

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



---

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

---

**CONCATENACIÓN DE CÓDIGOS CONVOLUCIONALES DE CANAL  
CON CÓDIGOS ESPACIO-TIEMPO Y ESPACIO-FRECUENCIA**

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

Presenta:  
**CÉSAR GERARDO VICTORINO VENEGAS**

Ensenada, Baja California, México, Octubre 2008.

RESUMEN de la tesis de **César Gerardo Victorino Venegas**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Octubre 2008.

## CONCATENACIÓN DE CÓDIGOS CONVOLUCIONALES DE CANAL CON CÓDIGOS ESPACIO-TIEMPO Y ESPACIO-FRECUENCIA.

Resumen aprobado por:

---

Jaime Sánchez García  
*Director de Tesis*

Actualmente, existe una tendencia a incrementar las tasas de transmisión de los sistemas de comunicación, lo cual es producto del uso generalizado de aplicaciones con demandas cada vez mayores de ancho de banda por parte de los usuarios. Para lograr este incremento en los sistemas de comunicación inalámbrica, se han desarrollado técnicas que permiten contrarrestar los efectos perjudiciales del canal radio, logrando así disminuir los errores del enlace. Dentro de las técnicas recientemente desarrolladas con esta finalidad, se encuentran las técnicas de diversidad MIMO (Multiple Input, Multiple Output), las cuales han sido convenientemente conjuntadas con otra técnica ampliamente estudiada y utilizada para robustecer la comunicación inalámbrica: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Generalmente la evaluación de los sistemas en donde se combinan ambas técnicas se realiza sin considerar la etapa imprescindible de la codificación de canal, de manera que el efecto que causa la elección de un determinado código de canal en el sistema en conjunto se encuentra escasamente documentado. El presente trabajo realiza un estudio del impacto de concatenar distintos códigos convolucionales con sistemas que reúnen a OFDM y a los esquemas de diversidad Alamouti Espacio-Tiempo y Espacio-Frecuencia. Los resultados de este trabajo muestran que el uso de la codificación convolucional, puede ser considerada de manera independiente a las estrategias de diversidad en el diseño de sistemas donde ambas técnicas se utilicen. Considerando el compromiso entre complejidad del codificador y la ganancia de codificado en un sistema concatenado, se expone también la conveniencia de utilizar códigos convolucionales con longitudes limitadoras pequeñas.

**Palabras Clave:** *Codificación espacio-tiempo, codificación espacio-frecuencia, códigos convolucionales, concatenación de códigos, OFDM, diversidad MIMO.*

ABSTRACT of the thesis presented by **César Gerardo Victorino Venegas** as partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONIC AND TELECOMMUNICATIONS oriented in TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. October 2008.

## CONCATENATION OF CHANNEL CONVOLUTIONAL CODES WITH SPACE-TIME AND SPACE-FREQUENCY CODES.

Presently, there exists a trend to increase the transmission rates for communications systems, which is due to the widespread use of applications containing more and more demands in bandwidth on the users part. To achieve this increase in wireless communication systems, new techniques have been developed to counteract the interfering effects from radio channels, thus getting smaller link errors. Within these recently designed techniques, the MIMO (Multiple Input, Multiple Output) diversity techniques have been conveniently grouped with another technique widely studied and used for strengthening the wireless communication: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Generally the system assessment where both techniques are combined, doesn't consider the essential stage of channel coding, therefore the effect caused by choosing the channel code is scarcely documented. This work presents a study of the impact of concatenating different convolutional codes with systems that combines OFDM and the Alamouti diversity Space-Time and Space-Frequency schemes. The results of this work show that the effects caused by convolutional code and diversity schemes, can be treated independently on the systems design where both techniques are used. Considering the tradeoff between the encoder complexity and coding gain of the concatenated system, we show that is better to use convolutional codes with smaller constraint lengths.

**Keywords:** *Space-time coding, space-frequency coding, convolutional codes, concatenated coding, OFDM, MIMO diversity.*

A mi madre,

*apoyo y cómplice  
de todos mis sueños*

A la memoria de mi padre

# Agradecimientos

A Dios por la vida llena de bendiciones que me regala.

A mi familia que es centro y fortaleza de mi vida, mi madre, mi padre y mis hermanos Pily, Gordo, Valeria y Luis Fernando. A mi abuela Rebeca. A todos mis sobrinos. A Miriam porque siempre estás conmigo.

A Tere por brindarme tu amor y tu apoyo incondicional.

A todos mis compañeros de generación, y a los amigos entrañables que gané en la maestría Aurelio Payan, César López, Irwin Diaz, Jesús López, Paúl Medina.

A Fernando Soto y todos mis amigos de Durango, siempre presentes.

A los miembros del comité de tesis Dr. Luis Villaseñor, M.C. Raúl Rivera, Dr. David Salazar por su guía y su invaluable participación en mi trabajo.

A mis maestros por su dedicación, por brindarme su tiempo y experiencia.  
A mis compañeros de doctorado Jorge Troncoso y Leonel Soriano por su apoyo académico durante todo mi trabajo.

A mi asesor Dr. Jaime Sánchez, gracias por marcar el rumbo y compartir el saber.

A CONACyT por el apoyo a la labor científica.

A CICESE por abrir las puertas para mi formación, por ser mi casa.

# Contenido

Resumen en español	I
Resumen en inglés	II
Dedicatoria	III
Agradecimientos	IV
Contenido	v
Lista de figuras	VII
Lista de tablas	x
<b>I. Introducción</b>	<b>1</b>
I.1. Sistemas de comunicación en la actualidad. . . . .	1
I.2. Planteamiento del problema. . . . .	2
I.3. Antecedentes . . . . .	3
I.4. Objetivo . . . . .	4
<b>II. Canal Radio</b>	<b>6</b>
II.1. Desvanecimiento a gran escala. . . . .	8
II.2. Desvanecimiento a pequeña escala. . . . .	10

II.2.1.	Dispersión temporal de la señal, vista en el dominio del tiempo-retraso. . . . .	11
II.2.2.	Dispersión temporal de la señal, vista en el dominio de la frecuencia. . . . .	14
II.2.3.	Variación del canal en el tiempo, vista en el dominio del tiempo.	17
II.2.4.	Variación del canal en el tiempo, vista en el dominio de la frecuencia. . . . .	19
<b>III.</b>	<b>OFDM</b>	<b>22</b>
III.1.	Modulación multiportadora . . . . .	22
III.2.	Principios de funcionamiento de OFDM . . . . .	24
III.3.	Modelo de un sistema OFDM . . . . .	26
III.4.	Ventajas y desventajas de OFDM . . . . .	28
<b>IV.</b>	<b>Esquemas de Diversidad</b>	<b>31</b>
IV.1.	Diversidad . . . . .	31
IV.2.	El código Alamouti . . . . .	33
IV.3.	Esquema de diversidad OFDM-STBC . . . . .	37
IV.4.	Esquema de diversidad OFDM-SFBC . . . . .	40
<b>V.</b>	<b>Codificación de Canal</b>	<b>44</b>
V.1.	Teorema de capacidad de Shannon . . . . .	44
V.2.	Códigos convolucionales . . . . .	47
V.2.1.	Representación de códigos convolucionales. . . . .	48
V.2.2.	Decodificado de códigos convolucionales. . . . .	50
<b>VI.</b>	<b>Concatenación de Códigos de Canal y Esquemas de Diversidad</b>	<b>54</b>
VI.1.	Trabajo previo . . . . .	56

---

VI.2. Concatenación de códigos convolucionales con esquemas de diversidad MISO-OFDM . . . . .	56
VI.2.1. Concatenación de códigos convolucionales con el esquema de diversidad OFDM-STBC . . . . .	58
VI.2.2. Concatenación de códigos convolucionales con el esquema de diversidad OFDM-SFBC . . . . .	59
<b>VII. Simulación y Resultados</b>	<b>61</b>
VII.1. Consideraciones de simulación . . . . .	61
VII.1.1. Fuente de datos binarios. . . . .	62
VII.1.2. Codificador convolucional. . . . .	63
VII.1.3. Modulador QPSK. . . . .	63
VII.1.4. Esquema de diversidad . . . . .	64
VII.1.5. Sistema OFDM. . . . .	65
VII.1.6. Canal radio. . . . .	67
VII.2. Resultados . . . . .	68
VII.2.1. Desempeño de los sistemas sin codificación de canal. . . . .	69
VII.2.2. Desempeño de los sistemas con Codificación de Canal. . . . .	74
<b>VIII. Conclusiones y Trabajo Futuro</b>	<b>79</b>
VIII.1. Conclusiones . . . . .	79
VIII.2. Trabajo futuro . . . . .	81



# Lista de Figuras

1.	Manifestaciones de un canal con desvanecimientos. . . . .	9
2.	Relación entre las funciones de correlación del canal y las funciones de densidad de potencia. . . . .	12
3.	Relación entre la función de transferencia del canal y el ancho de banda (W). . . . .	16
4.	Comparación entre SCM y MCM: a) Espectros en frecuencia de las señales transmitidas SCM y MCM. b) Espectros en frecuencia de las señales recibidas SCM y MCM. . . . .	23
5.	Comparación entre los espectros en frecuencia: a) Señal limitada en tiempo (SCM), b) Señal limitada en frecuencia, no traslapada (MCM), c) Señal limitada en tiempo, traslapada (OFDM). . . . .	24
6.	Diagrama a bloques de un sistema OFDM. . . . .	27
7.	Esquema de diversidad Alamouti, usando dos antenas transmisoras y una receptora. . . . .	33
8.	Diagrama a bloques de un esquema de diversidad OFDM-STBC, usando dos antenas transmisoras y una receptora. . . . .	38
9.	Diagrama a bloques de un esquema de diversidad OFDM-SFBC, usando dos antenas transmisoras y una receptora. . . . .	40

---

10.	Diagrama a bloques de un código de canal. . . . .	45
11.	Código convolucional con $n = 2$ , $k = 1$ , $m = 2$ y $r = 1/2$ (Huang F. 1997). . . . .	48
12.	Diagrama de estados del código convolucional de la figura 11 (Huang F. 1997). . . . .	49
13.	Transiciones de estado para una secuencia de información de entrada [1011] (Huang F. 1997). . . . .	50
14.	Diagrama de Trellis del codificador de la figura 11 (Huang F. 1997). . . . .	51
15.	Diagrama de Trellis con la ruta del ejemplo de la figura 13 (Huang F. 1997). . . . .	52
16.	Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad. . . . .	55
17.	Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,5). . . . .	57
18.	Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,7). . . . .	58
19.	Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,9). . . . .	58
20.	Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad. . . . .	59
21.	Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad. . . . .	60
22.	Esquema general a bloques de los sistemas a simular. . . . .	63
23.	Esquema a bloques del sistema OFDM-STBC simulado. . . . .	65
24.	Esquema a bloques del sistema OFDM-SFBC simulado. . . . .	66
25.	Comparación entre el sistema OFDM de antena única y los sistemas MISO-OFDM con esquemas de diversidad STC y SFC. . . . .	69
26.	Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en Sistema 1 sin codificación de canal. . . . .	71

---

27.	Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en Sistema 2 sin codificación de canal. . . . .	72
28.	Comparación de desempeño entre los sistemas 1 y 2 a una $f_D = 10$ sin codificación de canal. . . . .	73
29.	Comparación de desempeño entre los sistemas 1 y 2 a una $f_D = 100$ sin codificación de canal. . . . .	74
30.	Efecto del entrelazador en el desempeño del sistema 1 con $f_D = 100$ . . .	75
31.	Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,5). . . . .	76
32.	Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,7). . . . .	76
33.	Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,9). . . . .	77
34.	Comparación del desempeño de los sistemas 1 y 2 usando la codificación CC(2,1,5), CC(2,1,7), CC(2,1,9) y con variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ). . . . .	78

# Lista de Tablas

I.	Relación entre dígitos binarios y símbolos QPSK. . . . .	64
II.	Parámetros de Trayectorias del modelo COST 207 entorno TU. . . . .	68

# Capítulo I

## Introducción

### I.1. Sistemas de comunicación en la actualidad.

El avance tecnológico ha tenido un gran impacto en muchas y muy diversas actividades humanas, permitiendo que éstas se lleven a cabo de una manera más eficiente, rápida y organizada. Dentro de esta gama de actividades beneficiadas del tremendo desarrollo tecnológico actual, se encuentra la rama científica que nos ocupa, las telecomunicaciones.

Haciendo una somera retrospectiva en la historia de las telecomunicaciones, es posible destacar maneras particulares en que se ha dado solución a las necesidades de comunicación humana existentes, haciendo uso en gran medida del grado de avance tecnológico existente en la época. Así por ejemplo, el telégrafo permitió por vez primera, satisfacer la necesidad más básica de comunicación entre dos sitios distantes, más adelante, con la llegada del teléfono, fue posible entablar una conversación de viva voz entre dos personas superando las distancias que las separaban. Con el advenimiento de la telefonía móvil celular, el avance se vio plasmado en la disponibilidad de servicio en todo momento, sin restricción alguna en la movilidad.

Aunado al desarrollo de la telefonía móvil, las redes de datos han tenido un desarrollo

exponencial en los últimos años. Dicho desarrollo ha sido favorecido en gran medida por la disminución de los costos en las computadoras y los medios de interconexión de éstas, lo que ha permitido la construcción de una enorme red de computadoras (Internet) que representa una inconmensurable fuente de información y una nueva manera de relacionarnos. La humanidad ha ido adaptando aceleradamente su forma de vida a las comodidades y ventajas que brinda la tecnología, de tal forma que es innegable la influencia que tienen todas las herramientas tecnológicas desarrolladas en la manera en que actualmente socializamos, comerciamos, estudiamos, nos comunicamos, etc.

Dentro de este proceso evolutivo, la tendencia en los sistemas de comunicación apunta hacia un mayor número de dispositivos comunicándose en todo lugar, en todo momento y con tasas de datos cada vez mayores. Lo que se traduce en una necesidad creciente de enlazar tráficos de distintos tipos, de diversos orígenes y destinos, además por distintas redes.

## **I.2. Planteamiento del problema.**

El interés general depositado en los sistemas de comunicación ha tenido como consecuencia una intensa búsqueda de soluciones que permitan mejorar las cualidades de los enlaces. De manera particular, en los sistemas de comunicación inalámbrica, esos esfuerzos han sido enfocados en disminuir los efectos del canal radio y aumentar la tasa de datos. Esta búsqueda de soluciones ha visto sus frutos en el desarrollo de tecnologías como las técnicas de diversidad espacial MIMO (Multiple Input, Multiple Output), en donde se hace uso de agrupamientos de antenas para mejorar la confiabilidad y aumentar las tasas de datos, u OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), la cual es otra técnica desarrollada para lidiar contra las limitantes impuestas en una comunicación inalámbrica, que ha sido destacada por ser incluida en varios estándares de nueva generación. Ésta dota de robustez a un enlace inalámbrico, convirtiendo un canal selectivo en frecuencia en varios canales con desvanecimiento plano, a través del

uso de subportadoras ortogonales.

Se han propuesto sistemas que conjuntan las bondades mencionadas de las técnicas MIMO y OFDM (e.g. (Lee, 2000),(Lee-Williams, 2000a)). En la mayoría de las propuestas que fusionan ambas, se evalúa el desempeño del sistema sin la inclusión de la etapa de codificación de canal, a pesar de que esta etapa está presente en toda implementación práctica de un sistema de comunicación inalámbrica. Lo anterior implica, que los efectos que la elección del codificador de canal pudiera provocar en el desempeño del sistema en conjunto, no se encuentran documentados.

### I.3. Antecedentes

En 2002 T.H. Liew y Lajos Hanzo en su publicación Space-Time Codes and Concatenated Channel Codes for Wireless Communications, hacen una reseña histórica de la codificación de canal y realizan un estudio donde evalúan el desempeño de sistemas uniportadora en donde concatenan distintos esquemas de codificación espacio-tiempo de diseños ortogonales (Tarokh-Jafarkhani, 1999), con diferentes códigos de canal (convolucionales, turbo códigos, TBCH (Turbo BCH), TCM (Trellis Code Modulation)). Un parámetro importante que consideraron los autores en la evaluación, fue la complejidad que se alcanza en sistemas con altos órdenes de diversidad para la codificación espacio tiempo, y con gran capacidad correctora para la codificación de canal. Los resultados de esta publicación, muestran un análisis exhaustivo de los efectos obtenidos en dichas combinaciones.

Al utilizar la codificación espacio-tiempo, así como la codificación de canal, se hace uso de los recursos del sistema para tener un enlace más robusto contra errores, esto se lleva a cabo a expensas de reducir la tasa de datos. Una de las principales conclusiones del estudio de Liew y Hanzo afirma que es mejor invertir ese sacrificio de recursos, en la codificación de canal y no en los códigos espacio tiempo. La conclusión anterior se hace evidente al observar una gradual, pero reducida mejora en el desempeño del

sistema, conforme se incrementa el orden de diversidad de los códigos espacio-tiempo. Desafortunadamente, el aumento de diversidad trae consigo un inherente aumento en la complejidad del decodificador, lo cual es indeseable en el diseño de sistemas de comunicación. Otra importante aportación del trabajo al que se hace referencia, es que se observan mejores curvas de desempeño al comparar la tasa de bit erróneo contra la relación señal a ruido, en los sistemas que utilizan codificación convolucional, manteniendo aún niveles aceptables en la complejidad del receptor.

En la constante búsqueda de mejoras en los sistemas de comunicación es común observar la unión de varias tecnologías para lograr un mejor sistema en conjunto. Éste es el principio en el que se basa la concatenación de códigos espacio-tiempo y códigos de canal tan ampliamente investigada en la publicación referida. Basándose en el mismo principio, se han desarrollado sistemas que explotan los principios de diversidad espacial, temporal y frecuencial realizando codificación a través de agrupamientos de antenas (MIMO), ranuras de tiempo y distintas portadoras (OFDM). Sin embargo, hasta donde el autor del presente conoce, la referencias de estos sistemas MIMO-OFDM en conjunto no contemplan el efecto que pudiera tener la concatenación de códigos de canal en el desempeño total de los sistemas.

## I.4. Objetivo

Desarrollar una plataforma de simulación en Matlab, que permita analizar y evaluar, el impacto de concatenar la codificación de canal convolucional a un sistema MISO(multiple input, multiple output)-OFDM que usa como esquema de diversidad tanto la codificación espacio-tiempo, como la espacio-frecuencia.

Para lograr el objetivo anterior, el sistema total a simular es dividido en bloques, los cuales representan objetivos específicos a alcanzar dentro del presente trabajo y son mencionados a continuación:



- Simulación y análisis del modelo de canal radio con desvanecimiento Doppler y multitrayectorias propuesto en el proyecto COST 207 (European Cooperation in the field of Scientific and Technical Research).
- Simulación y análisis de un bloque transmisor-receptor SISO (single input, single output) OFDM con 512 subportadoras, utilizando modulación QPSK.
- Simulación y análisis de un bloque transmisor-receptor MISO OFDM-STBC con dos antenas transmisoras y una receptora.
- Simulación y análisis de un bloque transmisor-receptor MISO OFDM-SFBC con dos antenas transmisoras y una receptora.
- Simulación y análisis de un bloque de codificado y decodificado de canal que permita utilizar tres distintos códigos convolucionales:  $CC(2,1,5)$ ,  $CC(2,1,7)$  y  $CC(2,1,9)$ , los cuales son utilizados en los estándares de comunicación GSM, DVB y UMTS, respectivamente.
- Evaluación de la concatenación del bloque OFDM-STBC con el bloque de codificación de canal para los distintos códigos convolucionales.
- Evaluación de la concatenación del bloque OFDM-SFBC con el bloque de codificación de canal para los distintos códigos convolucionales.

# Capítulo II

## Canal Radio

En la larga historia de las comunicaciones, los sistemas diseñados han tenido que sortear distintos obstáculos, impuestos, ya sea por el medio de transmisión, o por uno de los elementos del sistema. Dichos obstáculos son agentes que degradan la calidad de la señal que se transmite, llegando incluso a impedir que el mensaje enviado a través del sistema llegue a su destino. Un ejemplo, lo representa el ruido térmico generado en el receptor, también conocido como ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN), el cual es visto como un agente indeseable de degradación de la señal, que siempre está presente.

Es de suma importancia conocer y caracterizar aquellos obstáculos que pudieran existir en un enlace de comunicación, siempre con la finalidad de contrarrestar o disminuir sus efectos en el mensaje que se transmite. Dependiendo del medio de transmisión, existen diferentes agentes que degradan la calidad de la comunicación, de esta manera los obstáculos impuestos en un enlace a través de un cable de cobre, en una fibra óptica, o el aire (canal radio) son bastante diferentes. Si bien es cierto que en cada medio de transmisión utilizado, existen problemas para contrarrestar aquellos agentes perjudiciales para el enlace, los efectos nocivos causados por el aire como medio de transmisión, hacen que los sistemas inalámbricos de comunicación sean el caso más extremo, y la caracterización y mitigación de esos efectos sean a su vez, objeto de investigación y

desarrollo.

La interferencia que produce la naturaleza propia del aire como medio de transmisión ha sido ampliamente estudiada y existen diferentes modelos que explican el mecanismo de su funcionamiento para distintos entornos. Si las características de propagación del canal radio no se especifican, por simplicidad se puede inferir, que la señal que se transmite se atenúa a lo largo de la distancia como si el medio de propagación fuera el espacio libre. El modelo de propagación del espacio libre, trata a la región comprendida entre la antena receptora y la transmisora, como si fuera un espacio libre de objetos que pudieran absorber o reflejar la energía de radiofrecuencia (RF). También se asume que dentro de esta región, la atmósfera se comporta de manera perfectamente uniforme y como un medio no absorbente. Además se considera que la tierra se encuentra infinitamente distante de la señal que se propaga (o equivalentemente que existe un coeficiente de reflexión que es despreciable).

