto al haber una variación del canal entre símbolos OFDM adyacentes, esta variación no afectará al sistema SFBC-OFDM debido a que este realiza el proceso de

decodificado dentro de un símbolo OFDM, por lo que la variación del efecto Doppler no se ve reflejada.

Y si a lo anterior se le suma que la principal ventaja de los esquemas de posicionamiento *Comb Type* es su habilidad para manejar sistemas con variaciones rápidas en el tiempo (debido a que el canal puede ser estimado en cada bloque OFDM), el efecto es todavía mucho menor.

### VI.3.1.6 Análisis del sistema con canales variantes en el tiempo.

Por último se evaluó el esquema B sobre un canal variante en el tiempo, para ello se utilizaron diferentes valores para las velocidades del móvil con la finalidad de variar el tiempo de coherencia, ya que este último comparado con el tiempo de símbolo determinan si el canal es un canal con desvanecimientos rápidos o lentos. Dichos valores se muestran en la tabla VII.

**Tabla VII. Valores de tiempo de coherencia para diferentes velocidades.**

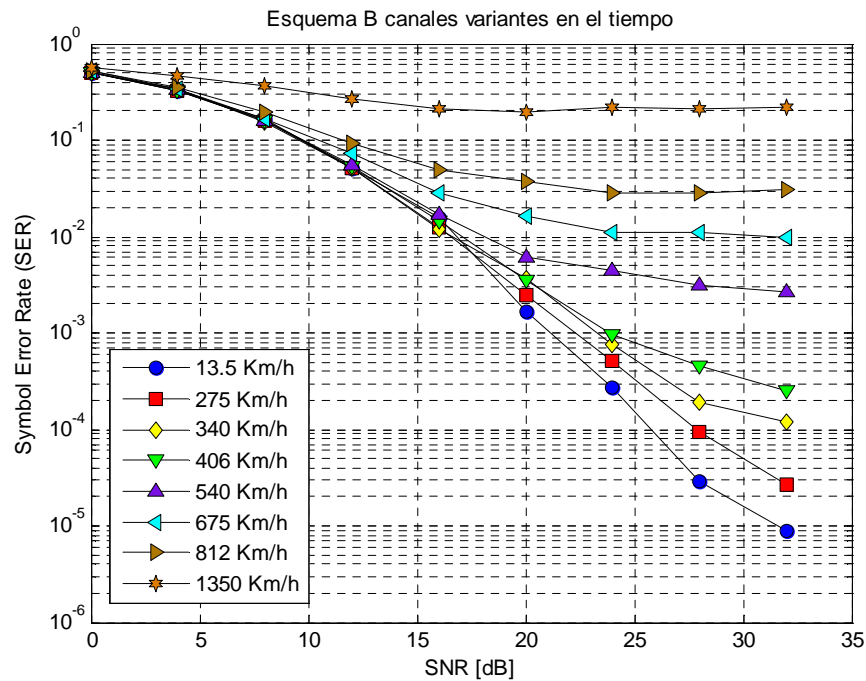
Velocidad (Km/h )	Frecuencia Doppler (Hz)	T. de coherencia <sup>2</sup> $T_c = \frac{9}{16 \cdot \pi \cdot f_d}$	Tiempo de símbolo (Seg.)
13.5	10	0.0179	256e-6
275	200	0.87897e-3	256e-6
340	250	0.71093e-3	256e-6
406.75	300	0.59426e-3	256e-6
540	400	0.44762e-3	256e-6
812	600	0.29768e-3	256e-6
1350	1000	0.17905e-3	256e-6

<sup>2</sup> [Rappaport,1998]

