

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



**Analisis y Simulacion de CDMA con Factor de Esparcimiento
Variable Ortogonal Sobre Modulación Multiportadora,
Como Técnica de Acceso en Redes Inalambricas de Area Local**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

CARLOS ADRIAN GUTIERREZ DIAZ DE LEON

ENSENADA BAJA CFA, MEXICO DICIEMBRE DE 2005

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA



PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Análisis y simulación de CDMA con factor de esparcimiento variable ortogonal
sobre modulación multiportadora, como técnica de acceso en redes
inalámbricas de área local

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en
TELECOMUNICACIONES

Presenta:

Carlos Adrián Gutiérrez Díaz de León

Ensenada, Baja California, México, Diciembre de 2005.

RESUMEN de la tesis de Carlos Adrián Gutiérrez Díaz de León, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en TELECOMUNICACIONES. Ensenada, B. C. Diciembre de 2005.

ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE CDMA CON FACTOR DE ESPARCIMIENTO VARIABLE ORTOGONAL SOBRE MODULACIÓN MULTIPORTADORA, COMO TÉCNICA DE ACCESO EN REDES INALÁMBRICAS DE ÁREA LOCAL

Resumen aprobado por



Dr. Jaime Sánchez García
Director de tesis

En esta tesis proponemos un nuevo esquema para la capa física del enlace descendente de las redes inalámbricas de área local del tipo infraestructura que operan en la banda de uso libre de los 2.400–2.485 GHz. Dicha propuesta, a la que nos referiremos por el acrónimo MC-CDMA/vsf (*multicarrier CDMA with variable spreading factor*), tiene como principal objetivo hacer posible el que un punto de acceso envíe información simultáneamente y dentro del mismo radio canal, a múltiples usuarios con requerimientos diferentes en cuanto a la tasa de transmisión se refiere.

Para alcanzar el objetivo anterior utilizamos una técnica de señalización conocida como *multicarrier CDMA* (MC-CDMA), y con la intención de ofrecer diferentes tasas de transmisión a los usuarios, de tal manera que éstas se adecuen a sus necesidades, empleamos códigos Hadamard-Walsh también conocidos como códigos OVSF.

Para evaluar la funcionalidad de MC-CDMA/vsf hemos estudiado su rendimiento con respecto a la tasa de error de bit (BER). Para ello, utilizando un simulador computacional hemos calculado el BER que se obtiene con MC-CDMA/vsf en un canal Rician de banda ancha bajo dos condiciones: selectividad independiente en la frecuencia y selectividad correlacionada en frecuencia. En el receptor hemos considerado un esquema de detección de un único usuario en donde las señales de los demás usuarios se tratan como interferencia de acceso múltiple (MAI), y hemos tomado en cuenta cuatro esquemas diferentes de combinación de señales: *maximal ratio combining* (MRC); *equal gain combining* (EGC); *orthogonal restoring combining* (ORC); *minimum mean square error combining* (MMSEC). Los resultados indican que es mejor utilizar MRC cuando solamente un usuario transmite en tanto que es mejor utilizar MMSEC cuando más de un usuario transmite.

MC-CDMA es un potencial candidato para sustentar la capa física de las redes inalámbricas tanto de área local como de área metropolitana en un futuro cercano y MC-CDMA/vsf parece ser una buena opción para las redes inalámbricas de área local.

Palabras clave: Multicarrier CDMA, redes inalámbricas de área local, tasa de error de bit.

ABSTRACT of the thesis presented by **Carlos Adrián Gutiérrez Díaz de León**, as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS** with orientation to **TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, B.C. Mexico. December 2005.

ANALYSIS AND SIMULATION OF MULTICARRIER CDMA WITH ORTHOGONAL VARIABLE SPREADING FACTOR, AS MEDIUM ACCESS TECHNIQUE FOR WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS

A new scheme for the downlink physical layer of infrastructure wireless local area networks (WLANs) operating in the 2.400–2.485 GHz unlicensed band is proposed. This proposal, which we will refer to by the acronym MC-CDMA/vsf (*multicarrier CDMA with variable spreading factor*), allows for an access point to send information simultaneously and within the same radio channel to several users with different data rate needs.

To achieve the aforementioned objective, we employ a signaling technique known as multicarrier CDMA (MC-CDMA) and in order to offer different data rates to the users in such a way that their respective data rate requirements be fulfilled, we employ Hadamard-Walsh codes which are also known as OVSF codes.

We evaluate the functionality of MC-CDMA/vsf with respect to its resultant bit-error rate (BER). Towards that end and using a computer simulator, we compute the BER of MC-CDMA/vsf considering a wideband Rician fading channel under two scenarios: independent frequency selectivity and correlated frequency selectivity. We suppose that single user detection is employed in the receiver and consider four signal combining schemes: *maximal ratio combining* (MRC); *equal gain combining* (EGC); *orthogonal restoring combining* (ORC); *minimum mean square error combining* (MMSEC). From the results we conclude that MRC is the best combining technique when only one user is transmitting whereas MMSEC is the best when more than one user is transmitting.

MC-CDMA is a promising candidate for the physical layer of incoming wireless local and metropolitan area networks and according to the results presented here, MC-CDMA/vsf seems to be a good option for the downlink of the near future WLANs.

Index terms: bit error rate, multicarrier CDMA, wireless local area networks

A mi esposa, Andrea;
a mis padres, Carlos e Imelda;
a mis hermanos, Luís y Aarón.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, a Él le debo todo cuanto tengo.