En este modelo idealizado de los mecanismos de propagación, la potencia recibida expresada en términos de la potencia del transmisor es atenuada por un factor  $L_s(d)$ , conocido como pérdida en el espacio libre. Cuando la antena receptora es isotrópica este factor es expresado como:

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{II.1})$$

en la ecuación II.1,  $d$  es la distancia entre el transmisor y el receptor y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal que se propaga. Para este caso idealizado, resulta sencillo predecir las pérdidas de la señal transmitida.

Sin embargo en canales radio prácticos, donde los efectos de la atmósfera y la cercanía de la tierra deben ser considerados, el modelo del espacio libre resulta inadecuado para predecir el desempeño del sistema. En este tipo de canales, la señal que se envía puede ser influenciada por cualquiera de los tres mecanismos básicos de propagación: reflexión, difracción y dispersión, o incluso una combinación de éstos. Tales mecanis-

mos son capaces de crear fluctuaciones en la amplitud, fase y ángulo de arribo de la señal recibida, lo que se conoce comúnmente como desvanecimiento (fading). El desvanecimiento en un canal radio móvil, es descrito a través de sus dos componentes aleatorias: el desvanecimiento a gran escala (large-scale fading) y el desvanecimiento a pequeña escala (small-scale fading). La señal enviada experimenta ambos tipos de desvanecimiento, el desvanecimiento a pequeña escala sobrepuesto al desvanecimiento a gran escala. Así la señal recibida  $r(t)$  puede expresarse como

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (\text{II.2})$$

donde  $m(t)$  es llamada componente de desvanecimiento a gran escala, y  $r_0$  es llamada componente de desvanecimiento a pequeña escala.  $m(t)$  es también conocida como desvanecimiento log-normal debido a que su magnitud puede ser descrita por una función de densidad de probabilidad log-normal.  $r_0$  es también referida como desvanecimiento multitrayectoria (multipath fading) o desvanecimiento Rayleigh. En la figura 1 es posible apreciar las distintas manifestaciones de un canal radio con desvanecimiento.

## II.1. Desvanecimiento a gran escala.

El desvanecimiento a gran escala representa la atenuación que sufre la señal cuando es transmitida a lo largo de grandes distancias. Este fenómeno se debe principalmente a obstáculos significativos en el espacio entre el transmisor y el receptor, dichos obstáculos son generalmente parques, montañas, edificios, lagos, etc.

El comportamiento estadístico del desvanecimiento a gran escala provee de información para calcular las pérdidas de trayectoria como una función de la distancia. Usando este principio, Okumura (Okumura1968) creó uno de los modelos más utilizados para predecir los efectos del desvanecimiento a gran escala en ambientes urbanos, el cual es producto de exhaustivas mediciones con una amplia gama de alturas de antena y

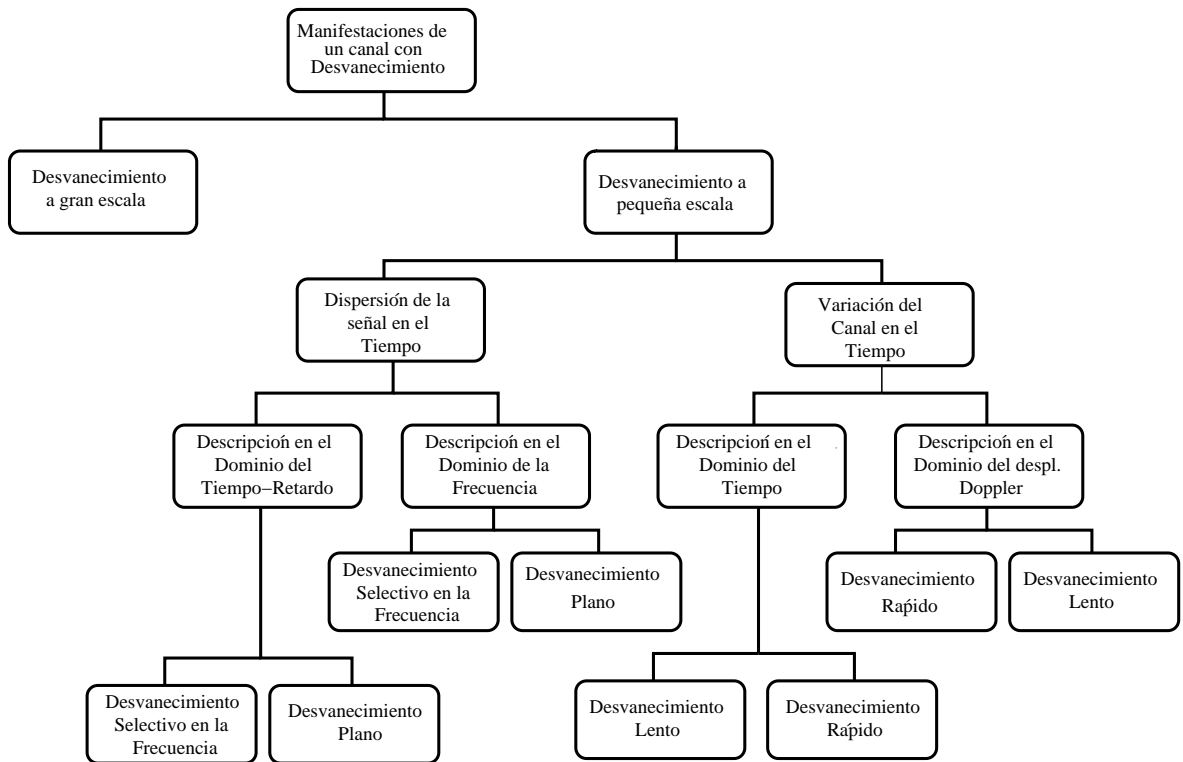


Figura 1: Manifestaciones de un canal con desvanecimientos.

distancias de cobertura. Tiempo después Hata ([1980]), transformó las mediciones de Okumura en fórmulas paramétricas. Con el pasar del tiempo muchas variantes han sido agregadas a estos modelos y otros tantos han sido desarrollados para frecuencias o dispositivos específicos, formando la base detrás de la planeación de células en los sistemas móviles de comunicación.

Generalmente el hecho de que el desvanecimiento a gran escala puede ser predecido estadísticamente con cierto nivel de confianza, en base a mediciones y consideraciones de pérdidas de potencia por trayectoria, permite enfocar la atención en los efectos causados por el desvanecimiento a pequeña escala.

## II.2. Desvanecimiento a pequeña escala.

El desvanecimiento a pequeña escala está relacionado con cambios dramáticos en la amplitud y la fase de la señal, los cuales se experimentan como resultado de cambios pequeños (comparables con la mitad de la longitud de onda) en la separación espacial entre el transmisor y el receptor. En un canal radio móvil, una señal puede viajar del transmisor al receptor sufriendo reflexiones en distintos objetos presentes en su trayecto, provocando que el receptor detecte múltiples réplicas retardadas de la señal transmitida, cada una, con tiempo de arribo que depende de la distancia que éstas recorren. De tal manera que, la amplitud instantánea detectada en el receptor, resulta ser una variable aleatoria que depende del tiempo, la cual es el resultado de la adición constructiva o destructiva de las réplicas transmitidas de la señal. Cuando la señal recibida está compuesta por múltiples réplicas reflejadas, además de una componente significativa con trayectoria de visibilidad directa o línea de vista (sin desvanecimiento), la amplitud de la envolvente debido al desvanecimiento a pequeña escala sigue una función de densidad de probabilidad de tipo Rician. Cuando esta componente de línea de vista desaparece (se aproxima a cero), la amplitud de la envolvente sigue una función de densidad de probabilidad de tipo Rayleigh, la cual es expresada matemáticamente

de la siguiente forma:

$$P(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{para } r \geq 0 \\ 0 & \text{cualquier otro} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

donde  $r$  es la amplitud de la envolvente de la señal recibida y  $2\sigma^2$  es la potencia promedio de la señal multitrayectoria. Debido a que la función de densidad de probabilidad Rayleigh aparece cuando no existe línea de vista, ésta es asociada con el peor caso de desvanecimiento promedio de la señal recibida.

Como es posible apreciar en la figura 1, el desvanecimiento a pequeña escala se manifiesta a su vez, a través de dos mecanismos: el ensanchamiento o dispersión temporal de la señal (time spreading) y la variación del canal en el tiempo (time variance). A continuación se caracterizan ambos mecanismos en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

### II.2.1. Dispersión temporal de la señal, vista en el dominio del tiempo-retraso.

#### Perfil de retraso-potencia ( $S(\tau)$ ).

Considerando un canal con desvanecimiento multitrayectoria,  $\tau$  es una medida del retraso que sufren las distintas componentes (réplicas) reflejadas de la señal debido a su propagación, en comparación con el tiempo que tarda la llegada del primer arribo de la señal al receptor. Por ser una variable temporal, es medida en segundos.

$S(\tau)$ , es una variable que expresa la variación promedio de la potencia recibida en función del retraso en el tiempo,  $\tau$ . En la figura 2a se puede apreciar una gráfica donde se dibuja  $S(\tau)$  contra el retraso en el tiempo  $\tau$ . La representación de un canal radio típico, está compuesto por muchas componentes multitrayectoria discretas retardadas; en el caso de que un solo pulso sea transmitido, el tiempo  $T_M$ , entre la primera y la última componente recibida que satisfaga un nivel de potencia umbral, se conoce como

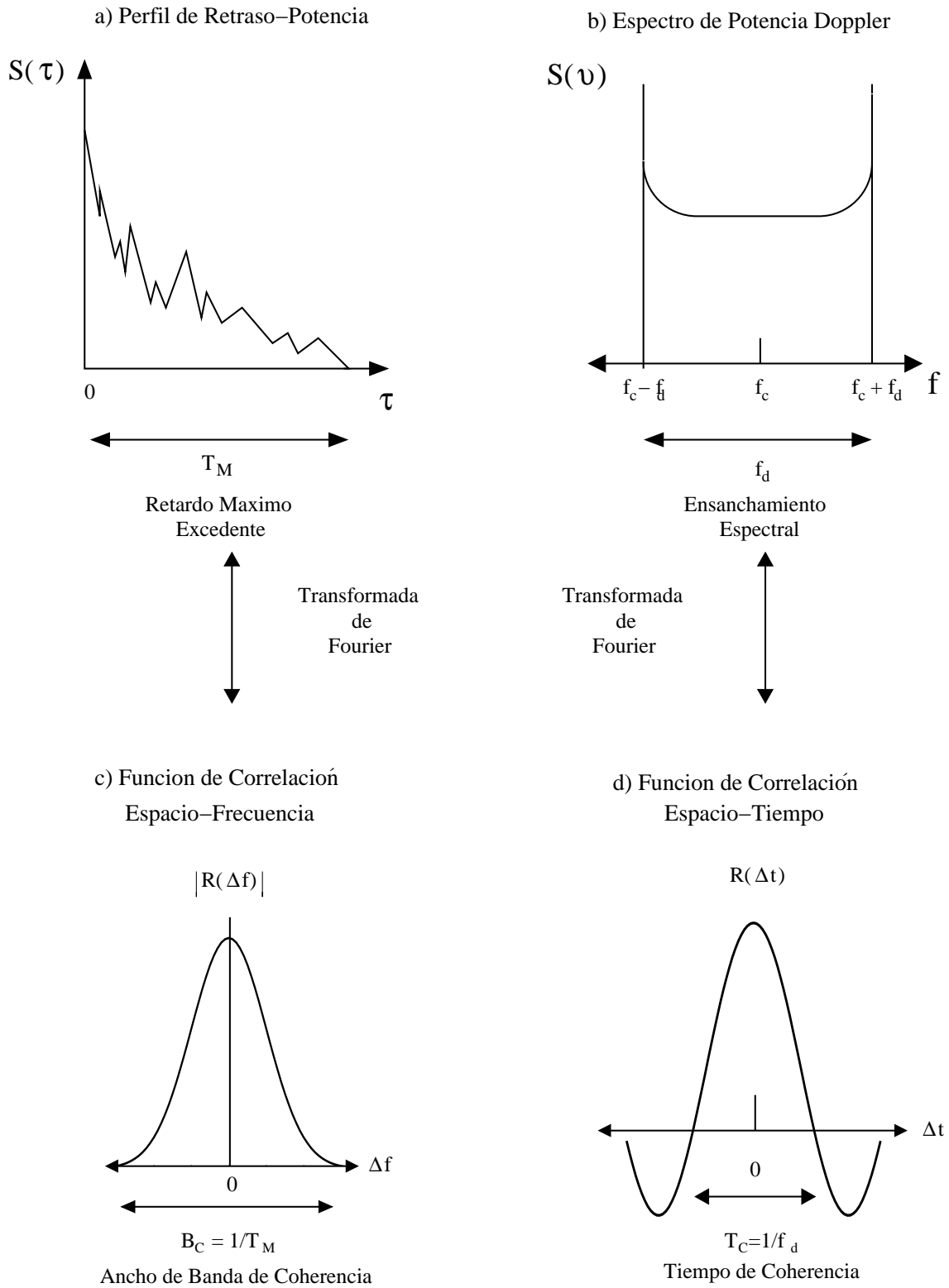


Figura 2: Relación entre las funciones de correlación del canal y las funciones de densidad de potencia.



retraso excedente máximo (maximum excess delay). Este nivel de umbral puede ser escogido a 10 o 20 dB por debajo del nivel de la componente de mayor potencia. Para un sistema ideal, con cero retraso excedente, la función  $S(\tau)$  consistiría en un impulso ideal que concentraría toda la potencia de la señal recibida.

### **Tipos de degradación debido a la dispersión temporal de la señal, vistos en el dominio del tiempo-retraso.**

La relación entre el retardo excedente máximo,  $T_M$ , y el tiempo de símbolo (duración temporal de un símbolo), tal como se indica en la figura 1 , provoca dos tipos de degradación distintos: el desvanecimiento selectivo en la frecuencia, y el desvanecimiento plano. Se dice que un canal exhibe desvanecimiento selectivo en la frecuencia cuando  $T_M > T_s$ . Dicha condición ocurre cuando las componentes multitrayectoria se reciben en un tiempo que excede la duración del tiempo de símbolo, causando que exista una interferencia entre aquellos símbolos que hayan sido enviados en tiempos adyacentes, tal efecto se conoce como interferencia intersimbólica, ISI (intersymbolic Interference).

Se dice que un canal exhibe desvanecimiento no-selectivo en la frecuencia o desvanecimiento plano, cuando  $T_M < T_s$ . En cuyo caso, todas las componentes multitrayectoria son recibidas dentro del tiempo de símbolo. De tal manera que no existe ISI, debido a que el ensanchamiento temporal de la señal no provoca un traslape significativo entre dos símbolos enviados en tiempos adyacentes. Sin embargo aún existe degradación, que es ocasionada por la adición destructiva de las componentes multitrayectoria, lo que conduce a una reducción de la relación señal a ruido, SNR (signal to noise ratio).

## II.2.2. Dispersión temporal de la señal, vista en el dominio de la frecuencia.

### Función de correlación espacio-frecuencia ( $R(\Delta f)$ ).

También es posible caracterizar la dispersión temporal de la señal en el dominio de la frecuencia. Como lo muestra la figura 2,  $R(\Delta f)$ , conocida como la función de correlación espacio-frecuencia; es la transformada de Fourier de  $S(\tau)$ .

$R(\Delta f)$  representa la correlación entre las respuestas del canal a dos señales, en función de la diferencia en frecuencia de estas dos señales. Puede ser vista como la función de transferencia del canal en el dominio frecuencial.  $R(\Delta f)$  brinda información para saber cual es la correlación entre señales recibidas que están espaciadas en la frecuencia  $\Delta f = f_1 - f_2$ .

La medición de  $R(\Delta f)$  puede realizarse si se transmiten un par de senoides separadas una frecuencia  $\Delta f$ , para después medir la correlación cruzada de las señales recibidas por separado, repitiendo este proceso muchas veces, aumentando en cada repetición la separación  $\Delta f$ . Lo cual puede ser conseguido con una senoide que es barrida en la frecuencia en la banda de interés. Al conocer  $R(\Delta f)$  se obtiene un importante parámetro: el ancho de banda coherente  $B_C$ , éste representa una medida estadística del rango en frecuencia para el cual, el canal trata a sus componentes espectrales con una ganancia aproximadamente igual y un comportamiento lineal en la fase. Visto de otra manera, el ancho de banda coherente representa el rango en frecuencia sobre el cual las componentes frecuenciales del canal, tienen un alto potencial de correlación en la amplitud. Es importante notar que  $B_C$  y  $T_M$  están recíprocamente relacionados (con una constante multiplicativa), de modo que es posible decir que

$$B_C \approx 1/T_M \tag{II.4}$$

Generalmente el retraso excedente máximo  $T_M$ , no es el mejor indicador de las ca-

racterísticas de un canal, debido a que diferentes canales con el mismo valor de  $T_M$ , pueden exhibir diferentes perfiles de retraso-potencia. Una medida más útil del esparcimiento del retraso es obtenida utilizando su raíz cuadrática media (rms) denotada como

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (\text{II.5})$$

donde  $\overline{\tau}$  es el retraso excedente promedio,  $(\overline{\tau})^2$  es el cuadrado del retraso excedente promedio,  $\overline{\tau^2}$  es el segundo momento, y  $\sigma_\tau$  es la raíz cuadrada del segundo momento central de  $S(\tau)$ .

No existe una relación exacta entre el ancho de banda coherente y el esparcimiento del retraso, sin embargo a través de mediciones del retraso en canales radio particulares, se han obtenido varias aproximaciones.

Para el caso de un canal radio móvil, el modelo de canal con alta densidad de dispersores (dense-scattered model), es aceptado como modelo para entornos urbanos. Este modelo considera un arreglo radial uniformemente espaciado de dispersores, todos con el mismo coeficiente de reflexión y ángulos de reflexión dados de manera aleatoria e independiente. Usando este modelo y considerando que el ancho de banda es definido como el intervalo de frecuencia para el cual la función de transferencia compleja del canal en la frecuencia tiene una correlación de 0.5, el ancho de banda coherente se define como

$$B_C = \frac{0.276}{\sigma_\tau} \quad (\text{II.6})$$

### **Tipos de degradación debido a la dispersión temporal de la señal, vistos en el dominio de la frecuencia.**

Un canal es referido como selectivo en la frecuencia si  $B_C < 1/T_s \approx W$ , donde la tasa de símbolo  $1/T_s$  es considerada igual al ancho de banda. La distorsión debida al

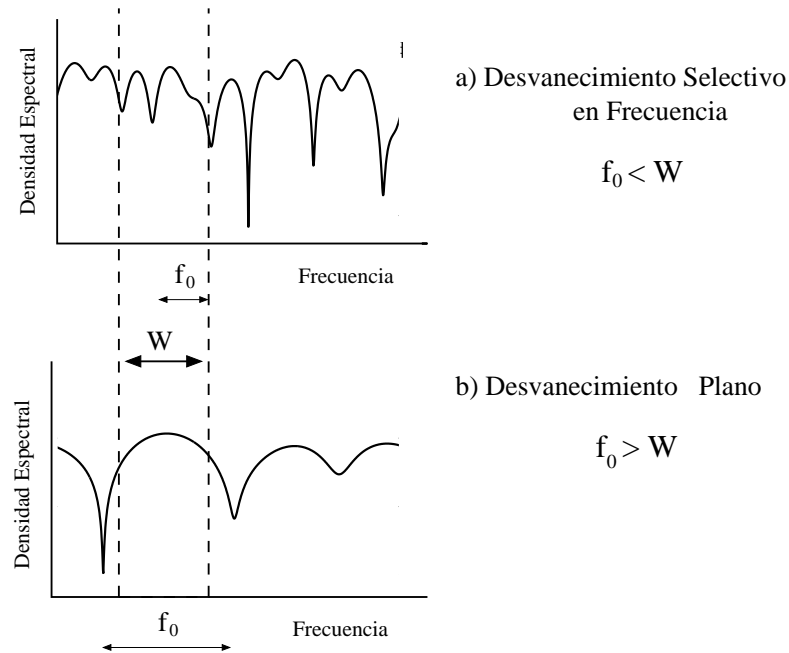


Figura 3: Relación entre la función de transferencia del canal y el ancho de banda ( $W$ ).

desvanecimiento selectivo en la frecuencia ocurre siempre que las componentes espectrales de la señal no son afectadas de la misma manera por el canal. Algunas de estas componentes que caen fuera del ancho de banda coherente, serán afectadas de manera distinta (independiente) a aquellas que se encuentren dentro del ancho de banda de coherente. Esto ocurre siempre que  $B_C < W$  y se ilustra en la figura 3a

La distorsión causada por el desvanecimiento plano, ocurre siempre que  $B_C > W$ . Por lo tanto, todas las componentes espectrales de la señal están contenidas dentro del ancho de banda coherente del canal, por lo cual, éstas serán tratadas de manera similar por el canal, lo cual es ilustrado en la figura 3b. Con el afán de evitar la ISI es necesario que el canal exhiba un desvanecimiento plano, lo cual se consigue siempre que

$$B_C > W \approx 1/T_s \quad (\text{II.7})$$

Por lo tanto, el ancho de banda coherente puede ser visto como un límite superior en la tasa de transmisión de un sistema que no utilice alguna técnica de mitigación de los efectos del canal radio.

### II.2.3. Variación del canal en el tiempo, vista en el dominio del tiempo.

#### Función de correlación en el tiempo ( $R(\Delta t)$ ).

Este mecanismo ofrece información acerca de la naturaleza cambiante del canal en el tiempo, causada por el movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, o por el movimiento de los objetos dentro del espacio de transmisión. En el caso de comunicaciones móviles, el canal radio es variante en el tiempo debido a que el movimiento entre el transmisor y el receptor inherentemente provoca cambios en los trayectos de propagación. En la figura 2 se muestra  $R(\Delta t)$ , definida como la función de correlación espacio-tiempo; esta es la función de autocorrelación de la respuesta del canal a una senoide. Esta función muestra el monto de correlación existente entre la respuesta del canal a una senoide enviada en un tiempo  $t_1$ , y la respuesta del canal a la misma senoide enviada en un tiempo  $t_2$ , donde  $\Delta t = t_1 - t_2$ . Ahora es posible obtener otro importante parámetro, el tiempo de coherencia  $T_C$ , el cual es una medida del lapso de tiempo donde la respuesta del canal es prácticamente invariante. Para medir  $R(\Delta t)$ , se puede transmitir una senoide, y determinar la autocorrelación de la señal recibida. La función  $R(\Delta t)$  y  $T_C$  nos dan información acerca de la rapidez del desvanecimiento del canal. Para un canal idealizado, donde no exista variación en el tiempo (sin movimiento entre transmisor y receptor, ni movimiento de dispersores), la respuesta del canal estaría altamente correlada para todos los valores de  $\Delta t$ , y  $R(\Delta T)$  se vería como una función constante.