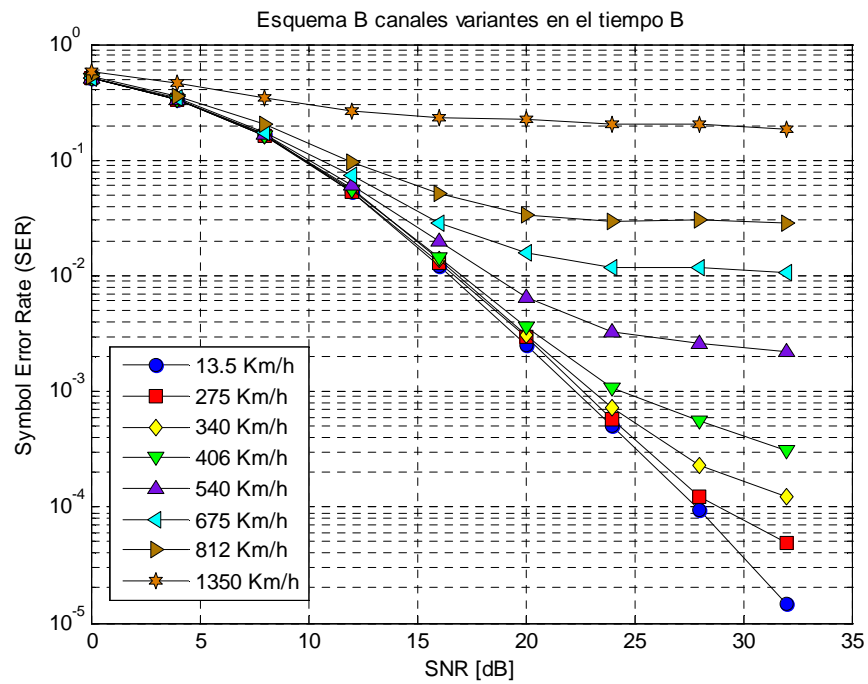
De acuerdo a ésta tabla se puede observar que tanto la velocidad del móvil como la frecuencia Doppler son valores fuera de la realidad, simplemente usaron para propósitos de simulación.

Nuevamente se evaluó el desempeño del sistema para un perfil de retardo de potencia de un ambiente de Área Rural, Típico Urbano y Urbano Malo. En cada uno de estos perfiles se hace una variación a la velocidad de acuerdo a la tabla VII.

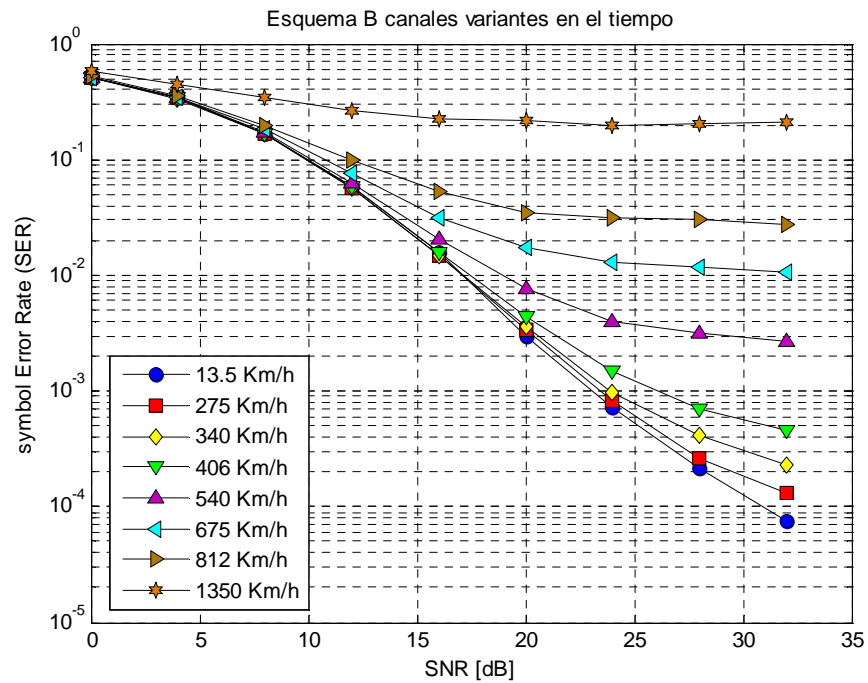
A continuación, en las figuras 50, 51 y 52 se muestran los resultados obtenidos.



**Figura 50: Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 "RA".**



*Figura 51: Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 "TU."*



*Figura 52: Efecto de la naturaleza variante en el tiempo sobre un modelo de canal COST 207 "BU."*



Como se puede observar en las graficas de las figuras 50, 51 y 52, a medida que el tiempo de coherencia se reduce o se aproxima más al tiempo de símbolo OFDM el sistema se va degradando.

De igual forma en los tres perfiles se puede observar que el sistema presenta un buen desempeño para la transmisión de voz alcanzando tasas del orden de  $10e-4$  para una relación señal a ruido de 25 dB [Anttalainen, 2003].

Como se mencionó al principio de esta sección, los valores de velocidad mostrados en la tabla VII son valores fuera de la realidad, sin embargo se realizaron simulaciones bajo tales parámetros con fines ilustrativos. Esto permite observar que las velocidades tienen que ser valores demasiados grandes para lograr que el tiempo de coherencia se aproxime al tiempo de símbolo, debido a que el tiempo de coherencia esta en función del máximo desplazamiento Doppler y este último de la velocidad del móvil.