Cuando se considera el modelo de canal con alta densidad de dispersores, una veloci-

dad de movimiento constante y una señal continua sin modular, la función de correlación espacio-tiempo normalizada es descrita por

$$R(\Delta t) = J_0(kV\Delta t) \quad (\text{II.8})$$

donde  $J_0(\cdot)$  es la función de Bessel primera tipo y orden cero,  $V$  es la velocidad,  $V\Delta t$  es la distancia recorrida y  $k = 2\pi/\lambda$  es la constante de fase del espacio libre.

El tiempo de coherencia puede ser medido en términos del tiempo transcurrido o la distancia recorrida. Usando el modelo de alta densidad de dispersores y una señal continua sin modular, Amoroso (Amoroso1987) midió la correlación estadística entre la combinación de las muestras de magnitud y la fase recibidas para diferentes localidades de antena, llegando a la conclusión de que para un desplazamiento de  $0.38\lambda$  entre las dos localidades de antena, las magnitudes y fases de la señales recibidas son estadísticamente incorreladas. Para una determinada velocidad de movimiento este desplazamiento puede ser convertido en unidad de tiempo para obtener el tiempo de coherencia.

### **Tipos de degradación debido a la variación del canal en el tiempo, vistos en el dominio del tiempo.**

Como puede observarse en la figura 1, existen dos tipos de degradación debidos al comportamiento variante en el tiempo del canal, estos son: desvanecimiento rápido (fast fading) y el desvanecimiento lento (slow fading). Un canal exhibe un desvanecimiento rápido cuando  $T_C < T_s$ , donde  $T_C$  es el tiempo de coherencia del canal y  $T_s$  es el tiempo de símbolo. El desvanecimiento rápido describe una condición en la que el tiempo de duración para el cual el canal se comporta de manera correlada es corto en comparación con el tiempo de símbolo. Debido a ésto, se espera que las condiciones del canal cambien muchas veces mientras el símbolo es propagado, conduciendo a distorsión de la forma del pulso en banda base, pérdida de SNR y errores de sincronización.

Se dice que un canal exhibe desvanecimiento lento, cuando  $T_C > T_s$ . Bajo tal condi-

ción, el tiempo en el cual el canal se comporta de manera correlada, tiene una duración prolongada en comparación con la duración del símbolo, por lo que se puede asumir, que el canal permanece invariante durante el tiempo en el cual el símbolo es transmitido. La principal degradación de los canales que exhiben desvanecimiento lento, como en el caso de el desvanecimiento plano, es la pérdida de SNR.

#### II.2.4. Variación del canal en el tiempo, vista en el dominio de la frecuencia.

##### El espectro de frecuencia Doppler ( $S(v)$ ).

La caracterización del comportamiento variante en el tiempo del canal, también puede ser realizado en el dominio del desplazamiento Doppler (frecuencia). La figura 2b muestra  $S(v)$ , dibujado en función del desplazamiento Doppler  $v$ . Utilizando el modelo de alta densidad de dispersores, y considerando una antena receptora vertical con ganancia azimutal constante, señales que arriban con ángulos uniformemente distribuidos en el rango de 0 y  $2\pi$  y una señal continua no modulada, el espectro de la señal en las terminales de la antena es

$$S(v) = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{v}{f_D}\right)^2}} \quad (\text{II.9})$$

la ecuación II.9 expresa el monto del espectro de la señal para desplazamientos de  $v$  en la frecuencia que están en el rango de  $\pm f_D$  alrededor de la frecuencia de portadora  $f_c$ , y es cero para cualquier valor fuera del rango. La forma del espectro Doppler de RF descrito por la ecuación anterior es clásicamente en forma de tazón (bowl shaped) como se aprecia en la figura 2b. Esta forma depende del tipo de entorno considerado, que para el caso mostrado en la figura, está dado por el modelo de alta densidad de dispersores. Sin embargo al modelar el entorno para distintas aplicaciones, provocará distintas formas del espectro; como en el caso de entorno de interiores donde

la forma del espectro es plana.

En la figura 2b, la agudeza de los límites del espectro Doppler se debe a que se alcanza el desplazamiento Doppler límite por el movimiento de una antena entre los dispersores del modelo. La magnitud más grande (infinito) de  $S(v)$  ocurre cuando el dispersor se encuentra frente a la plataforma móvil de la antena o detrás de ella. En este caso la magnitud del desplazamiento en frecuencia esta dado por

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \quad (\text{II.10})$$

donde  $V$  es la velocidad relativa, y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal.  $f_D$  es positivo cuando el transmisor y el receptor se mueven uno en sentido del otro, y negativo cuando estos se mueven alejándose. El hecho de que las componentes arribando exactamente a ángulos de  $0^\circ$  y  $180^\circ$  tengan magnitud infinita no debe preocupar, debido a que el ángulo de arribo está continuamente distribuido, por lo tanto la probabilidad de que las componentes arriben exactamente en esos ángulos es cero. El espectro Doppler del canal ofrece información acerca del ensanchamiento sufrido por una señal transmitida en función del cambio en el estado del canal. En un entorno multitrayectoria típico, la señal recibida llega desde distintas trayectorias, viajando a través de distintas distancias según el trayectoria y con diferentes ángulos de arribo, lo cual generalmente provoca que el desplazamiento Doppler difiera de trayectoria en trayectoria. Dicho fenómeno es visto en la señal recibida, como un ensanchamiento espectral más que un desplazamiento. Es importante notar que el desplazamiento Doppler  $f_D$ , y el tiempo de coherencia  $T_C$ , están relacionados recíprocamente (con una constante multiplicativa), lo que se muestra a continuación

$$T_C \approx \frac{1}{f_D} \quad (\text{II.11})$$

cuando  $T_C$  es definido como la duración de tiempo en el cual la respuesta del canal a una senoide tiene una correlación mayor a 0.5, la relación entre  $T_C$  y  $f_D$  es aproxi-



madamente

$$T_C = \frac{9}{16\pi f_D} \quad (\text{II.12})$$

otra aproximación bastante utilizada de la relación entre  $T_C$  y  $f_D$  está dada por la media geométrica de las dos ecuaciones anteriores

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} = \frac{0.423}{f_D} \quad (\text{II.13})$$

### **Tipos de Degradación debido al Comportamiento Variante en el Tiempo del Canal, vistos en el dominio del Desplazamiento Doppler.**

Un canal exhibe desvanecimiento rápido, si la tasa de símbolo  $1/T_s$  (aproximadamente igual al ancho de banda  $W$ ), es menor que la tasa de desvanecimiento  $1/T_C$  (aproximadamente igual a  $f_D$ ), esto es

$$W < f_D \quad (\text{II.14})$$

o de manera equivalente

$$T_s > T_C \quad (\text{II.15})$$

Para mitigar los efectos del canal debido al desvanecimiento rápido, una condición que se debe cumplir es:  $W \gg f_D$  (o  $T_s \ll T_C$ ). En caso de que esta condición no sea satisfecha, la modulación en frecuencia aleatoria causada por el efecto Doppler producirá un incremento en la tasa de bit erróneo. Este incremento es particularmente pronunciado en sistemas que utilizan cualquier tipo de modulación que involucre la conmutación de la fase de la portadora.

# Capítulo III

## OFDM

### III.1. Modulación multiportadora

La historia de OFDM data de finales de los años 60's, y comienza con el desarrollo y la utilización de los sistemas de modulación multiportadora (MCM, multicarrier modulation). La MCM es una técnica que consiste en dividir el flujo de datos que se desea transmitir, en varios subflujos, cada uno con una tasa de datos menor. Cada uno de estos subflujos son utilizados para modular una portadora distinta (subportadoras). La ventaja de implementar esta estrategia se muestra en la figura III.1, donde se aprecia una comparación entre los espectros de una señal transmitida y recibida en un sistema de portadora única SCM (Single Carrier Modulation) y en un sistema MCM.

Debido a que el ancho de banda de coherencia del canal  $B_C$ , es menor que el ancho de banda de la señal en el sistema de portadora única  $B_{SCM}$ , la señal sufre de desvanecimiento selectivo en la frecuencia, lo que provoca un aumento en el número de errores del sistema.

Cuando se utiliza MCM el ancho de banda total de la señal a transmitir  $B_{MCM}$ , es dividida en subflujos con anchos de banda menores a  $B_C$ , lo que permite que cada una de las subportadoras (cada una portando un subflujo), sufra desvanecimiento plano.

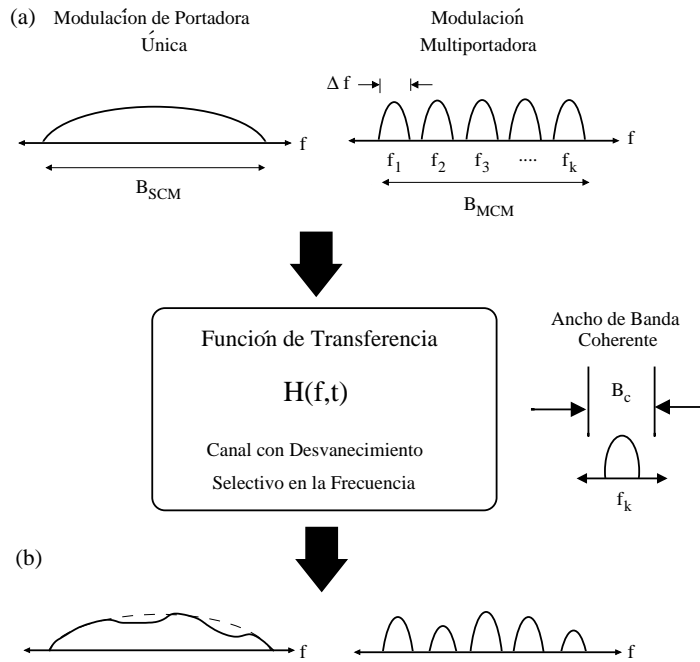


Figura 4: Comparación entre SCM y MCM: a) Espectros en frecuencia de las señales transmitidas SCM y MCM. b) Espectros en frecuencia de las señales recibidas SCM y MCM.

MCM es una técnica efectiva y robusta que combate el desvanecimiento selectivo en la frecuencia en canales radio y prácticamente no requiere de ecualización. En cambio, SCM requiere complicados procesos de ecualización adaptativa para contrarrestar los efectos del canal, al trabajar con señales de banda ancha.

Los primeros sistemas utilizando MCM fueron enlaces militares como KINEPLEX (Mosier1958) y KATHRYN (Zimmerman1967), que utilizaban señales ortogonales sin traslapar y limitadas en ancho de banda. En estos enlaces era difícil lograr un control preciso de las frecuencias de las subportadoras usando osciladores, y existían limitantes al detectar las señales de cada subportadora usando filtros analógicos.

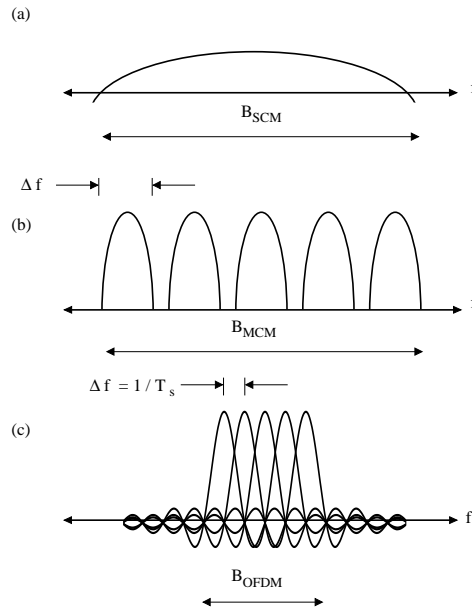


Figura 5: Comparación entre los espectros en frecuencia: a) Señal limitada en tiempo (SCM), b) Señal limitada en frecuencia, no traslapada (MCM), c) Señal limitada en tiempo, traslapada (OFDM).

## III.2. Principios de funcionamiento de OFDM

OFDM es un caso particular de MCM, donde los subflujos antes mencionados, son enviados a través de un conjunto especial de subportadoras que por sus características de ortogonalidad, permiten traslaparse evitando su interferencia mutua, logrando así ahorro de ancho de banda. OFDM usualmente es considerado tanto como una técnica de modulación, como una técnica de multiplexado (Hara et al. 2003); ya que las subportadoras utilizadas pueden ser vistas como canales extraídos de un flujo único, para ser transmitidos de forma paralela. En la figura 5 se muestran los espectros de las señales de los sistemas SCM, MCM, OFDM.

OFDM trabaja utilizando dos principios fundamentales:

1. La IDFT y la DFT son usadas para modular y demodular, respectivamente, los símbolos en las subportadoras ortogonales. Este algoritmo de procesamiento de señal, reemplaza a los bancos de osciladores utilizados por los primeros sistemas

MCM, permitiendo que el proceso en banda base, se realice completamente de manera digital. A la entrada de la IDFT, se tienen  $N$  símbolos modulados en cualquier tipo de modulación PSK (Phase Shift Keying) ó QAM (Q-Amplitud Modulation). Las  $N$  muestras a la salida de IDFT, estando en el dominio temporal, constituyen la señal en banda base que porta los datos en un conjunto de  $N$  subportadoras ortogonales. De manera general,  $N$  es un número entero potencia de dos, lo que permite el uso de algoritmos de transformada rápida de Fourier (FFT) para realizar la modulación y la demodulación.

2. Se introduce un prefijo cíclico como intervalo de guarda que permite mantener la ortogonalidad de las subportadoras en canales con dispersión temporal. La longitud de dicho intervalo debe ser mayor al máximo retraso excedente del canal multitrayectoria. Debido al prefijo cíclico, la señal transmitida se hace periódica, y el efecto de la dispersión temporal de la señal de un canal multitrayectoria puede ser visto como una convolución cíclica de la señal transmitida y la respuesta al impulso del canal. Este principio propicia una ligera pérdida de la potencia transmitida debido a la transmisión redundante de información en el periodo de guarda. La ecualización requerida en el receptor para detectar los símbolos transmitidos es una simple multiplicación de la salida de la DFT por la inversa de la función de transferencia del canal estimada. La estimación mencionada, puede llevarse a cabo con la inserción estratégica de símbolos pilotos dentro de las subportadoras.

Las señales complejas generadas en banda base por el tratamiento digital de señal antes mencionado, son moduladas en fase y cuadratura y montadas (upconverted) en una portadora de radiofrecuencia para ser transmitidas. El proceso inverso es realizado por el receptor para la obtención de los datos; en esta etapa, la sincronización en el tiempo y la frecuencia son aspectos importantes para el funcionamiento de un sistema OFDM, ya que permiten identificar el inicio del símbolo OFDM y alinear los modu-

ladores y demoduladores de los osciladores para las distintas frecuencias. En el caso de que las tareas de sincronización no se realicen con la precisión requerida, se puede perder la ortogonalidad de las subportadoras, y por lo tanto puede presentarse ISI e interferencia inter-portadora (ICI, inter-carrier interference).

### III.3. Modelo de un sistema OFDM

Si  $s(t)$  es la señal transmitida por un sistema OFDM, entonces ésta se define matemáticamente de la siguiente manera (Hara et al. 2003):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^N c_{ki} e^{j2\pi f_k (t - iT_{ofdm})} f(t - iT_{ofdm}) \quad (\text{III.1})$$

$$f(t) = \begin{cases} 1, & (-G < t \leq T_u) \\ 0, & (t \leq -G, t > T_u) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$f_k = \frac{(k-1)}{T_u}, \Delta_f = \frac{1}{T_u} \quad (\text{III.3})$$

$$T_{ofdm} = G + T_u \quad (\text{III.4})$$

$$R = \frac{1}{T} = \frac{N}{T_{ofdm}} \quad (\text{III.5})$$

donde  $N$  es el número de subportadoras,  $c_{ki}$  es el  $i$ -ésimo símbolo de información en la  $k$ -ésima subportadora,  $f_k$  es la frecuencia de la  $k$ -ésima subportadora,  $T_{ofdm}$  es el periodo de símbolo OFDM,  $G$  es la longitud del intervalo de guarda,  $T_u$  es el periodo del símbolo útil,  $f(t)$  es la ventana en forma de pulso rectangular de un símbolo y  $R$  es la tasa total de símbolos transmitidos.

En la figura 6 se muestra un diagrama a bloques de un sistema OFDM típico, el cual es comúnmente considerado como un sistema de transmisión de bloques.  $X(m)$  denota

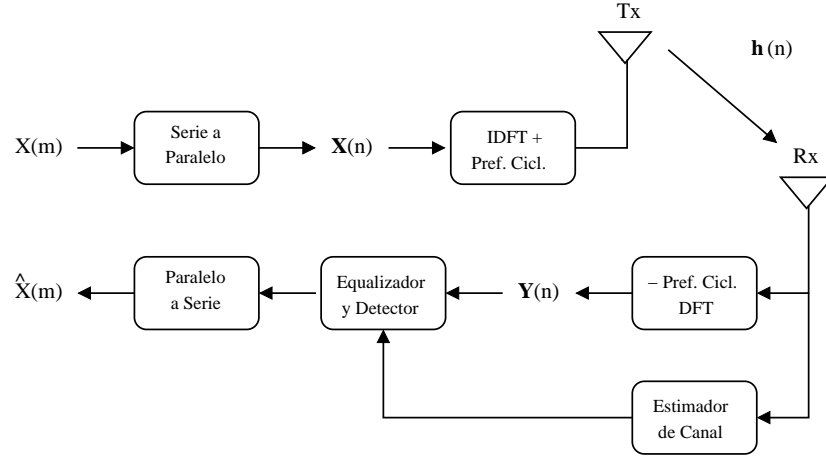


Figura 6: Diagrama a bloques de un sistema OFDM.

la entrada de datos en serie que alimenta al sistema OFDM con símbolos modulados en PSK o QAM, los cuales tienen una duración  $T_s$ . El convertidor serie a paralelo construye un bloque de  $N$  símbolos, tomando los datos en serie, para convertirlos en un vector de duración  $NT_s$  expresado por  $\mathbf{x}(n) = [X(nN) X(nN + 1) \cdots X(nN + N - 1)]^T$ .

El vector  $\mathbf{x}(n)$  también puede ser representado asignando los índices de las subportadoras a los símbolos que serán enviados a través de ellas, de modo que  $X_k(n)$  puede ser visto como el símbolo que será transmitido por la portadora  $k$ , en el instante  $n$ . De esta manera ahora tenemos que  $\mathbf{x}(n) = [X_0(n) X_1(n) \cdots X_{N-1}(n)]^T$ . Este vector es modulado por el transmisor OFDM utilizando la IDFT para obtener un vector de muestras en el tiempo denotado por el vector  $\mathbf{x}(n)$ . Un prefijo de longitud  $G$  es agregado a  $\mathbf{x}(n)$  a la salida de la IDFT como intervalo de guarda obteniendo como resultado el símbolo OFDM con duración  $T_{ofdm}$  dado por  $\mathbf{x}^g(n) = [x_{N-G}(n) x_{N-1}(n) x_0(n) \cdots x_{N-1}(n)]^T$ .

El vector  $\mathbf{x}^g(n)$  es transmitido por un canal de orden  $L$ , con desvanecimiento selectivo en la frecuencia, lo que implica que la respuesta al impulso del canal  $h(m, \tau) \neq 0$  para  $\tau = L$  y  $h(m, \tau) = 0$  para  $\tau > L$ . Como se mencionó con anterioridad, para evitar la ISI (entre símbolos OFDM), el intervalo de guarda se escoge de manera que  $G \geq L$ .

Considerando que las condiciones del canal se mantienen constantes durante la

duración del símbolo OFDM, la señal recibida  $\mathbf{y}^g$  es la convolución cíclica de la respuesta al impulso  $\mathbf{h}$  y el símbolo OFDM  $\mathbf{x}^g$ , esto es

$$\mathbf{y}^g(n) = \mathbf{x}^g(n) * \mathbf{h}(n) \quad (\text{III.6})$$

el prefijo cíclico es removido en el receptor obteniendo así el vector

$$\mathbf{y}(n) = [y_G^g(n) \ y_{G+1}^g(n) \ \cdots \ y_{N+G-1}^g(n)]^T$$

el cual es demodulado usando la DFT de  $N$  puntos para obtener el vector de símbolos recibidos  $\mathbf{Y}(n)$ . Debido a las propiedades de la convolución cíclica, el efecto del canal multitraectoria también puede ser considerado como una multiplicación punto a punto de la función de transferencia del canal (o la transformada de Fourier de la respuesta al impulso del canal) con el vector constituido con los símbolos modulados a transmitir; lo que asume que las subportadoras permanecen ortogonales. Así la señal demodulada en el receptor puede ser expresada como

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{\Lambda}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{Z}(n) \quad (\text{III.7})$$

donde  $\mathbf{\Lambda}(n)$  es una matriz diagonal cuyos elementos diagonales son la DFT de la respuesta al impulso  $\mathbf{h}(n)$  y  $\mathbf{Z}(n)$  es la DFT del ruido del canal. Considerando el carácter matricial de  $\mathbf{\Lambda}(n)$ ,  $\Lambda_k(n)$  puede ser vista como la ganancia compleja del canal en la  $k$ -ésima subportadora.

## III.4. Ventajas y desventajas de OFDM

### Ventajas.

- OFDM puede ser implementado fácilmente utilizando la FFT/IFFT y sus requerimientos de procesamiento crecen ligeramente más que en un comportamiento



lineal, conforme se incrementa la tasa de datos o el ancho de banda. Esta complejidad es mucho menor que la de los procesos de ecualización utilizados en los sistemas SCM.

- El desempeño de OFDM se degrada ligeramente cuando se excede el valor del esparcimiento del retardo para el cual fue diseñado. Una mejor codificación de canal, y tamaños menores en las constelaciones de modulación pueden ser usadas de manera adaptativa para proveer robustez en el enlace. En contraste, existe una abrupta degradación experimentada por los sistemas SCM cuando se excede los valores de esparcimiento del retardo para los cuales fue diseñado.
- OFDM permite el codificado y el entrelazado entre subportadoras en el dominio de la frecuencia, lo cual da robustez contra ráfagas de errores causadas cuando parte del espectro de la señal transmitida sufre desvanecimientos importantes.
- OFDM puede ser usado como esquema multiacceso, al dividir las distintas subportadoras entre los múltiples usuarios. Este esquema es conocido como OFDMA.
- OFDM es eficaz en eliminar la interferencia de banda estrecha, debido a que ésta solo afecta una porción del total de subportadoras.

#### **Desventajas.**

- Existen problemas de no linealidad y distorsión en las señales OFDM, cuando éstas presentan una alta relación promedio-pico de potencia.
- OFDM es muy susceptible al ruido de fase y a la dispersión en la frecuencia, por lo cual, en estos sistemas es crítico tener una sincronización precisa en la frecuencia. El lidiar con estos problemas causa un incremento en la complejidad de los

---

convertidores digital-analógico (DAC) y analógico-digital (ADC) y un sacrificio de la eficiencia del amplificador de potencia de RF.

# Capítulo IV

## Esquemas de Diversidad

### IV.1. Diversidad

Diversidad es otra técnica utilizada para contrarrestar los efectos del canal radio en el enlace. El principio fundamental detrás del concepto de diversidad, consiste en proveer al receptor de varias réplicas independientes de la señal transmitida. La independencia entre las réplicas, se consigue cuando el canal afecta de manera diferente a cada réplica transmitida. En el caso de que el receptor cuente solo con una señal transmitida, existe una alta probabilidad de que la información contenida en esa señal se vea afectada por un desvanecimiento profundo. En cambio cuando existen múltiples réplicas independientes de la señal disponibles en el receptor, es poco probable que un desvanecimiento las afecte a todas imposibilitando la recepción de los datos. Por lo tanto, cuando existe un esquema de diversidad que dota al receptor de varias réplicas de la señal transmitida, se aumenta la posibilidad de reconstruir la información transmitida escogiendo de entre las réplicas, aquella de mejores características, o haciendo una combinación de todas las réplicas recibidas.

Las réplicas de la señal pueden ser enviadas de diferentes maneras, en instantes de tiempos distintos, a diferentes frecuencias, por diferentes antenas (diversidad espacial)

e incluso a diferente polarización. Existen dispositivos y técnicas desarrolladas con la finalidad de explotar los distintos tipos de diversidad existentes dentro de un sistema de comunicación.

La diversidad espacial ha sido uno de los tipos de diversidad que más interés ha tenido en la actualidad. Los sistemas que utilizan la diversidad espacial, hacen uso de antenas múltiples tanto en el receptor como en el transmisor, es por esto que también son conocidos como sistemas de entradas y salidas múltiples (MIMO, Multiple Input, Multiple Output). La referencia clásica explotando la diversidad espacial, es el esquema receptor de combinación de razón máxima MRC (Maximal Ratio Combining), el cual consiste en utilizar un par de antenas en el receptor, separadas una distancia adecuada<sup>1</sup>, con la finalidad de obtener réplicas de la señal que sean afectadas de manera independiente por el canal, para usarlas con el objetivo de construir un estimado de la señal transmitida en el receptor. Con el uso de esta técnica se obtiene una mejora considerable en el desempeño del sistema, sin embargo tiene como desventajas el incremento en el costo de fabricación, en la potencia consumida y el tamaño de los dispositivos de comunicación.

Tratando de contrarrestar las desventajas de implementar varias antenas en el receptor, se han desarrollado técnicas de diversidad usando antenas en el transmisor. Esta idea resulta atractiva en aplicaciones celulares donde resulta evidente que los costos necesarios para dotar de antenas múltiples a las estaciones bases, resultan por mucho menores, que aquellos necesarios para dotar de antenas múltiples a los millones de usuarios a quienes éstas prestan servicio. No obstante, existen grandes logros tecnológicos en la miniaturización y una gran comercialización de los sistemas modernos de comunicación, que han reducido el tamaño y los costos de los dispositivos, al punto de que es posible vislumbrar que en un futuro, se hará uso de antenas múltiples en prácticamente todos los dispositivos de comunicación inalámbrica.

---

<sup>1</sup>Aproximadamente  $0.38\lambda$ , véase el capítulo II.

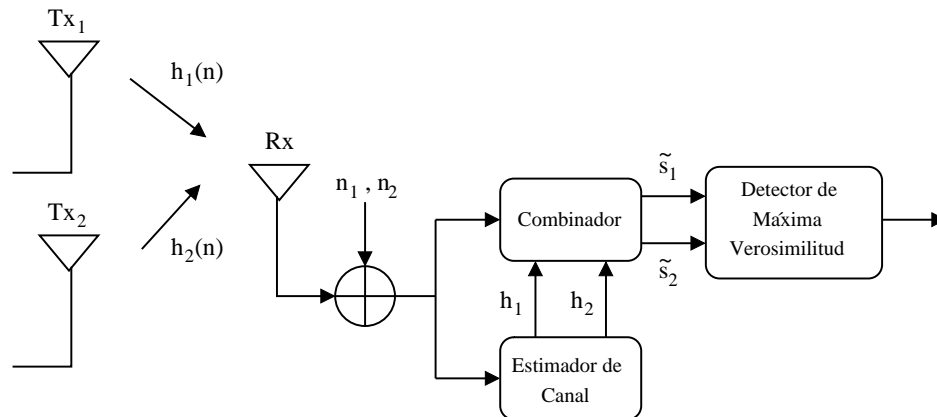


Figura 7: Esquema de diversidad Alamouti, usando dos antenas transmisoras y una receptora.

Una aportación de gran impacto en este campo, fue realizada en 1998 por Siavash Alamouti (Alamouti1998), quien desarrolló un esquema de transmisión que combina la diversidad espacial aportada por múltiples antenas transmisoras y la diversidad temporal lograda al transmitir en diferentes ranuras de tiempo. Su esquema es comúnmente conocido como código Alamouti; sin embargo debido a sus características de transmisión en base a bloques de símbolos, es también llamado Código de Bloques Espacio-Tiempo (STBC, Space-Time Block Code).

## IV.2. El código Alamouti

El código Alamouti, es un esquema de diversidad, que en su forma más general, puede ser implementado usando 2 antenas transmisoras y  $M_r$  antenas receptoras. En su implementación más sencilla, consta de dos antenas transmisoras y una antena receptora, con tal disposición, el sistema puede ser visto como un sistema de entradas múltiples y de salida única (MISO, Multiple Input, Single Output).

El esquema de diversidad Alamouti se muestra en la figura 7 y consta de tres funciones principales:

- *La codificación y secuenciado de los símbolos de información en el transmisor.* La primer función especifica las modificaciones que se realizarán a los símbolos de información que serán transmitidos y el orden de transmisión de éstos, en el dominio espacial (antenas) y temporal (ranuras de tiempo).
- *El esquema de combinación en el receptor.* Aquí se especifica el tratamiento que el receptor da a las señales recibidas, con el fin de recuperar la información transmitida.
- *La regla de decisión para la de detección de máxima verosimilitud (ML).* En la última función se define el criterio para distinguir de todos los posibles símbolos transmitidos, a aquel que tenga la mayor probabilidad de haber sido transmitido.

### Codificado y secuenciado de los símbolos de información en el transmisor.

En un determinado periodo de símbolo (tiempo que tarda en transmitirse un símbolo), dos señales son transmitidas simultáneamente desde dos antenas. La señal transmitida desde la antena 1 es denotada como  $s_1$ , mientras que la señal transmitida desde la antena 2 se expresa como  $s_2$ . En el siguiente periodo de símbolo  $-s_2^*$ , es transmitido por la antena 1, mientras que  $s_1^*$  es transmitido por la antena 2, donde  $s^*$  denota el complejo conjugado de  $s$ .

De modo que se crea una matriz de transmisión  $G_2$  tal que:

$$G_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

en donde las columnas indican el orden de transmisión para las antenas, y los renglones indican el orden de transmisión para las ranuras de tiempo. El subíndice de  $G_2$  indica el número de antenas requeridas para el codificado.

Si  $h_1(t)$  y  $h_2(t)$  representan la distorsión multiplicativa causada por el canal radio entre la antena transmisora 1 y la antena receptora, y la antena transmisora 2 y la

antena receptora, respectivamente; y se asume que las condiciones del canal permanecen constantes durante dos tiempos de símbolo consecutivos, tenemos que:

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t + T_s) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t + T_s) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (\text{IV.2})$$

donde  $T_s$ , es la duración de un símbolo de información. Las señales recibidas están dadas por:

$$\begin{aligned} r_1 &= r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= r(t + T_s) = -h_1 s_1^* + h_2 s_2^* + n_2 \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

donde  $r_1$  y  $r_2$  son las señales recibidas en el tiempo  $t$  y el tiempo  $t + T_s$  respectivamente, y  $n_1$ ,  $n_2$  representan la presencia del ruido en el receptor (AWGN) para cada uno de los tiempos considerados.

### Esquema de combinación en el receptor.

El combinador utiliza las réplicas independientes que fueron recibidas, para construir el símbolo transmitido en el receptor. De esta manera, las señales recibidas  $r_1$  y  $r_2$  son manipuladas por el combinador para crear dos señales, las cuales, son mandadas al detector de máxima verosimilitud:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

donde  $\tilde{s}_1$  y  $\tilde{s}_2$ , representan los símbolos, que se estima, fueron enviados por el transmisor. Sustituyendo las ecuaciones IV.2, IV.3 en IV.4 tenemos:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

### Regla de decisión para el detector de Máxima Verosimilitud.

Para un esquema de detección coherente, donde el receptor conoce la distorsión causada por el canal,  $h_1$  y  $h_2$ , la detección de máxima verosimilitud tratará de minimizar la siguiente métrica de decisión (Jafarkhani2005):

$$|r_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |r_2 + h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2 \quad (\text{IV.6})$$

para todos los valores posibles de  $s_1$  y  $s_2$ . El detector de máxima verosimilitud pretende buscar dentro de todas las posibles combinaciones de símbolos, aquella combinación que ofrezca el valor más pequeño para la métrica de la ecuación IV.6. Dicho de otra manera, se pretende encontrar cuáles son los símbolos que al ser afectados por el canal, son los más parecidos a la señales  $\tilde{s}_1$  y  $\tilde{s}_2$  de la ecuación IV.4. La búsqueda mencionada, exige realizar una comparación para todos los pares posibles de  $s_1$  y  $s_2$ , lo que implica un aumento exponencial en la complejidad del decodificador, conforme se aumenta el número de antenas transmisoras. Como estrategia para superar este incremento en la complejidad, es posible descomponer la ecuación costo IV.6 en dos partes, una en función de  $s_1$  y otra en función de  $s_2$ . De esta manera, se tienen dos conjuntos de comparaciones en base a una sola variable, consiguiendo que el incremento en la complejidad se realice de manera lineal y no exponencial con el incremento del número de antenas. Como resultado de esta descomposición y considerando que todos los símbolos de la constelación tienen la misma energía, la métrica a minimizar puede ser simplificada a:

$$|s_1 - r_1 h_1^* - r_2^* h_2| \quad (\text{IV.7})$$

para decodificar  $s_1$  y

$$|s_2 - r_1 h_2^* + r_2^* h_1| \quad (\text{IV.8})$$



para decodificar  $s_2$ .

El código Alamouti tiene dos propiedades que son muy deseables en todo esquema de diversidad. La primera, es que realiza un decodificado simple. Cada símbolo puede ser decodificado por separado usando procesamiento lineal. La segunda importante propiedad, es que se alcanza la máxima diversidad posible con los elementos de diversidad utilizados (antenas, ranuras de tiempo).

### IV.3. Esquema de diversidad OFDM-STBC

El buen desempeño logrado por el código Alamouti al utilizar la diversidad para mejorar los enlaces de comunicación inalámbrica, ha motivado su uso en combinación con otras técnicas para combatir los efectos del canal radio. OFDM es una de las técnicas con muchos años de desarrollo que recientemente ha sido conjuntada con los esquemas de diversidad, para disminuir los efectos del canal con desvanecimiento multitrayectoria.

Uno de los esquemas de diversidad que conjuntan ambas técnicas fue presentado por King F. Lee y Douglas B. Williams (Lee K. et al. 2000). El propósito del sistema es el de transformar un canal selectivo en la frecuencia en múltiples canales planos, en los cuales el procesamiento espacio-tiempo del código Alamouti es aplicado. Este sistema busca conseguir diversidad en el transmisor sin requerimientos mayores de ancho de banda, a costa de un pequeño incremento en la complejidad del sistema.

El sistema propuesto busca adaptar el código Alamouti al sistema OFDM, a través de cierta distribución de los símbolos modulados en las distintas portadoras. En la figura 8 se muestra un diagrama a bloques del sistema mencionado.

Considere que a la salida del convertidor serie a paralelo de un sistema OFDM (como el analizado en el capítulo III), se entregan un par de bloques (vectores) de símbolos modulados  $\mathbf{X}_a$  y  $\mathbf{X}_b$ , cada uno de los cuales será procesado para convertirlo en un símbolo OFDM (IDFT y prefijo cíclico). De esta manera si  $\mathbf{X}_a$  es el  $M$ -ésimo vector de símbolos, y  $\mathbf{X}_b$  es el  $(M+1)$ -ésimo vector de símbolos, estos vectores están

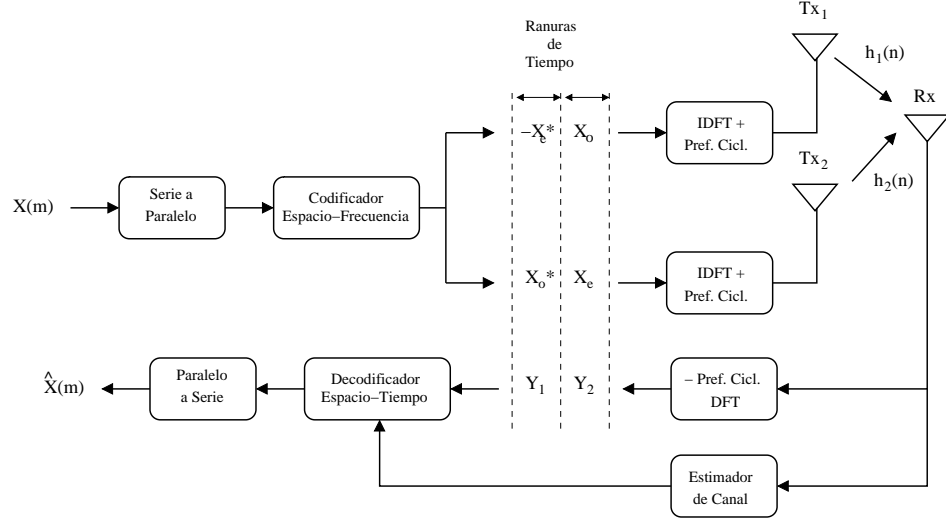


Figura 8: Diagrama a bloques de un esquema de diversidad OFDM-STBC, usando dos antenas transmisoras y una receptora.

constituidos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_a &= [X(MN) \dots X(MN + N - 1)]^T \\ \mathbf{X}_b &= [X(MN + N) \dots X(MN + 2N - 1)]^T \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

donde  $N$  es el número de subportadoras de un sistema OFDM. Como en el esquema Alamouti convencional, por la primera antena es enviado  $\mathbf{X}_a$  en la primera ranura de tiempo, seguido por  $-\mathbf{X}_b^*$  en la segunda ranura de tiempo. En la segunda antena es transmitido  $\mathbf{X}_b$  usando la primera ranura de tiempo, mientras que  $\mathbf{X}_a^*$  es enviado en la segunda ranura de tiempo.

De manera que se crea una matriz de transmisión conformada de la siguiente manera:

$$G_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_a & \mathbf{X}_b \\ -\mathbf{X}_b^* & \mathbf{X}_a^* \end{pmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

A diferencia del código Alamouti convencional donde la matriz de transmisión está construida con símbolos producto de cualquier esquema de modulación (e.g. QPSK) denotados por  $s_1, s_2$  en la ecuación IV.1, la matriz de transmisión para este sistema

expresada en la ecuación IV.10, está compuesto por símbolos OFDM,  $\mathbf{X}_a$ ,  $\mathbf{X}_b$ , donde cada símbolo OFDM es un bloque de  $N$  símbolos como  $s_1$  y  $s_2$ .

Si  $\mathbf{\Lambda}_1$  y  $\mathbf{\Lambda}_2$  son matrices diagonales que tienen como elementos diagonales las transformadas de Fourier de las respuestas al impulso del canal  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$  respectivamente, y se asume que las respuestas al impulso permanecen constantes durante dos ranuras de tiempo; entonces los vectores demodulados para cada uno de las ranuras de tiempo correspondientes están dados por:

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_1 &= \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{X}_a + \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{X}_b + \mathbf{Z}_1 \\ \mathbf{Y}_2 &= -\mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{X}_a^* + \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{X}_b^* + \mathbf{Z}_2\end{aligned}\tag{IV.11}$$

de modo que si se asume que las respuestas del canal son conocidas o pueden ser estimadas con precisión en el receptor, el combinador del sistema OFDM-STBC utiliza  $\mathbf{Y}_1$  y  $\mathbf{Y}_2$  para construir las siguientes señales:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_a &= \mathbf{\Lambda}_1^* \mathbf{Y}_1 + \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{Y}_2^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_b &= \mathbf{\Lambda}_2^* \mathbf{Y}_1 - \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{Y}_2^*\end{aligned}\tag{IV.12}$$

de manera análoga al sistema Alamouti convencional, si se sustituye la ecuación IV.11 en IV.12 se tienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_a &= \left( |\mathbf{\Lambda}_1|^2 + |\mathbf{\Lambda}_2|^2 \right) \mathbf{X}_a + \mathbf{\Lambda}_1^* \mathbf{Z}_1 + \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{Z}_2^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_b &= \left( |\mathbf{\Lambda}_1|^2 + |\mathbf{\Lambda}_2|^2 \right) \mathbf{X}_b + \mathbf{\Lambda}_2^* \mathbf{Z}_1 - \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{Z}_2^*\end{aligned}\tag{IV.13}$$

las cuales son los símbolos OFDM que el receptor estima que fueron enviados por las antenas 1 y 2, respectivamente. Para recuperar la información transmitida, éstas señales son enviadas al detector de máxima verosimilitud, donde se realizan las comparaciones necesarias para distinguir, dentro de todas las posibilidades, cuales símbolos fueron enviados.

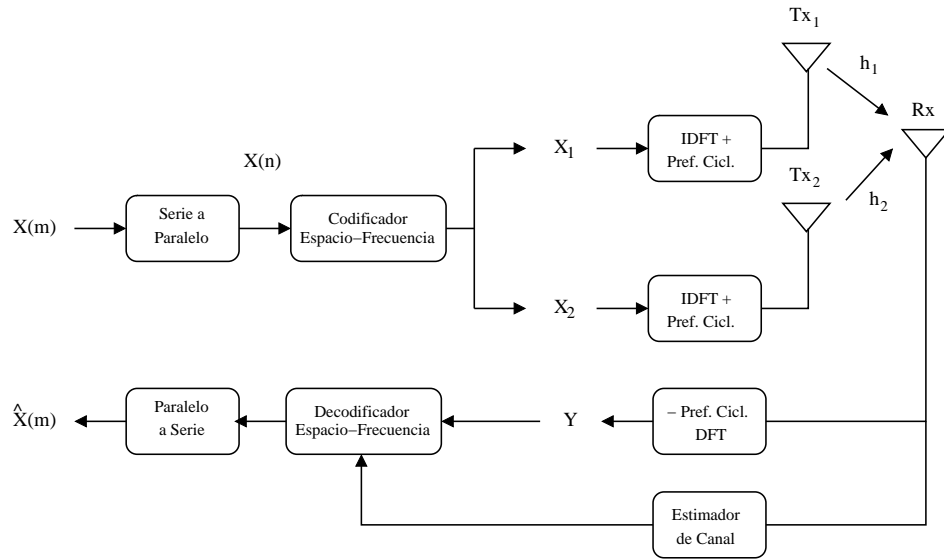


Figura 9: Diagrama a bloques de un esquema de diversidad OFDM-SFBC, usando dos antenas transmisoras y una receptora.

## IV.4. Esquema de diversidad OFDM-SFBC

La versatilidad del código Alamouti permite que sea posible implementar el mismo principio de codificado sustituyendo las ranuras de tiempo utilizadas, por subportadoras de un sistema OFDM. Este esquema de diversidad es conocido como Código de Bloques Espacio-Frecuencia (SFBC, Space-Frequency Block Codes), ya que en vez de codificar usando diferentes tiempos, se codifica a través de distintas frecuencias.

Presentado por King Lee y Douglas Williams (Lee K., Williams D. 2000a) este esquema busca ofrecer un mejor desempeño del sistema bajo entornos con desvanecimientos rápidos (mas presencia del efecto Doppler).