# CONCLUSIONES

---

### VII.1 Conclusiones

En esta tesis se analizó y evaluó el rendimiento de una técnica de estimación de canal en un sistema OFDM con diversidad en transmisión basado en codificación espacio-frecuencia (SFBC). Para ello fue necesario desarrollar una plataforma de simulación a través de Matlab. Cada una de las diferentes etapas que conforman al 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 función de dos esquemas de posicionamiento de símbolos pilotos, en el proceso de estimación se opta por un algoritmo de mínimos cuadrados (*Least squares*) el cual es ampliamente usado en la literatura debido a su baja complejidad, sin embargo existen otros métodos tales como el LMSE, MMSE y ML que pueden producir mejor desempeño de estimación.

Como se puede observar, el esquema al cual se hace referencia a través de esta tesis como esquema A, presenta la estructura conocida en la literatura como *Comb type*. Su principal ventaja es su habilidad para manejar sistemas con variaciones rápidas en el tiempo debido a que el canal puede ser estimado en cada bloque OFDM. Sin embargo su desventaja radica

en que la transmisión periódica de símbolos pilotos se traduce en una reducción de la eficiencia espectral, por tal razón se propuso un variación de tal esquema, en donde la transmisión de símbolos pilotos no se realiza en cada símbolo OFDM, esto con la finalidad de mantener un buen desempeño del sistema y buscar un aumento de la eficiencia espectral.

Es importante mencionar que en el presente trabajo de investigación se evalúa una técnica de estimación de canal sobre un sistema SFBC-OFDM en la cual la aplicación más sencilla en un sistema real es la de transmisión de voz.

De acuerdo a los resultados reportados en el capítulo VI, ambos esquemas de posicionamiento se ven afectados de la misma manera bajo canales selectivos en frecuencia y a medida que esta selectividad es mayor, mayor será la degradación presentada en ambos.

De igual forma, evaluando ambos esquemas en ambientes móviles, es decir, canales variantes en el tiempo donde un nuevo parámetro es introducido, conocido como frecuencia Doppler, el esquema A no muestra una variación significativa lo cual se justifica de acuerdo a la explicación brindada en la sección VI.3.1.6, sin embargo, al evaluar el esquema B bajo tales condiciones, el sistema presenta una degradación a medida que el tiempo de coherencia del canal se aproxima a la duración del tiempo de símbolo OFDM. Los resultados reportados muestran que este nuevo esquema de posicionamiento alcanza tasas de error de símbolo aceptables para la transmisión de voz y por otra parte el tiempo de coherencia debe ser lo suficientemente pequeño para degradar el desempeño del sistema, condición que se cumple para valores de velocidad del móvil fuera de la realidad.

Con lo anterior es posible concluir que la reducción de la cantidad de símbolos pilotos presentada en el esquema B, permite conservar un buen desempeño del sistema, y a su vez lograr el objetivo de una reducción del consumo de energía debido a que se reduce la complejidad de procesamiento tanto en el transmisor como en el receptor, y esto permitirá un aumento de la eficiencia espectral debido a que las subportadoras que eran usadas para la transmisión de símbolos pilotos ahora pueden ser destinadas para la transmisión de datos.

Por otra parte, las técnicas de interpolación lineal (tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia) están fuertemente ligadas al tiempo de coherencia y al ancho de banda de coherencia del canal por lo que estas técnicas fallarán a medida que ambos parámetros se vuelven más pequeños en comparación con los parámetros de la señal transmitida.

Por último, cabe mencionar que el desarrollo del presente trabajo permitió comprender que en los sistemas de comunicaciones inalámbricas el estudio y 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.

## **VII.2 TRABAJO FUTURO**

De acuerdo a los resultados presentados en este trabajo, es conveniente extender el análisis del esquema de posicionamiento de símbolos pilotos B evaluando diversos aspectos.

El primero de ellos, en base a la función de costo del error cuadrático medio (MSE) para ver si la distribución de pilotos, tanto en el dominio del tiempo como el de la frecuencia cumple con la distribución óptima.

El segundo, en base a algoritmos de estimación que puedan producir mejor desempeño en comparación con el de mínimos cuadrados el cual fue utilizado en esta tesis por su baja complejidad.

Y por último realizar un análisis en base a la energía de símbolo piloto, que en nuestro caso fue de 1 dado que corresponde a un símbolo con modulación BPSK por ser el esquema de modulación más robusto.

Además quedan abiertas nuevas líneas de investigación. Una de ellas y la más interesante, es la de generar estructuras pilotos que permitan la transmisión simultánea de tonos pilotos

ortogonales sobre las mismas subportadoras, con la finalidad de mantener constante el número de pilotos a medida que el número de antenas transmisoras aumenta, lo que aportaría una mejora en la tasa de datos, ancho de banda y consecuentemente la reducción de la complejidad del proceso de estimación, esto último por el hecho de que en los sistemas MIMO la complejidad de cualquier tipo de algoritmo de procesamiento de señales en la capa física es incrementado por un factor de  $M_t M_r$ .