Como se aprecia en la figura 9, el vector de símbolos  $\mathbf{X}(n)$  conteniendo  $N$  símbolos modulados, es obtenido a la salida del convertidor serie a paralelo de un sistema OFDM para después ser codificado por el codificador espacio-frecuencia en dos vectores  $\mathbf{X}_1$  y  $\mathbf{X}_2$  constituidos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_1(n) &= \left[ X_0(n) \quad -X_1^*(n) \cdots X_{N-2}(n) \quad -X_{N-1}^*(n) \right]^T \\ \mathbf{X}_2(n) &= \left[ X_1(n) \quad X_0^*(n) \cdots X_{N-1}(n) \quad X_{N-2}^*(n) \right]^T\end{aligned}\quad (\text{IV.14})$$

Durante el lapso de tiempo  $n$  (lapso de tiempo requerido para construir  $\mathbf{X}(n)$  en el convertidor serie-paralelo),  $\mathbf{X}_1$  es transmitido por la antena 1. Simultáneamente  $\mathbf{X}_2$  es transmitido por la antena 2.

Para describir de mejor manera las operaciones del codificador y decodificador espacio-frecuencia, éstas se pueden expresar usando los componentes pares e impares del vector  $\mathbf{X}(n)$ . De modo que:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_p(n) &= [X_0(n) \quad X_2(n) \cdots X_{N-4}(n) \quad X_{N-2}(n)]^T \\ \mathbf{X}_i(n) &= [X_1(n) \quad X_3(n) \cdots X_{N-3}(n) \quad X_{N-1}(n)]^T\end{aligned}\quad (\text{IV.15})$$

donde  $\mathbf{X}_p$  y  $\mathbf{X}_i$  son dos vectores de longitud  $N/2$  denotando las componentes pares e impares de  $\mathbf{X}(n)$ , respectivamente. Si de manera similar se expresan los vectores  $\mathbf{X}_1$  y  $\mathbf{X}_2$ , entonces es posible crear los siguientes vectores:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{1,p}(n) &= \mathbf{X}_p(n) \quad \mathbf{X}_{1,i}(n) = -\mathbf{X}_i^*(n) \\ \mathbf{X}_{2,p}(n) &= \mathbf{X}_i(n) \quad \mathbf{X}_{2,i}(n) = \mathbf{X}_p^*(n)\end{aligned}\quad (\text{IV.16})$$

De manera que la matriz de transmisión para un esquema OFDM-SFBC esta dada por:

$$G_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_p & \mathbf{X}_i \\ -\mathbf{X}_i^* & \mathbf{X}_p^* \end{pmatrix}\quad (\text{IV.17})$$

Si  $\Lambda_1(n)$  y  $\Lambda_2(n)$  son matrices diagonales cuyos elementos diagonales son las transformadas de Fourier de las respuestas al impulso  $h_1$  y  $h_2$  respectivamente. Entonces la señal demodulada en el receptor está dada por:

$$\mathbf{Y}(n) = \Lambda_1(n)\mathbf{X}_1(n) + \Lambda_2(n)\mathbf{X}_2(n) + \mathbf{Z}(n)\quad (\text{IV.18})$$

o de manera equivalente usando las componentes pares e impares:

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_p(n) &= \mathbf{\Lambda}_{1,p}(n)\mathbf{X}_{1,p}(n) + \mathbf{\Lambda}_{2,p}\mathbf{X}_{2,p}(n) + \mathbf{Z}(n) \\ \mathbf{Y}_i(n) &= \mathbf{\Lambda}_{1,i}(n)\mathbf{X}_{1,i}(n) + \mathbf{\Lambda}_{2,i}\mathbf{X}_{2,i}(n) + \mathbf{Z}(n)\end{aligned}\quad (\text{IV.19})$$

Ahora, asumiendo que las respuestas al impulso involucradas son conocidas o pueden ser estimadas de forma precisa en el receptor, el combinador del esquema OFDM-SFBC construye el vector  $\tilde{\mathbf{X}}(n)$  compuesto por:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_p(n) &= \mathbf{\Lambda}_{1,p}^*(n)\mathbf{Y}_p(n) + \mathbf{\Lambda}_{2,i}(n)\mathbf{Y}_i^*(n) \\ \tilde{\mathbf{X}}_i(n) &= \mathbf{\Lambda}_{2,p}^*(n)\mathbf{Y}_p(n) - \mathbf{\Lambda}_{1,i}(n)\mathbf{Y}_i^*(n)\end{aligned}\quad (\text{IV.20})$$

Para analizar el desempeño del esquema OFDM-SFBC se sustituye la ecuación IV.16 en IV.19 para expresar la señal demodulada en términos de  $\mathbf{X}_p(n)$  y  $\mathbf{X}_i(n)$  entonces:

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_p(n) &= \mathbf{\Lambda}_{1,p}(n)\mathbf{X}_p(n) + \mathbf{\Lambda}_{2,p}\mathbf{X}_i(n) + \mathbf{Z}(n) \\ \mathbf{Y}_i(n) &= -\mathbf{\Lambda}_{1,i}(n)\mathbf{X}_p^*(n) + \mathbf{\Lambda}_{2,i}\mathbf{X}_p^*(n) + \mathbf{Z}(n)\end{aligned}\quad (\text{IV.21})$$

Si se asume que las ganancias complejas del canal entre subportadoras adyacentes es aproximadamente constante, entonces:

$$\begin{aligned}\mathbf{\Lambda}_{1,p}(n) &\approx \mathbf{\Lambda}_{1,i} \\ \mathbf{\Lambda}_{2,p}(n) &\approx \mathbf{\Lambda}_{2,i}\end{aligned}\quad (\text{IV.22})$$

entonces al sustituir IV.21 en IV.20 se obtiene la estimación que tiene el receptor acerca de la señal transmitida.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_p &= \left( \left| \mathbf{\Lambda}_{1,p}^2 \right| + \left| \mathbf{\Lambda}_{2,p}^2 \right| \right) \mathbf{X}_p + \mathbf{\Lambda}_{1,p}^* \mathbf{Z}_p + \mathbf{\Lambda}_{2,i} \mathbf{Z}_i^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_i &= \left( \left| \mathbf{\Lambda}_{1,i}^2 \right| + \left| \mathbf{\Lambda}_{2,i}^2 \right| \right) \mathbf{X}_i + \mathbf{\Lambda}_{2,p}^* \mathbf{Z}_p - \mathbf{\Lambda}_{1,i} \mathbf{Z}_i^*\end{aligned}\quad (\text{IV.23})$$

Como en los esquemas anteriores de diversidad la señal expresada en IV.23 es la que será comparada en el detector de máxima verosimilitud.

En el esquema OFDM-STBC mostrado con anterioridad, el receptor obtiene la diversidad de señales de información usando 2 antenas y 2 ranuras de tiempo. Debido

a esto, el receptor puede recuperar la información enviada sólo hasta que cuente con todas las réplicas de las señales que serán utilizadas, lo que sucede hasta después de dos ranuras de tiempo. En cambio en OFDM-SFBC no es necesario esperar otra ranura de tiempo para contar con las réplicas de la señal necesarias, ya que éstas se encuentran contenidas en alguna subportadora a otra frecuencia dentro del mismo símbolo OFDM. De modo que este esquema, a diferencia del OFDM-STBC, permite decodificar completamente información enviada en una ranura de tiempo. Considerando esto, se espera un mejor desempeño del esquema OFDM-SFBC para aquellos entornos donde las respuestas al impulso del canal no se mantienen constantes durante los dos periodos de tiempo exigidos por OFDM-STBC. Sin embargo existe una limitante importante a considerar en un esquema OFDM-SFBC; si se desea utilizar las subportadoras para realizar la codificación Alamouti, es necesario que las ganancias complejas que afectan a las dos subportadoras utilizadas para el codificado de un bloque espacio-frecuencia, sean aproximadamente iguales. Lo cual es expresado en la ecuación IV.22. Esta condición se consigue cuando se usa un número grande de subportadoras en el sistema OFDM (Lee K. Williams D.2000a), ya que la función de transferencia es dividida por secciones de frecuencia más estrechas, lo que provoca que la similitud entre subportadoras adyacentes se incremente.

# Capítulo V

## Codificación de Canal

La codificación de canal es una técnica de procesamiento digital de señal que tiene como objetivo proteger contra errores a la información contenida en un mensaje enviado.

El proceso de codificación de canal consiste en transformar una secuencia de  $k$  bits de información en otra secuencia de  $n$  bits conocida como *palabra código*. Como se muestra en la figura 10, la transformación mencionada implica la inclusión de bits de redundancia en la secuencia de entrada, para convertirla en la palabra código. La cantidad de redundancia introducida por el proceso de codificado está dada por la relación  $n/k$ , cuyo recíproco es conocido como la tasa de código.

Los fundamentos teóricos de la codificación de canal se encuentran en el trabajo de Claude Shannon (Shannon 1948), quien demostró que con un codificado adecuado de la información, los errores provocados por un canal con ruido pueden ser reducidos a un nivel deseado sin sacrificar la tasa de datos.

### V.1. Teorema de capacidad de Shannon

Shannon demostró que la capacidad de un sistema  $C$  (bits/segundo) de un canal con ruido AWGN está en función de la potencia promedio de la señal recibida  $S$ , la



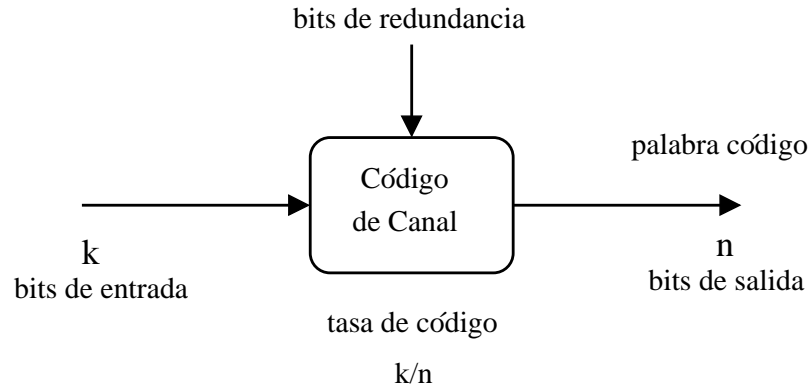


Figura 10: Diagrama a bloques de un código de canal.

potencia promedio del ruido  $N$ , y el ancho de banda  $W$  (hertz), la cual está dada por (Ibnkahla 2005):

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{V.1})$$

Teóricamente, con el uso de un esquema de codificado, es posible transmitir información a BER's arbitrariamente pequeñas a cualquier tasa  $R$ , siempre y cuando  $R \leq C$ . Para una tasa de datos  $R > C$ , no es posible encontrar un código que permita alcanzar niveles tan bajos de probabilidad de error. El trabajo de Shannon mostró que los valores de  $S$ ,  $N$  y  $W$  imponen un límite en la tasa de transmisión de datos mas no en la probabilidad de error.

En la ecuación V.1, la potencia del ruido  $N$ , es proporcional al ancho de banda, de modo que:

$$N = N_0 W \quad (\text{V.2})$$

donde  $N_0$  es la densidad espectral de potencia del ruido. Al sustituir la ecuación V.2 en la ecuación V.1 se tiene:

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N_0 W} \right) \quad (\text{V.3})$$

Si se asume que  $R = C$ , la relación entre energía de señal binaria ( $E_b$ ) y la densidad espectral de potencia del ruido ( $N_0$ ) está dada por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST}{N_0} = \frac{S}{N_0R} = \frac{S}{N_0C} \quad (\text{V.4})$$

donde  $T$  y  $R$  son el periodo y la tasa de bit respectivamente. La ecuación anterior puede ser sustituida en la ecuación V.3 para obtener:

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left[ 1 + \frac{E_b}{N_0} \left( \frac{C}{W} \right) \right] \quad (\text{V.5})$$

en la ecuación V.5 existe un valor límite para  $E_b/N_0$ , debajo del cual no puede haber comunicación libre de errores. Este valor límite es conocido como el límite de Shannon y puede ser calculado considerando que:

$$x = \frac{E_b}{N_0} \left( \frac{C}{W} \right) \quad (\text{V.6})$$

ahora sustituyendo  $x$  en la ecuación V.5 se tiene:

$$\frac{C}{W} = \log_2 [1 + x] \quad (\text{V.7})$$

de modo que la ecuación anterior se puede reescribir de la siguiente manera:

$$\frac{C}{W} = x \log_2 [1 + x]^{\frac{1}{x}} = \frac{E_b}{N_0} \left( \frac{C}{W} \right) \log_2 [1 + x]^{\frac{1}{x}} \quad (\text{V.8})$$

ahora si se utiliza la identidad  $\lim_{x \rightarrow 0} (1 + x)^{\frac{1}{x}} = e$  en el límite cuando  $C/W \rightarrow 0$ , la ecuación V.8 se convierte en:

$$\frac{E_b}{N_{0 \text{ Shannon}}} = \frac{1}{\log_2 e} = 0.693 \quad (\text{V.9})$$

expresado en decibeles:

$$\frac{E_b}{N_{0 \text{ Shannon dB}}} = -1.59 \text{ dB} \quad (\text{V.10})$$

De manera que, teóricamente y en la medida que la relación señal a ruido ( $E_b/N_0=SNR$ , Signal to Noise Ratio) lo permita, es posible utilizar señales con anchos de banda extremadamente grandes para conseguir una comunicación libre de errores.

Siguiendo este principio, al agregar redundancia realizando codificación, se provoca una expansión en el ancho de banda de la señal a transmitir, lo que permite reducir la cantidad de errores y por lo tanto incrementar la confiabilidad de los enlaces. La introducción de redundancia incrementa la cantidad de información total a transmitir por el enlace, lo que reduce la eficiencia del ancho de banda en un enlace que tiene buenas condiciones de SNR, pero mejora el desempeño de los enlaces con valores bajos de relación SNR.

La ventaja ofrecida por los códigos de canal es cuantificada en un parámetro conocido como la ganancia de codificado. La ganancia de codificado expresa la cantidad de errores contenidos en un mensaje codificado transmitido en comparación con un mensaje transmitido sin codificar.

Existen tres principales tipos de códigos detectores y correctores de errores: códigos de bloques, códigos convolucionales y turbo códigos. En el presente trabajo se utilizan únicamente los códigos convolucionales, en los cuales se profundiza en la siguiente sección.

## V.2. Códigos convolucionales

Un código convolucional introduce bits de redundancia en un flujo de datos al usar registros de desplazamientos lineales. En la figura 11 se muestra el diagrama de un código convolucional. Un código convolucional puede ser parcialmente definido con el uso de tres parámetros  $(n, k, m)$ , donde  $k$  es el número de bits de entrada,  $n$  es el número de bits de salida, y  $m$  el número de entradas de memoria contenidas en los registros de desplazamiento lineales.

Los bits de información son introducidos en los registros de desplazamiento y la se-

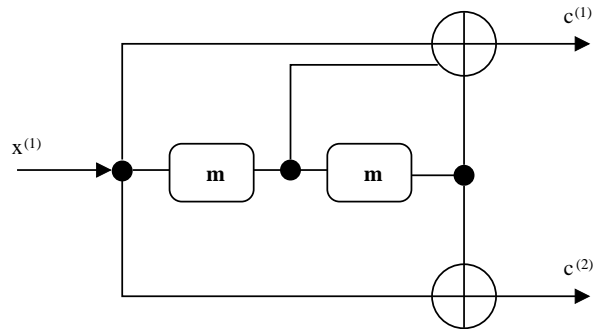


Figura 11: Código convolucional con  $n = 2$ ,  $k = 1$ ,  $m = 2$  y  $r = 1/2$  (Huang F. 1997).

cuencia de salida codificada es obtenida a través de la adición en módulo 2 de los bits de información de entrada y el contenido de la memoria de los registros de desplazamiento. Debido a esto, los  $n$  bits de salida del codificador en un determinado tiempo, dependen no solo de los  $k$  bits de entrada, sino de los  $m$  bits previos guardados en memoria.

En un código convolucional la tasa de código está dado por  $R_C = k/n$ . El parámetro  $m+1$  es conocido comúnmente como la longitud limitadora, y determina que tan potente y complejo es el código. La longitud limitadora expresa el número de bits de la cual depende la salida decodificada.

Las características de codificación de los códigos convolucionales permiten que éstos ofrezcan una mayor ganancia de codificado que la que se puede conseguir con el uso de códigos de bloques de la misma complejidad.

### V.2.1. Representación de códigos convolucionales.

Existen distintas maneras de representar un código convolucional, de entre ellas a continuación se presentan tres de las más importantes que serán utilizadas en capítulos posteriores.

### Generador polinomial.

La representación de generador muestra las conexiones de hardware de los registros de desplazamiento y los sumadores módulo-2. Un 1 representa conexión y un 0 no conexión. Por ejemplo,  $g_1=[111]$  y  $g_2=[101]$  son los vectores generadores del codificador convolucional mostrado en la figura 11. Los subíndices expresan las terminales de salida correspondientes.

### Diagrama de estados.

En el diagrama de estados, la información del codificador se muestra en círculos. Cada bit de entrada en el codificador causa una transición de un estado a otro. La trayectoria entre estados que sigue la información es denotada como  $x/c$ , donde  $x$  representa el bit de entrada al codificador y  $c$  el bit codificado a la salida del mismo. La figura 12 muestra un diagrama de estados del codificador de la figura 11. Es común comenzar el codificado convolucional en el estado de todos ceros. Por ejemplo, la secuencia de información de entrada  $\mathbf{x}=1011$  produce la secuencia de transiciones de estado dada por  $s=10, 01, 10, 11$  y produce la secuencia de salida codificada  $c=11, 10, 00, 01$ . La figura 13 muestra la trayectoria tomada para el ejemplo dado, comenzando por el estado de todos ceros.

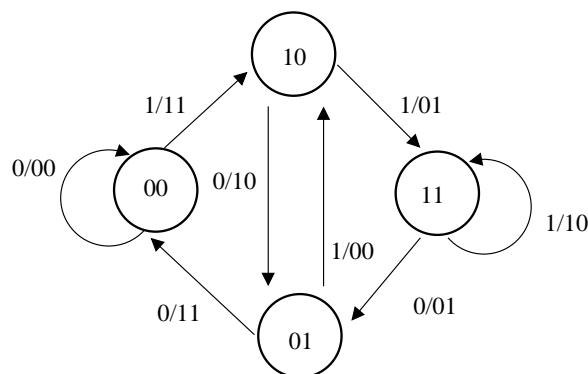


Figura 12: Diagrama de estados del código convolucional de la figura 11 (Huang F. 1997).

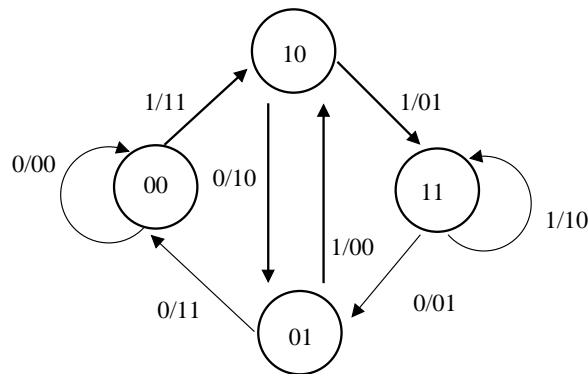


Figura 13: Transiciones de estado para una secuencia de información de entrada [1011] (Huang F. 1997).

### Diagrama de Trellis.

El diagrama de enrejado o Trellis se consigue al redibujar el diagrama de estados. En este diagrama se muestran todas las posibles transiciones de estado para un determinado tiempo. Como en el caso del diagrama de estados, el diagrama de Trellis acompaña a cada cambio de estado mostrando la relación entre los bits de entrada y de salida, esto es  $x/c$ . Esta representación es muy útil cuando se realiza el decodificado de los códigos convolucionales. En la figura 14 se muestra un diagrama de Trellis para el codificador de la figura 11. En la figura 15 se muestra la ruta seguida en el diagrama de Trellis para el ejemplo de de la figura 13.

### V.2.2. Decodificado de códigos convolucionales.

La función del decodificador es la de estimar la secuencia de información que fue codificada usando un método que consiga la menor cantidad de errores posible. Existe una correspondencia de uno a uno entre la secuencia de información de entrada y la secuencia codificada. Esta correspondencia única, está además relacionada con sólo una trayectoria en el diagrama de Trellis. Como consecuencia, la función del decodificador convolucional es la de estimar la trayectoria que fue seguida por el codificador en

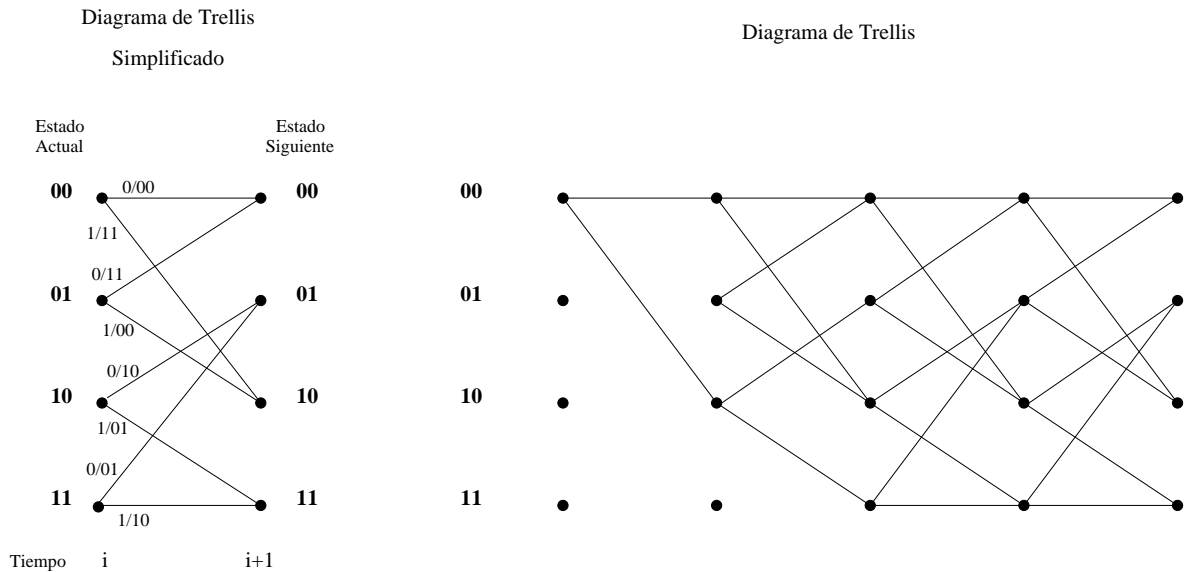


Figura 14: Diagrama de Trellis del codificador de la figura 11 (Huang F. 1997).

el diagrama de Trellis. Existen dos tipos de decodificado: el decodificado de decisión suave y el decodificado de decisión dura. Ambos tipos pueden ser implementados para la codificación convolucional.

Existen distintos métodos para realizar la decodificación de códigos convolucionales. Sin embargo el más importante es conocido como el algoritmo de Viterbi y se reportó por primera vez en 1967. En el presente trabajo se utiliza el algoritmo de Viterbi para el decodificado de códigos convolucionales, razón por la cual a continuación se da un somera descripción del mismo.

### El algoritmo de Viterbi.

Este algoritmo tiene un uso muy extendido en diversas aplicaciones, ya que realiza un decodificado de máxima verosimilitud en códigos convolucionales. El algoritmo de Viterbi utiliza el diagrama de Trellis para calcular las métricas de trayectoria. A cada estado (nodo) en el diagrama de Trellis se le asigna un valor conocido como la métrica parcial de trayectoria. La métrica parcial de trayectoria está determinada desde el

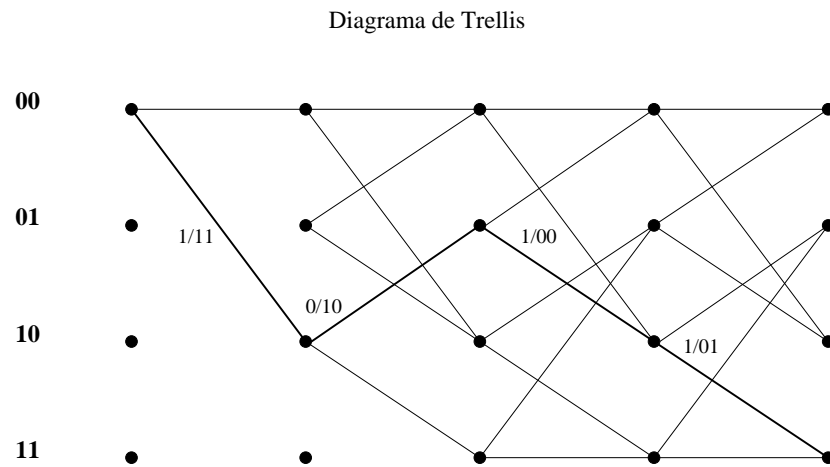


Figura 15: Diagrama de Trellis con la ruta del ejemplo de la figura 13 (Huang F. 1997).

estado  $S_0$  en un tiempo  $t = 0$  a un estado particular  $S_k$  en un tiempo  $t \geq 0$ . En cada transición de estado, la mejor métrica parcial es escogida dentro de las trayectorias que conducen a dicho estado. La métrica seleccionada representa la trayectoria sobreviviente y las demás métricas representan las trayectorias discriminadas. El algoritmo de Viterbi sólo selecciona la trayectoria sobreviviente.

El algoritmo de Viterbi se describe de la siguiente manera (Rappaport 2002):

Considere un código convolucional de tasa  $r$ , donde el codificador es alimentado con  $k$  bits en paralelo. Si se denota un nodo del diagrama de Trellis correspondiente al estado  $S_j$  en el tiempo  $i$  como  $S_{j,i}$ . Y se asigna un valor  $V(S_{j,i})$  a cada uno de los nodos en el diagrama de Trellis basándose en una métrica. Los valores de los nodos se pueden calcular de la siguiente manera.

1. Se fija el valor  $V(S_{0,0}) = 0$  y el tiempo  $i = 1$ .
2. Para este tiempo  $i$ , se calculan las métricas de trayectorias parciales, para todas la trayectorias que conducen a cada nodo.
3. Se hace que  $V(S_{j,i})$  sea igual a la métrica parcial más pequeña correspondiente a la trayectoria que conduce al nodo  $S_j$  en el tiempo  $i$ . Cuando las métricas



empatan, se puede elegir cualquiera de ellas al azar. Las ramas no elegidas del diagrama de Trellis se eliminan, de modo que se crea un grupo de trayectorias mínimas creadas desde el nodo  $S_{0,0}$ .

4. Si  $i < L + m$ , donde  $L$  es el número de segmentos de código de entrada (cada uno con  $k$  bits) y  $m$  es la longitud máxima de los registros de retardo, entonces  $i = i + 1$  y se regresa al paso 2.

Una vez que los valores de todos los nodos han sido calculados, se comienza por el estado  $S_0$  y el tiempo  $i = L + m$  siguiendo en reversa las ramas sobrevivientes del diagrama de Trellis. La rama definida de esta forma, es única y corresponde a la secuencia decodificada. Cuando se usa decodificado de decisión dura, la métrica que se utiliza para realizar el procedimiento anterior es la distancia Hamming, mientras que la distancia euclideana es utilizada para el decodificado de decisión suave.

## Capítulo VI

# Concatenación de Códigos de Canal y Esquemas de Diversidad

Con la intención de mejorar las cualidades de los enlaces inalámbricos, se han presentado distintas propuestas de sistemas, que conjuntan las ventajas de varias técnicas desarrolladas. Considerando que los esquemas de diversidad espacial fueron creados para aumentar la confiabilidad de las comunicaciones inalámbricas y que el uso de codificación de canal ha aportado mejoras importantes en los enlaces de comunicación desde hace más de medio siglo, se han hecho estudios donde se concatenan las ventajas de ambas técnicas. En el capítulo actual, se describe la concatenación de códigos correctores de errores con esquemas de diversidad espacial.

Los esquemas de diversidad considerados en el capítulo IV utilizan símbolos de cualquier sistema de modulación para realizar la codificación Alamouti. Como se mencionó con anterioridad, la mayoría de las referencias de estos sistemas evalúan su desempeño sin incluir otro procesamiento digital previo a la modulación. Sin embargo, es posible utilizar códigos correctores de errores para dotar de redundancia a los bits que sirven para construir los símbolos, que a su vez, alimentan a los codificadores de los esquemas de diversidad. Lo anterior implica concatenar la codificación de canal al esquema de

diversidad con la finalidad de mejorar el desempeño del sistema en conjunto.

Para visualizar el funcionamiento de un sistema concatenado como el mencionado, se muestra la figura 16, donde aparece un diagrama a bloques de la concatenación de códigos correctores de errores con esquemas de diversidad. Aquí se muestra la función que desempeñan las etapas mencionadas dentro del sistema total. Los bits de la palabra código a la salida del codificador de canal, sirven para construir los símbolos modulados que habrán de utilizarse por el codificador del esquema de diversidad, de modo que el funcionamiento de la codificación de canal tiene una repercusión directa en el codificador de diversidad del sistema. Por otra parte, la estrategia de diversidad elegida por el codificador de diversidad, determina la manera en que los datos son afectados por el canal, lo que también influye en el proceso de decodificado de los códigos de canal. Caracterizar las relaciones entre los codificadores de canal y los codificadores de diversidad utilizados en un sistema, es de utilidad cuando se pretende elegir los elementos de cada etapa que ofrezcan el mejor desempeño en conjunto.

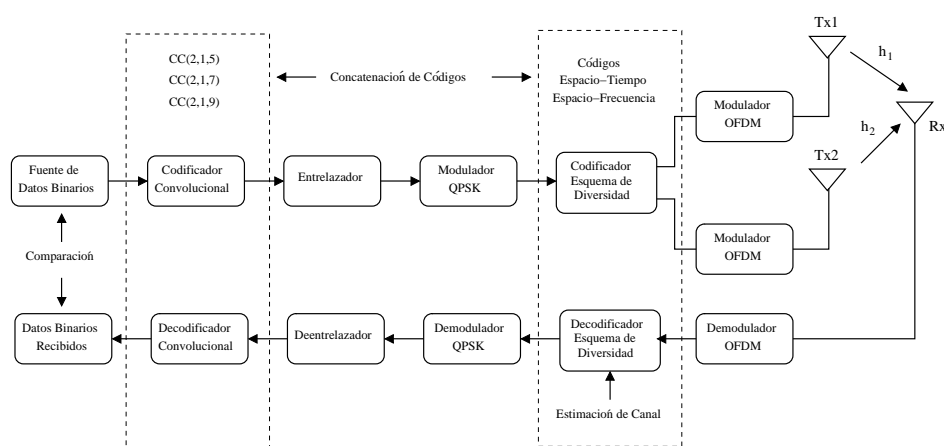


Figura 16: Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad.

## VI.1. Trabajo previo

En (Liew-Hanzo2002) se realizó la concatenación de códigos convolucionales, turbo códigos, turbo BCH, y TCM con esquemas espacio-tiempo de diseños ortogonales utilizando dos, tres y cuatro antenas transmisoras. Sus conclusiones indican que el desempeño de distintos codificadores de canal concatenados a un esquema de diversidad espacio-tiempo, tiene distintos impactos en la reducción de los errores del sistema. También se reporta que el mejor desempeño con una complejidad moderada en el decodificador, se obtiene cuando la concatenación se realiza usando códigos convolucionales y turbo códigos. En esta referencia, no se considera la utilización de OFDM, por tal razón, la estrategia de diversidad SFBC no se incluye en el estudio.

## VI.2. Concatenación de códigos convolucionales con esquemas de diversidad MISO-OFDM

Considerando que la codificación convolucional mostró un buen comportamiento en los sistemas concatenados del trabajo referido (Liew-Hanzo2002), en el presente trabajo se investiga el impacto que tiene dicha codificación de canal en dos esquemas de diversidad distintos: OFDM-STBC y OFDM-SFBC. Se pretende descubrir si la codificación convolucional de canal aporta ventajas o desventajas significativas a alguno de estos esquemas de diversidad de antenas múltiples. Para evaluar el desempeño de la concatenación de los códigos convolucionales con los esquemas de diversidad OFDM-STBC y OFDM-SFBC, se analiza el impacto causado por tres códigos convolucionales distintos  $CC(2,1,5)$ ,  $CC(2,1,7)$ ,  $CC(2,1,9)$ , los cuales han sido propuestos como codificadores de canal en los estándares de comunicación inalámbrica GSM, DVB y UMTS respectivamente. Las diferencias entre estos códigos radica en su longitud limitadora y por consecuencia en su capacidad correctora y su complejidad. A continuación se

ofrecen los detalles de cada uno de los códigos convolucionales que serán utilizados por los sistemas concatenados.

### CC(2,1,5).

Es el utilizado de manera obligatoria en el estándar de GSM, sus polinomios generadores son  $g_1 = [11001]$  y  $g_2 = [11011]$ . En la figura 17 se muestra su diagrama a bloques.

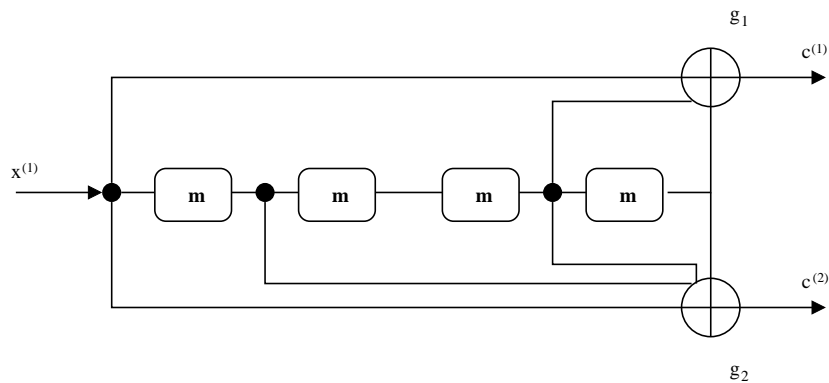


Figura 17: Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,5).

### CC(2,1,7).

Es utilizado de manera obligatoria en el estándar de difusión de televisión digital DVB. En la figura 18 se presenta el diagrama a bloques de este código. Sus polinomios generadores son  $g_1 = [1111001]$  y  $g_2 = [1011011]$ . El estándar IEEE 802.16e (WiMAX) también utiliza de manera obligatoria codificación convolucional. Para ello utiliza un código CC(2,1,7) que sólo difiere del código de DVB en sus polinomios generadores.

### CC(2,1,9).

Este codificador es utilizado en UMTS y se muestra en la figura 19. Sus polinomios generadores son  $g_1 = [101110001]$  y  $g_2 = [111101011]$ .

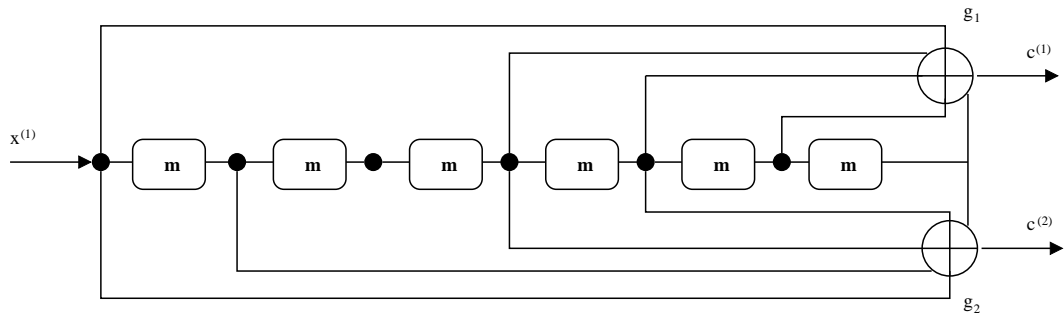


Figura 18: Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,7).

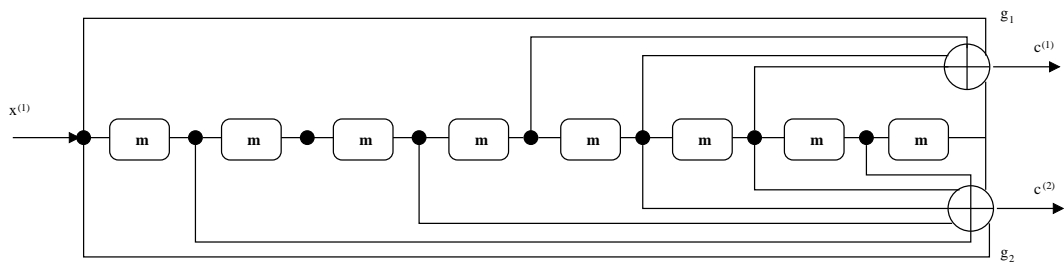


Figura 19: Diagrama a bloques del código convolucional CC(2,1,9).

Con la concatenación de los códigos convolucionales y los esquemas de diversidad mencionados, es posible proponer la construcción de dos sistemas que permitan evaluar el desempeño de las dos etapas en conjunto. Tales sistemas concatenados se presentan en las siguientes secciones.

### VI.2.1. Concatenación de códigos convolucionales con el esquema de diversidad OFDM-STBC

En la figura 20 se muestra un diagrama a bloques de un sistema que concatena la codificación convolucional de canal y el esquema de diversidad OFDM-STBC<sup>1</sup>. El esquema de diversidad utilizado, realiza la codificación a través de las dos antenas transmisoras y dos periodos de símbolo OFDM. De manera que se espera un buen desempeño del

<sup>1</sup>véase sección IV.3

sistema concatenado cuando las condiciones de canal se mantengan constantes por un periodo mayor al requerido por el codificador de diversidad. Por simplicidad en el manejo de información en los capítulos posteriores, este sistema concatenado es denominado sistema 1.

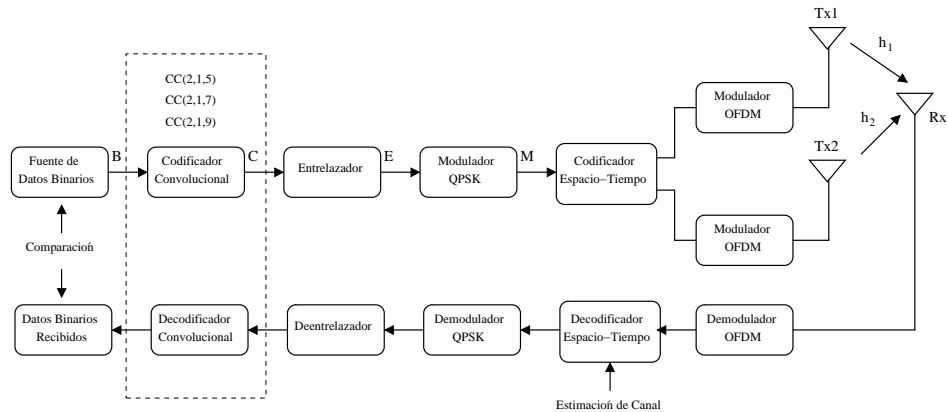


Figura 20: Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad.

## VI.2.2. Concatenación de códigos convolucionales con el esquema de diversidad OFDM-SFBC

En la figura 21 se presenta un diagrama a bloques de un sistema concatenado que utiliza codificación convolucional y OFDM-SFBC<sup>2</sup> como esquema de diversidad. En este caso el esquema de diversidad utilizado, realiza la decodificación completa de los datos en un solo periodo OFDM. De manera que este esquema puede ser utilizado en ambientes donde las condiciones del canal varíen en cada periodo OFDM. Como en el caso anterior, por simplicidad, este sistema concatenado es denominado sistema 2.

En el siguiente capítulo se describen las particularidades de cada etapa de los sistemas concatenados considerados.

<sup>2</sup>véase sección IV.4

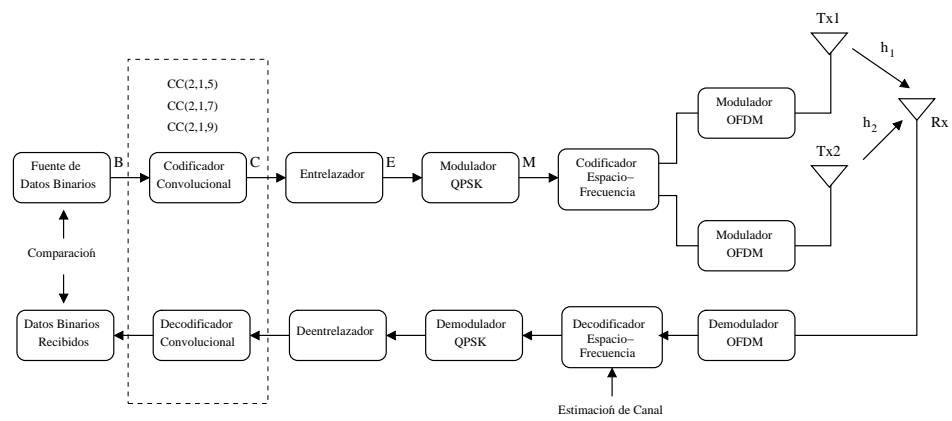


Figura 21: Esquema general un sistema que concatena un código de canal y un esquema de diversidad.



# Capítulo VII

## Simulación y Resultados

### VII.1. Consideraciones de simulación

El objetivo del presente trabajo (mostrado en el capítulo I) define la simulación de dos sistemas de comunicación:

- Sistema 1, con esquema de diversidad OFDM-STBC.
- Sistema 2, con esquema de diversidad OFDM-SFBC

Se pretende medir el impacto que causa el uso de un determinado código de canal en el desempeño total de estos sistemas. Para alcanzar dicho objetivo los sistemas 1 y 2 son concatenados con tres diferentes codificadores convolucionales de canal usados en estándares de comunicación inalámbrica. La finalidad de la simulación es evaluar el funcionamiento de los sistemas concatenados bajo diferentes condiciones de movilidad. La medición del desempeño consiste en contabilizar el número de errores de bit BER obtenidos de la comparación de la señal transmitida y la señal recuperada en el receptor después del proceso de decodificado.

En este trabajo la simulación es realizada completamente en banda base, de modo que las etapas de transmisión (upconverter) y recepción (downconverter) en radiofre-

cuencia no se presentan aquí. Todos aquellos inconvenientes existentes en éstas que pudieran afectar a las señales en banda base se consideran resueltos. Como producto de las consideraciones mencionadas, se construyen dos sistemas MISO que conjuntan varias técnicas de procesamiento de señal, las cuales están contenidas en las siguientes etapas de simulación:

- Fuente de datos binarios
- Codificador Convolutivo
- Modulador QPSK
- Esquema de Diversidad (STBC, SFBC)
- Sistema OFDM
- Canal Radio

El orden de presentación de estas etapas, sigue el orden de la información al transmitirse comenzando desde la fuente de datos binarios y terminando en el canal radio por donde se realizará la transmisión. El receptor cuenta con las contrapartes de cada etapa del transmisor para la obtención del mensaje enviado. Los sistemas simulados pueden ser representados de forma general por el esquema a bloques de la figura 22. A continuación se detallan cada una de las etapas de simulación.

### VII.1.1. Fuente de datos binarios.

Esta etapa tiene la función de crear datos binarios aleatorios. La generación de datos se realiza asegurando que conforme el número de datos binarios creados tiende a infinito, la aparición de los dos estados lógicos (0 y 1) sea en promedio la misma. La cantidad de datos binarios creados por la fuente depende de la demanda impuesta por el número de subportadoras del sistema OFDM, el esquema de diversidad (ya sea OFDM-STBC,

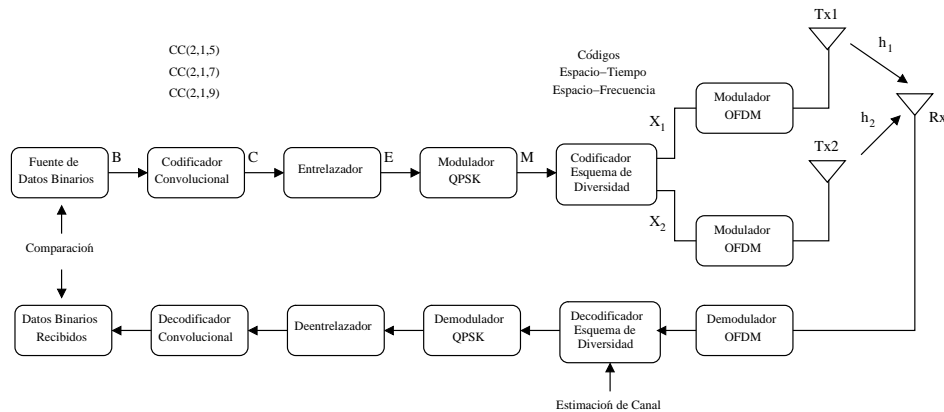


Figura 22: Esquema general a bloques de los sistemas a simular.