## Referencias

Alamouti S.M. 1998. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE Journal on select areas communications*. 16(8): 1451-1458p.

Anttalainen. 2003. *Introduction to Telecommunications Networks Engineering*. Artech House. 377 pp.

Bölcskei H., Gesbert D. y Paulraj A. J. 2002. On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems. *IEEE Transactions on Communication Technology*. 50(2):225-234 p.

Bölcskei H., Heath Jr R. W. y Paulraj A. 2002. Blind channel identification and equalization in OFDM-based multiantenna systems. *IEEE Trans. Signal Processing*. 50(1): 96-109 p.

Chang R. W. 1996. Synthesis of band limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.* 45: 1775-1796 p.

Chen B. C., Lin W. J y Lin J. S. 2007. Pilot assisted channel estimation for STBC based wireless MIMO-OFDM systems. *International conference on communications and mobile computing*. Honolulu, Hawaii, USA. 411-416 p.

Clarke R. H. 1968. A statistical theory of mobile radio reception. *Bell Syst. Tech. J.* 47(6): 957-1000 p.

Cimini Jr L. J. 1985. Analisis and simulation of a digital Mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.* 33(7): 665-675 p.

Coleri S., Ergen M., Puri A. y Bahai A. 2002. A study of channel estimation in OFDM systems. *Vehicular Technology Conference*. 2: 894-898 p.

Foschini G. J. 1996. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.* 17(11):41-59 p.

Jakes W.C. 1994. *Microwave Mobile Communications*. Wiley John and Sons. 660 pp.

Lee K. F. y Williams D. 2000. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems. *Global Telecommunications Conference*. San Francisco, CA, USA.3: 473-1477 p.

Lee K. F. y Williams D. B. 2002. A Space-time coded transmitter Diversity technique for frequency selective fading channels. Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal processing Workshops. Cambridge, MA, USA. 149-152 p.

Li Y. G. 2000. Pilot-symbol aided channel estimation for OFDM in wireless systems. IEEE Transc. Commun. 49: 1207-1215 p.

Liu Z., Giannakis G., Barbarosa S. y Scaglione A. 2001. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. IEEE Journal Select. Areas Communications. 19(7): 1352-1364 p.

Moiser R. R. y Clabaugh R.G.. 1958. A bandwidth efficient binary transmission system. AIEE Trans. 76: 723-728 p.

Negi R. y Cioffi J. 1998. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system. IEEE Transactions on Consumer Electronics. 44(3):1122-1128 p.

Qiao Y., Yu S., Su P. y Zhang L. 2005. Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems. IEEE Transactions on broadcasting.51(1):149-153 p.

Rahman Q. M. y Hefnawi M. 2004. Channel estimation methods for MIMO-OFDM system: time domain versus frequency domain. Conference on Electrical and Computer Engineering. Canada, 2-5 May. 2: 689-692 p.

Rappaport T.S. 2001. Wireless Communications: Principles and Practice. Prentice Hall. Second Edition 2001. 736 pp.

Salzberg B. R. 1967. Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Transactions on Communication Technology. 15: 805-812 p.

Şenol H., Cirpan H. A., Panayirci E. y Cevik M. 2006. A low-complexity time-domain MMSE Channel estimator for space-time/frequency block-coded OFDM systems. EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 6:1-14 p.

Sklar B. 1997. Digital communications: fundamentals and applications. Prentice Hall. 1104 pp.

Tarokh V., Jafarkhani H. y Calderbank A. R..1999. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory. 45(5): 1456-1467 p.

Telatar I. E. 1999. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*. 10: 585-595 p.

U.S. Patent No. 3, 488,4555. 1970. Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

Van de Beek J. J., Edfors O., Sandell M., Wilson S. K., y Börjesson P. O. 1995. On channel estimation in OFDM systems. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*. Chicago, USA, September 1995. 2: 815-819 p.

Yatawatta S. y Petropulu A. P. 2006. Blind channel estimation in MIMO OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 54: 1054-1068 p.

Zhang H., Chen J. M., Tang Y. X. y Li S. Q. 2004. Analysis of pilot-symbol aided channel estimation for MIMO-OFDM Systems. *International Conference on Communications, Circuits and Systems*. 1: 299-303 p.

Zheng Y. R. y Xiao C. 2003. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*. 51(6): 920-928 p.