OFDM-SFBC), el esquema de modulación elegido y la tasa del código convolutivo utilizado. En el diagrama a bloques de la figura 22,  $B$  representa la secuencia de datos binarios creados por la fuente.

### VII.1.2. Codificador convolutivo.

En esta etapa se le agrega redundancia a los bits de información de la manera expuesta en el capítulo V. Para las comparaciones de desempeño mencionadas con anterioridad se consideran los tres códigos convolutivos propuestos en el capítulo VI. Todos los códigos convolutivos utilizados en esta etapa son decodificados con la regla de decisión dura mediante el algoritmo de Viterbi. En el diagrama a bloques de la figura 22,  $C$  representa la secuencia de datos codificados.

### VII.1.3. Modulador QPSK.

El objetivo de esta etapa consiste en transformar los datos binarios arrojados por el codificador convolutivo en símbolos QPSK. El modulador QPSK toma del codificador un par de dígitos binarios a la vez, lo que le permite proyectar la información de éstos hacia uno de los símbolos del alfabeto QPSK. Para determinar qué símbolo será elegido

dentro del alfabeto se presenta la tabla I, donde se muestran las relaciones que guardan el par de dígitos binarios y los símbolos del alfabeto QPSK.

Tabla I: Relación entre dígitos binarios y símbolos QPSK.

Dígitos Binarios	Símbolos QPSK
00	$1+i$
01	$-1+i$
10	$-1-i$
11	$1-i$

Los valores complejos que representan a los símbolos del alfabeto QPSK, son elegidos considerando que todos los símbolos dentro del alfabeto tienen la misma energía y la misma probabilidad de aparición. En el diagrama a bloques de la figura 22,  $M$  representa la secuencia de símbolos QPSK obtenidos a la salida del modulador.

#### VII.1.4. Esquema de diversidad

Esta etapa es la encargada de realizar el procesamiento requerido por las estrategias de diversidad mencionadas a detalle en el capítulo IV. Como se mencionó con anterioridad, son dos las estrategias de diversidad consideradas en la simulación: OFDM-STBC y OFDM-SFBC. El esquema OFDM-STBC utiliza las ventajas de la codificación Alamouti usando para su codificado la diversidad provista por dos ranuras temporales y la transmisión a través de dos antenas distintas. Para llevar a cabo esta codificación se considera que las condiciones del canal se mantienen constantes durante los dos periodos de tiempo considerados en la codificación (i.e. los coeficientes del canal son aproximadamente iguales para los dos  $T_{ofdm}$  considerados). En el esquema OFDM-SFBC la codificación Alamouti se realiza utilizando dos subportadoras OFDM y la transmisión a través de dos distintas antenas. La figura 23 muestra un diagrama a bloques que

detalla las características del sistema 1, en donde el esquema de diversidad utilizado es OFDM-STBC.

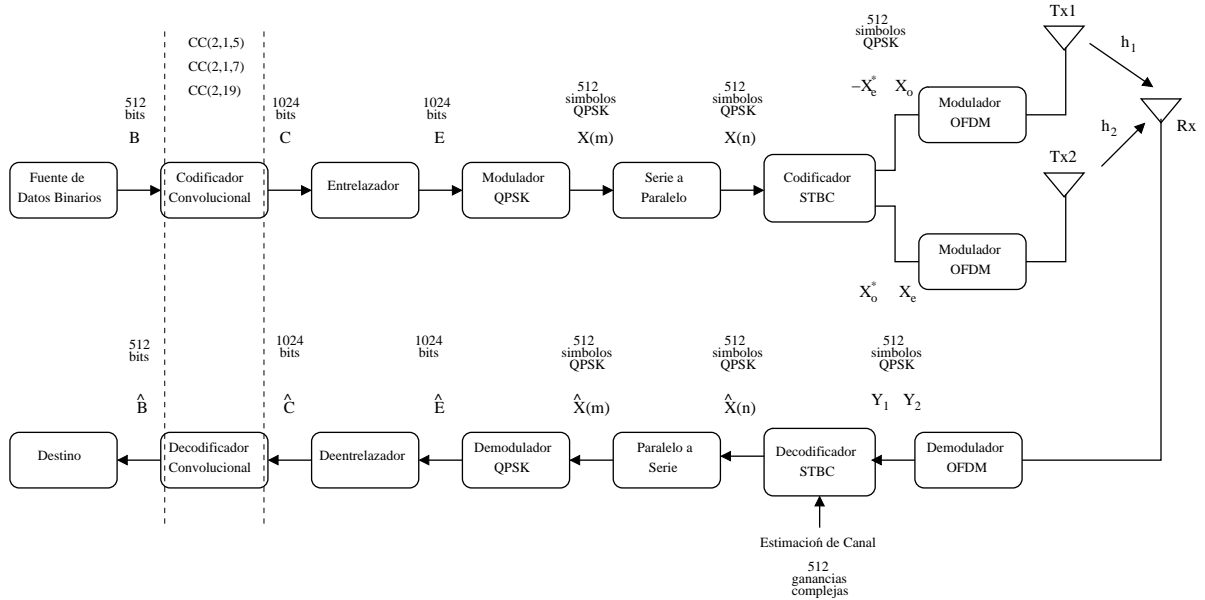


Figura 23: Esquema a bloques del sistema OFDM-STBC simulado.

De forma análoga al esquema ya mencionado, en OFDM-SFBC, la codificación considera que las ganancias complejas del canal para cada subportadora son aproximadamente iguales. La figura 24 muestra las características del sistema 2, el cual utiliza OFDM-SFBC.

### VII.1.5. Sistema OFDM.

Esta etapa de simulación está enteramente basada en el modelo de sistema mostrado en el capítulo III. Para realizar comparaciones entre la simulación realizada en el trabajo de King F. Lee (Lee K. et al. 2000) y esta simulación, el número de subportadoras se fija a  $N = 512$  como en la publicación referida. Las comparaciones mencionadas permiten verificar que el funcionamiento de las etapas de diversidad sea el mismo que fue reportado con anterioridad en las referencias. El número de puntos de FFT e IFFT

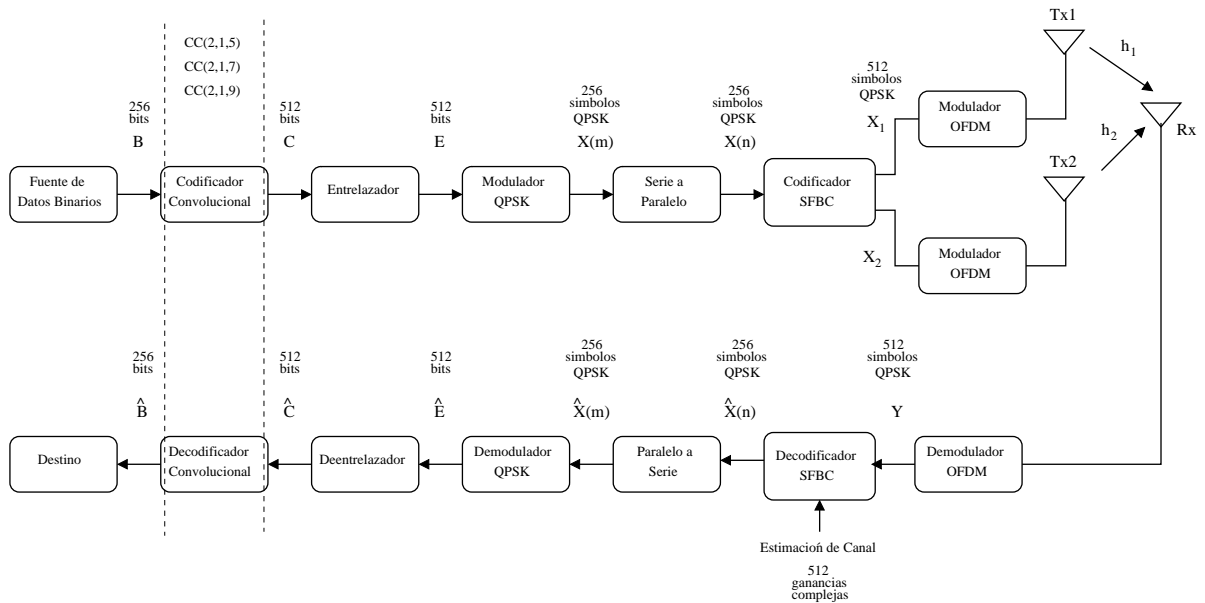


Figura 24: Esquema a bloques del sistema OFDM-SFBC simulado.

en el transmisor y en el receptor respectivamente, es igual al número de subportadoras consideradas. La extensión del prefijo cíclico tiene la misma duración de la respuesta al impulso del canal con la finalidad de eliminar la ISI. Se considera que el sistema cuenta con una perfecta sincronización entre el transmisor y el receptor de manera que no exista ICI causada por una incorrecta alineación de frecuencias en las subportadoras. La duración del símbolo OFDM ( $T_{ofdm}$ ), está dada por la relación  $NT_s$  como fue expresada en el capítulo III, donde el tiempo de símbolo QPSK a la salida del modulador es de  $T_s = 1\mu s$ , lo que implica que el modulador entrega  $2^{20}$  símbolos por segundo. De manera que el tiempo de símbolo OFDM es  $T_{ofdm} = 512\mu s$ . El ancho de banda del sistema total es de 1 MHz. De nueva cuenta, con fines de comparación, los parámetros antes mencionados son iguales que en la publicación (Lee K. et al. 2000).

### VII.1.6. Canal radio.

Esta etapa fue realizada siguiendo el modelo creado por la iniciativa COST 207, el cual es producto de intensivas mediciones de canal en diferentes entornos de Europa. Este es un modelo de trayectorias retardadas, donde cada trayectoria tiene un desvanecimiento independiente. Se considera que los retardos, las potencias promedio, las distribuciones de amplitud y el espectro Doppler de cada trayectoria son invariantes en el tiempo. El modelo especifica cuatro diferentes entornos: Área Rural (RA, Rural Area), Terreno Accidentado (HT, Hilly Terrain), Urbano Típico (TU, Typical Urban) y Urbano Malo (BU, Bad Urban). Éstos determinan un perfil de retraso-potencia diferente para cada caso. Con la finalidad de probar el desempeño de los sistemas simulados bajo un ambiente con alta densidad de dispersores, el entorno considerado en esta simulación es TU, el cual es el caso extremo de población de dispersores comúnmente hallado en las grandes ciudades. Su perfil de retraso-potencia  $S(\tau)$  está dado por:

- Urbano Típico (TU, Typical Urban):

$$S(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau) & 0 < \tau < 7\mu s \\ 0 & \text{cualquier otro} \end{cases}$$

Por simplicidad, en este trabajo se considera que cada trayectoria dentro del perfil de retraso-potencia exhibe un desvanecimiento con una distribución Rayleigh con espectro Doppler Jakes clásico dado por:

$$S(\nu) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)^2}} \text{ para } -\nu_{max} < \nu < \nu_{max}. \quad (\text{VII.1})$$

En la tabla II se muestran los valores específicos de potencia, retardo y espectro de cada trayectoria tomados del COST 207 para su uso en esta simulación.

Tabla II: Parámetros de Trayectorias del modelo COST 207 entorno TU.

No. de Trayectoria	Retraso ( $\mu$ s)	Potencia (dB)	Espectro Doppler
Urbano Típico			
1	0	3	Jakes
2	0.2	0	Jakes
3	0.6	-2	Jakes
4	1.6	-6	Jakes
5	2.4	-8	Jakes
6	5	-10	Jakes

## VII.2. Resultados

En esta sección se presentan los resultados obtenidos del proceso de simulación antes detallado. El análisis que a continuación se presenta tiene la intención de mostrar las diferencias de desempeño que existen entre los sistemas 1 y 2. Los resultados se presentan a través de gráficas de BER contra SNR.

El desempeño de estos sistemas es medido bajo dos condiciones de movilidad:

- Movilidad reducida. Se tiene una velocidad de desplazamiento de 13.5 km/h, lo que implica una  $f_D = 10$  Hz con una portadora de 800 MHz.
- Movilidad alta. Se tiene una velocidad de desplazamiento de 135 km/h, lo que implica una  $f_D = 100$  Hz con una portadora a 800 MHz.

Se pretende que las velocidades utilizadas en la simulación incluyan los casos típicos de velocidad de desplazamiento relativo entre el transmisor y el receptor en ambiente urbano.



### VII.2.1. Desempeño de los sistemas sin codificación de canal.

Por principio, se muestra en la figura 25 el comportamiento de los dos sistemas simulados y un sistema OFDM. La intención de esta primera figura, es mostrar las ventajas que el uso de agrupamientos de antenas provee a los sistemas de comunicación inalámbrica. Los resultados mostrados consideran que la energía utilizada por las dos antenas usadas en los esquemas de diversidad de los sistemas 1 y 2 es igual a la cantidad de energía utilizada por la antena única usada con la técnica OFDM.

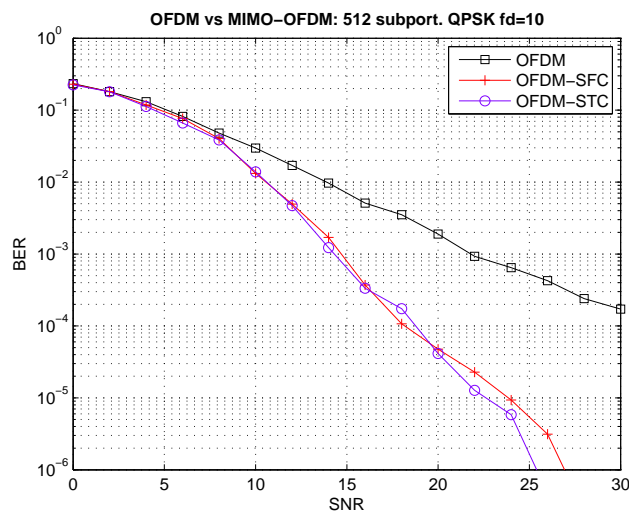


Figura 25: Comparación entre el sistema OFDM de antena única y los sistemas MISO-OFDM con esquemas de diversidad STC y SFC.

Como se aprecia en la figura 25, existe una reducción importante en el número de errores de los sistemas 1 y 2. Ésta se debe a que estos sistemas explotan la diversidad espacio-temporal y espacio-frecuencia disponibles en cada caso. Las curvas de desempeño muestran una disminución de aproximadamente 10 dB de SNR a una  $BER=10^{-4}$  cuando se usan los esquemas de diversidad de transmisión.

Ahora en la figura 26 se muestra el desempeño del sistema 1 bajo las condiciones de movilidad mencionadas. Un incremento en la frecuencia Doppler implica un aumento en la velocidad desplazamiento relativo entre el transmisor y el receptor. Conforme la

frecuencia Doppler aumenta, las condiciones del canal experimentan cambios más rápidos, causando que las señales transmitidas sean afectadas de forma más pronunciada. La afectación causada por las condiciones del canal en las señales transmitidas, se traduce en un incremento en el número de errores. De acuerdo a lo anterior, se esperaría un aumento considerable en el número de errores cuando la frecuencia Doppler se incrementa de 10 a 100 Hz, sin embargo, la figura 26 muestra que el sistema tiene sólo un pequeño incremento de errores para los valores más altos de SNR. Esto se puede explicar al realizar comparaciones entre el tiempo de coherencia del canal y el tiempo de símbolo OFDM del sistema simulado.

Si se usa la ecuación II.13 que relaciona al tiempo de coherencia y la frecuencia Doppler, es posible cuantificar el tiempo de coherencia cuando  $f_D = 10$  Hz de la siguiente manera:

$$T_C = \frac{0.423}{f_D} = \frac{0.423}{10} = 42.3 \text{ ms}$$

Ahora cuando  $f_D = 100$  Hz, el tiempo de coherencia está dado por:

$$T_C = \frac{0.423}{f_D} = \frac{0.423}{100} = 4.23 \text{ ms}$$

El degradamiento más significativo del sistema debido al incremento en la frecuencia Doppler, es exhibido cuando el tiempo de coherencia del canal resulta menor al tiempo de símbolo  $T_C < T_s$  (desvanecimiento rápido). Como se mencionó anteriormente, el tiempo de símbolo del sistema simulado es  $T_s = 512 \mu s$ , de manera que si se hace la comparación antes dicha, se tiene que

$$42.3 \text{ ms} \gg 512 \mu s$$

$$4.23 \text{ ms} \gg 512 \mu s$$

$$T_C \gg T_s$$

en ambos casos el tiempo de coherencia resulta ser mucho mayor que el tiempo de símbolo. Esto significa que bajo los parámetros considerados en la simulación, el

sistema está robustamente protegido contra las condiciones de movilidad planteadas en la simulación. Así, las curvas de desempeño para ambos valores de frecuencia Doppler se comportan de manera similar hasta llegar a los valores más altos de SNR, donde se distingue una disminución de los errores cuando  $f_D = 10$  Hz, lo que es acorde con el comportamiento esperado.

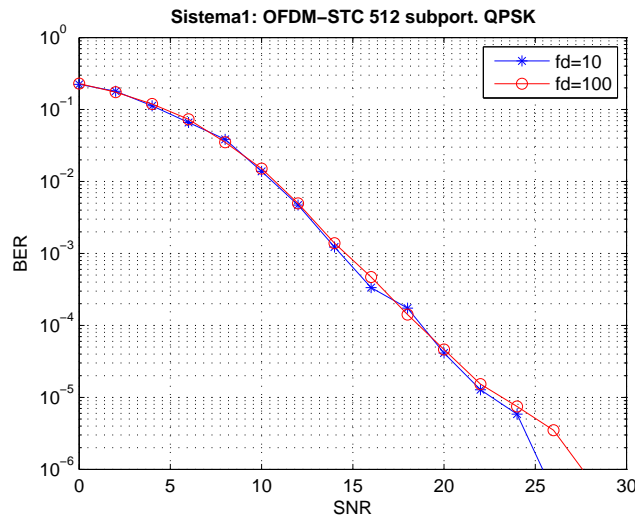


Figura 26: Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en Sistema 1 sin codificación de canal.

En la figura 27 se exponen las curvas de desempeño obtenidas de la simulación del sistema 2. Como en el caso anterior, se revela un comportamiento bastante parecido cuando los valores de SNR son bajos. Sin embargo en esta ocasión, las curvas de desempeño para ambas condiciones de movilidad aparecen traslapadas hasta la última parte de la gráfica. Esto se debe a que el sistema 2 bajo las condiciones consideradas es aun más robusto a las variaciones rápidas del canal. Lo anterior puede explicarse si considera que conforme se aumenta la velocidad del desplazamiento entre el transmisor y el receptor se reduce el tiempo de coherencia. Esta reducción eventualmente puede romper la condición<sup>1</sup> de canal exigida en la codificación espacio-tiempo del sistema

<sup>1</sup>Esta condición consiste en que las condiciones del canal deben permanecer constantes durante dos periodos OFDM.

OFDM-STBC. Lo que haría al sistema 1 proclive a errores cuando la velocidad del desplazamiento es alta. Este comportamiento se aprecia sólo ligeramente en la última parte de la gráfica 26 como consecuencia de la robustez del sistema. Debido al tipo de codificado<sup>2</sup> del sistema 2, la reducción en el tiempo de coherencia es un elemento menos crítico. La frecuencia Doppler no incrementa el número de errores incluso para valores altos de SNR, de manera que se observa que las curvas de la figura 27 se mantienen con la misma tendencia. Se puede apreciar en las siguientes figuras que este comportamiento sigue presente en el sistema después de la inclusión del entrelazado y la codificación de canal.

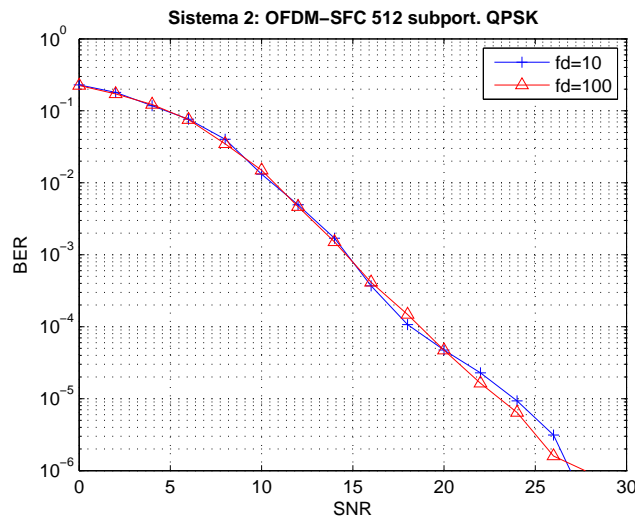


Figura 27: Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en Sistema 2 sin codificación de canal.

En la figura 28 se comparan los sistemas 1 y 2 bajo una condición de movilidad reducida  $f_D = 10$  Hz, como era de esperarse el sistema 1 exhibe un mejor desempeño cuando la longitud el tiempo de coherencia permite las condiciones para el decodificado espacio-tiempo de Alamouti.

<sup>2</sup>En el código espacio-frecuencia la restricción consiste en que las ganancias complejas entre subportadoras adyacentes se mantengan constantes

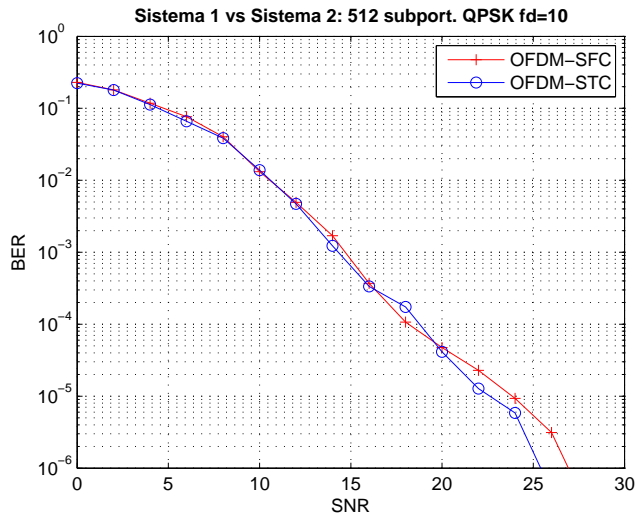


Figura 28: Comparación de desempeño entre los sistemas 1 y 2 a una  $f_D = 10$  sin codificación de canal.

Ahora en la figura 29 son presentadas las curvas de desempeño de ambos sistemas cuando la movilidad es alta. Como se aprecia, la ventaja del sistema 1 sobre el sistema 2 desaparece. Conforme el número de subportadoras fuera incrementado, se esperaría una mejora considerable en el desempeño del sistema 2, al punto de superar el desempeño mostrado por el sistema 1. Lo anterior se juzga considerando que al aumentar el número de subportadoras, el ancho de banda de la señal es dividido en partes más pequeñas, con lo cual la diferencia entre las ganancias complejas asignadas a cada una de las subportadoras es menor. Lo cual favorece al decodificado del sistema 2 que tiene como exigencia que las ganancias complejas entre subportadoras adyacentes sean las mismas.

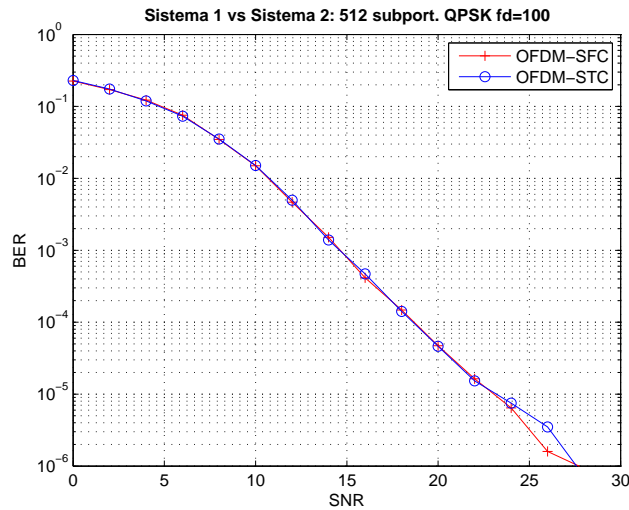


Figura 29: Comparación de desempeño entre los sistemas 1 y 2 a una  $f_D = 100$  sin codificación de canal.

## VII.2.2. Desempeño de los sistemas con Codificación de Canal.

En los sistemas de comunicación inalámbrica, el uso de los codificadores de canal comúnmente es conjuntado a una etapa de entrelazado. Esta estrategia permite disminuir los efectos de las ráfagas de errores a las cuales los códigos convolucionales son susceptibles<sup>3</sup>. Lo anterior permite aleatorizar los errores dentro de un símbolo OFDM, lo que significa que es posible hacer uso de la diversidad en la frecuencia para impedir que bits adyacentes de la palabra código sean afectados por un desvanecimiento profundo a tal punto que el código convolucional no pueda corregir los errores. Para mostrar la importancia del entrelazador dentro del sistema total se presenta la figura 30, donde se muestran las curvas de desempeño del sistema 1 en tres modalidades: sin codificación de canal, con codificación de canal con CC(2,1,5) sin entrelazado y con codificación de canal CC(2,1,5) con entrelazado. Se puede distinguir que la inclusión

<sup>3</sup>Lo cual se debe a que en el decodificador la detección del bit actual depende de los bits anteriores almacenados en las memorias de los registros de desplazamiento.

de la etapa de codificación de canal ofrece una reducción considerable en el número de errores (aproximadamente 2dB con  $\text{BER}=10^{-4}$ ). Sin embargo la contribución más importante está dada por el entrelazador, que brinda junto con el codificador de canal una reducción de alrededor de 7 dB al sistema 1 ( $\text{BER}=10^{-4}$ ). Las formas de las curvas de esta figura muestran que las mejoras aportadas por el codificador de canal se manifiestan en aumento en la ganancia de codificado, mientras la reducción de errores del entrelazador sigue un comportamiento típico de las curvas de ganancia en diversidad.

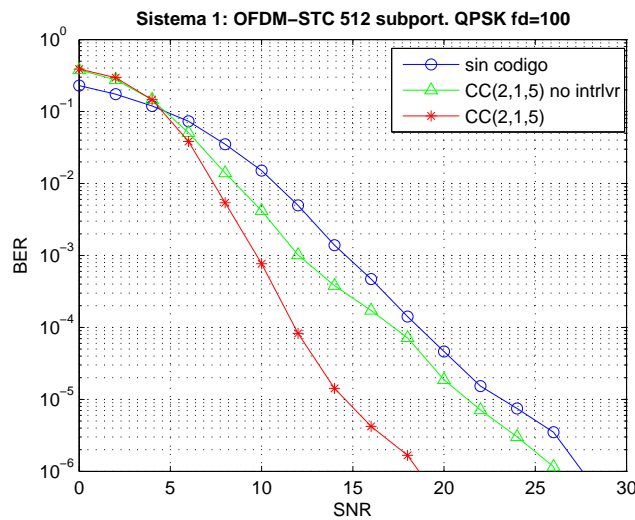


Figura 30: Efecto del entrelazador en el desempeño del sistema 1 con  $f_D = 100$ .

La figura 31 permite comparar el comportamiento de los sistemas 1 y 2 cuando se consideran las etapas de codificación de canal  $\text{CC}(2,1,5)$  y entrelazado. Aquí es posible apreciar que la cantidad de errores causada por las condiciones de movilidad consideradas se ven reducidas de manera importante, con lo cual las curvas de desempeño para las dos frecuencias Doppler se mantienen próximas conforme se incrementa la SNR. La codificación de canal  $\text{CC}(2,1,5)$  impacta positivamente en la misma proporción en el desempeño de ambos sistemas. Lo que significa que el impacto de la codificación de canal no hace distinciones al ser utilizada en combinación con los esquemas de diversidad de los sistemas 1 y 2.

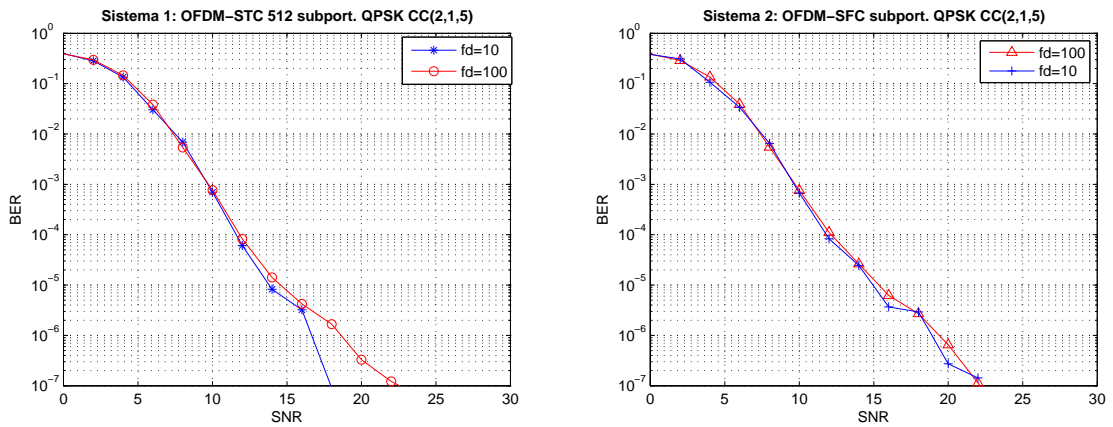


Figura 31: Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,5).

En la figura 32 se muestran las curvas de desempeño de los sistemas 1 y 2 usando el codificador CC(2,1,7). Si se comparan estas gráficas con las obtenidas anteriormente con el codificador CC(2,1,5) se aprecia sólo una ligera reducción en el número de errores, esta reducción ocurre en la misma proporción en los sistemas 1 y 2.

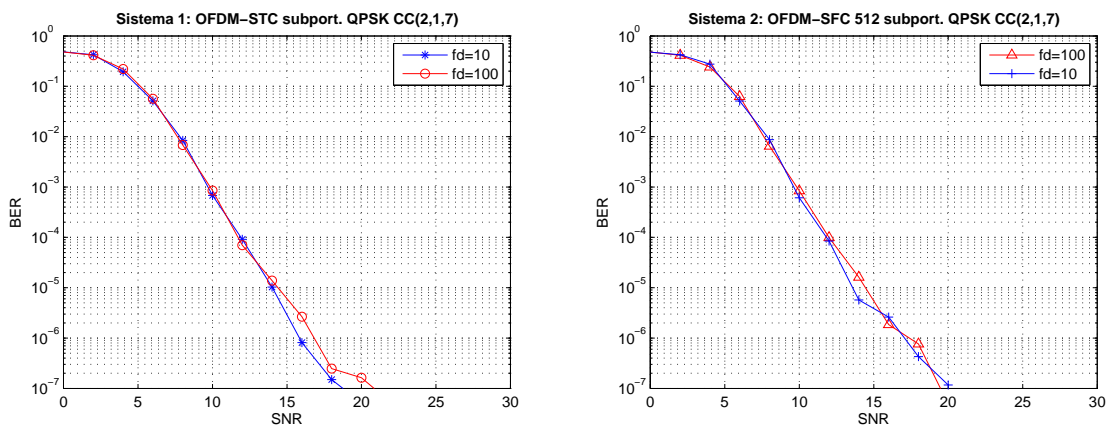


Figura 32: Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,7).

La figura 33 expone el el efecto causado por el uso del codificador CC(2,1,9) en la etapa de codificación de canal. Como en el caso anterior, solo es obtenida una diminuta



mejora en el desempeño de los sistemas y el impacto del codificador es similar para ambos sistemas.

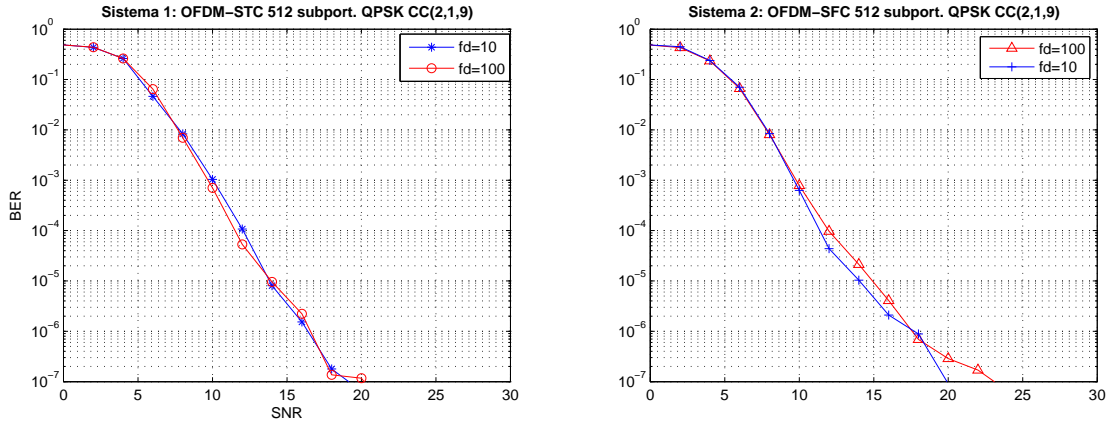


Figura 33: Variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ) en los sistemas 1 y 2 usando codificación de canal CC(2,1,9).

En la figura 34 se exhiben las curvas de desempeño de todos los códigos utilizados para cada uno de los sistemas simulados con las diferentes condiciones de movilidad consideradas. En éstas, es posible apreciar que tanto para el sistema 1 como para el sistema 2 la ganancia de codificado aportada por la inclusión de codificadores convolucionales con mayores longitudes limitadoras es pequeña (menor a 2dB con una BER de  $10^{-4}$ ). Otra importante observación es que no existen diferencias distinguibles en el impacto de los códigos convolucionales en los dos sistemas simulados.

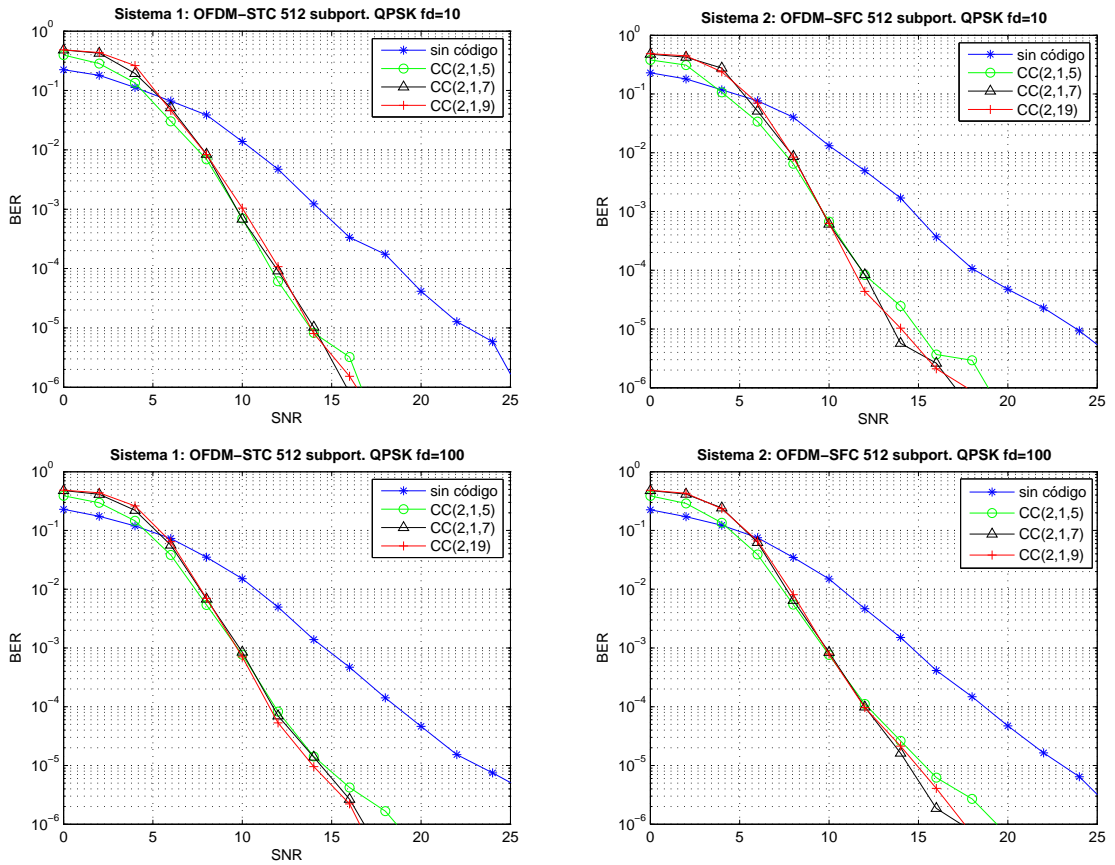


Figura 34: Comparación del desempeño de los sistemas 1 y 2 usando la codificación CC(2,1,5), CC(2,1,7), CC(2,1,9) y con variación de la frecuencia Doppler ( $f_D$ ).

# Capítulo VIII

## Conclusiones y Trabajo Futuro

Este trabajo contiene información de tópicos de comunicación inalámbrica. En éste se presenta un análisis que tiene la finalidad de describir el impacto causado por la codificación convolucional de canal en un sistema que utiliza una estrategia de diversidad de antenas múltiples y OFDM. Para lograr la meta mencionada, se estudiaron los principios fundamentales de comunicación inalámbrica así como novedosas y antiguas técnicas de mejoramiento de los sistemas de comunicación. Como producto de este estudio los capítulos del II al VI ofrecen un breve resumen teórico de los temas tratados en el presente. Para la obtención de resultados, se llevó a cabo una simulación en Matlab, la cual fue realizada siguiendo las bases teóricas documentadas. El proceso de simulación detallado por etapas y la presentación de resultados se exponen en el capítulo VII.

### VIII.1. Conclusiones

Los resultados obtenidos permiten dar las siguientes conclusiones:

- Existe una reducción de aproximadamente 10 dB de SNR a una  $BER=10^{-4}$ , al comparar los dos distintos esquemas de diversidad simulados contra el sistema

OFDM. Esto permite visualizar el importante impacto que tiene el uso de agrupamientos de antenas en la búsqueda por alcanzar mayores de tasas de transmisión.

- La etapa de entrelazado juega un papel determinante en la disminución de los errores del sistema, ya que mejora hasta 5 dB la reducción de errores lograda solamente por los codificadores convolucionales a una BER de  $10^{-4}$ .
- En todos los casos considerados la codificación de canal probó ser una técnica que redujo el número de errores del sistema al que fue concatenada.
- Conforme se incrementa la longitud limitadora de los códigos convolucionales se obtiene una mejora en el desempeño del sistema. Con una BER de  $10^{-4}$  se aprecia que la ganancia de codificado provocada por la inclusión de códigos correctores de errores más poderosos, en ningún caso es mayor a 2 dB. De manera que el incremento en la complejidad del receptor para llevar a cabo la decodificación de los códigos CC(2,1,7) y CC(2,1,9) está pobremente remunerada en reducción del número de errores.
- El impacto de las codificación convolucional de canal es similar para los dos esquemas de diversidad utilizados. De manera que es posible considerar los efectos de la etapa de codificación de canal convolucional y la etapa de codificación Alamouti OFDM-STBC y OFDM-SFBC de manera independiente en el diseño de sistemas que utilicen ambas técnicas.

El trabajo aquí presentado muestra los resultados de combinar técnicas que han sido efectivamente utilizadas para mejorar los enlaces de comunicación inalámbrica. Se ha presentado la simulación de dos sistemas distintos que conjuntan las cualidades de la diversidad espacial, la codificación de canal y OFDM. Aquí se muestra que al concatenar códigos convolucionales de canal con el código Alamouti dentro de un sistema OFDM, se obtienen disminuciones de errores similares, indistintamente si la estrategia

de diversidad utilizada es espacio-tiempo o espacio-frecuencia. Dadas las ganancias de codificado obtenidas por los codificadores de canal utilizados en la simulación, también se expone la conveniencia de usar códigos convolucionales con longitudes limitadoras pequeñas en tales sistemas concatenados.

## VIII.2. Trabajo futuro

Las actividades que a continuación se mencionan podrían ser de utilidad para complementar el trabajo realizado.

- Análisis de los sistemas 1 y 2 considerados en este trabajo bajo entornos con distinta población de dispersores (entornos rural o urbano malo del modelo COST 207).
- Evaluación del desempeño de los sistemas 1 y 2 cuando se incrementa el número de subportadoras utilizadas por el sistema OFDM.
- Descripción del impacto de utilizar distintos tipos de modulación (e.g. 16QAM, 32QAM, 64QAM )
- Análisis de los sistemas 1 y 2 utilizando un canal radio diseñado para ambientes interiores y aplicaciones de banda ancha (HIPERLAN II).
- Concatenación de los esquemas de diversidad considerados con etapas de codificación de canal utilizando turbo códigos y códigos LDPC (Low Density Parity Check) los cuales están siendo ampliamente utilizados como codificación alternativa y obligatoria en los estándares de comunicación inalámbrica.
- Análisis cuantitativo de la complejidad aportada por los códigos correctores errores al sistema en conjunto, en comparación con su aportación en la reducción de errores.

- Concatenación de las etapas de codificación construidas con otros tipos de codificación espacio-tiempo, espacio-frecuencia y espacio-tiempo-frecuencia.

# Referencias

- Amoroso F. 1987. Instantaneous frequency effects in a Doppler scattering environment. Proc. IEEE ICC'87. 7-10 de Junio, Seattle WA: 1458-1466.
- Alamouti S.M. 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Select. Areas in Comm. 16(8):1451-1458.
- Hara S., Prasad R. 2003. Multicarrier techniques for 4G mobile communications. Artech House. 1. Boston. 240pp.
- Hata M. 1980. Empirical formulae for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Trans. Vehic. Tech. VT-29(3): 317-325.
- Huang F. 1997. Evaluation of soft output decoding for turbo codes. Master Thesis. Virginia Tech Institute. 110pp.
- Ibnkahla M. 2005. Signal processing for mobile communications handbook. CRC Press. 1. Washington D.C. 812pp.
- Jafarkhani H. 2005. Space-time coding theory and practice. Cambridge. 1. New York. 302pp.
- Lee K., Williams D. 2000. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels. Proc. IEEE Sensor array and multichannel signal processing workshop. 16-17 Marzo, Cambridge MA.: 149-152.
- Liew T.H., Hanzo L. 2002. Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications. Proc. IEEE. 20(2):187-219.
- Lee K. Williams D. 2000a. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems. GLOBECOM'00 IEEE. San Francisco CA, 27 de Noviembre: 1473-1477.

- Mosier R.R., Clabaugh R.G. 1958. KINEPLEX, a bandwidth efficient binary transmission system. AIEE Trans. 76: 723-728.
- Okumura Y., Ohmori E., Fukuda K. 1968. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. Rev. Elec. Comm. 16(9,10): 825-873.
- Rappaport T. 2002. Wireless communications principles and practice. Prentice Hall. 2. New Jersey. 707pp.
- Shannon C.E. 1948. A mathematical theory of communications. Bell Systems Technical Journal. 27: 379-423 y 623-656.
- Sklar B. 1997. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, part I: characterization. IEEE Comm. Magazine. 35(9):136-146.
- Zimmerman M.S., Kirsch A.L. 1967. The AN/GSC-10(KATHRYN) variable rate data modem for HF radio. IEEE Trans. Commun. Technol. COM-15: 197-205.