A mis padres, Carlos e Imelda, por su apoyo incondicional e incansable. Me siento sumamente afortunado y orgulloso de tenerlos por padres.

A mis hermanos, Luís y Aarón. Ambos me han respaldado siempre. Son los mejores hermanos que pudiera desear.

A mi esposa, Andrea, que desde que comencé la maestría, cuando solamente éramos novios, y desde antes, cuando inicié la universidad, siempre me ha apoyado y me ha ayudado a superarme profesionalmente y sobre todo como persona. Te amo.

Mi cariño, agradecimiento, admiración, y respeto más profundos... para todos ellos.

También he contado con el cariño y el apoyo de otras personas bastante importantes en mi vida, a quienes también quiero hacer constar mi agradecimiento.

A los padres de Andrea, Ramiro y Guadalupe (mis suegros), y a su hermano Ramiro. Ellos también han impulsado mi carrera y mi vida en general.

A Mónica, esposa de Luís. Le agradezco su ayuda en todos los sentidos.

A mis tíos, tías y primos, que por ser numerosos, gracias a Dios, no voy a personalizar mis agradecimientos hacia ellos. Agradezco también a mis abuelos, Estela (q.p.d.) y Manuel (q.p.d.), y Toño y Licha (q.p.d.).

Agradezco especialmente a mi asesor, Dr. Jaime Sánchez García. Si antes le respetaba y admiraba en el plano profesional, ahora también lo hago en el plano personal.

También agradezco a mi comité de tesis, Dr. Luis Villaseñor, Dr. Roberto Conte, Dr. Pedro Negrete, Dr. Jorge Torres, y en especial a la Dra. Margarita Cabrera ya que su ayuda fue fundamental para que yo alcanzase los objetivos que me propuse con esta tesis.

Agradezco a mis amigos y compañeros de generación: Miguel, Cesar, Carlos, Canek, Cabanillas, Angel, Vaquera, y Julio. En especial estoy agradecido con Paúl por su ayuda en las gestiones de mi maestría que dejé pendientes para continuar mi doctorado. También agradezco a Jaime, Carlos F., Jan y Gabriel. Todos ellos hicieron que mi estancia en Ensenada y en el CICESE forme un capítulo muy especial y agradable de mi vida.

Finalmente agradezco al CICESE como institución y también a CONACYT.

ÍNDICE

	Página
I – Introducción.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Objetivos, limitaciones, y alcances.....	4
1.2.1. Objetivo general.....	4
1.2.2. Objetivos intermedios.....	5
1.2.3. Condiciones y limitaciones.....	5
1.2.4. Alcances.....	6
1.3. Organización de la tesis.....	6
II – Estándares para WLANs.....	8
2.1. Introducción.....	8
2.2. Estandarización de las WLANs.....	9
2.3. Estándar 802.11.....	10
2.3.1. Generalidades.....	10
2.3.2. Arquitectura de la red 802.11.....	12
2.3.3. Control de acceso al medio.....	13
2.3.3.1. Acceso al medio por contención: DCF.....	14
2.3.3.2. Acceso libre de contención: PCF.....	18
2.3.4. Capa física del 802.11.....	19
2.3.4.1. Generalidades.....	19
2.3.4.2. Capa física de la primera versión del estándar.....	21
2.3.4.3. Capas físicas de alta velocidad.....	23
2.3.5. Otras prestaciones del 802.11.....	26
2.3.6. Calidad de servicio en el 802.11.....	27
2.4. Estándar HIPERLAN.....	27
2.4.1. Generalidades.....	27
2.4.2. HIPERLAN tipo 1.....	28
2.4.2.1. Visión general.....	28
2.4.2.2. Capa MAC.....	29
2.4.2.3. Capa física.....	31
2.4.2.4. Otras prestaciones del HIPERLAN/1.....	32
2.4.2.5. Calidad de servicio en el HIPERLAN/1.....	32
2.4.3. HIPERLAN tipo 2.....	33
2.4.3.1. Visión general.....	33
2.4.3.2. Capa de enlace de datos: Control del radio enlace.....	33
2.4.3.3. Subcapa MAC.....	34
2.4.3.4. Capa de convergencia.....	35
2.4.3.5. Calidad de servicio en HIPERLAN/2.....	35
2.5. 802.11 o HIPERLAN?.....	35

ÍNDICE (continuación)

	Página
III – Canal inalámbrico.....	37
3.1. Introducción.....	37
3.2. Ondas radioeléctricas, reflexión, refracción y difracción.....	37
3.2.1. Ondas radioeléctricas.....	37
3.2.2. Reflexión.....	39
3.2.3. Refracción.....	40
3.2.4. Difracción.....	42
3.3. Propagación en el canal inalámbrico.....	43
3.3.1. Aspectos generales.....	43
3.3.2. Propagación a gran escala.....	44
3.3.2.1. Modelo de propagación en el espacio libre.....	45
3.3.2.2. Modelo de propagación de tierra plana.....	46
3.3.2.3. Modelo de difracción por bordes afilados.....	48
3.3.2.4. Modelos de propagación empíricos.....	49
3.3.2.5. Modelos de propagación deterministas y semideterministas.....	50
3.3.3. Desvanecimientos de plazo largo.....	51
3.3.4. Cálculo del área de cobertura.....	52
3.4. Propagación a escala pequeña.....	53
3.4.1. Respuesta al impulso del canal inalámbrico.....	56
3.4.2. El canal WSSUS.....	57
3.4.2.1. El modelo de Jakes.....	60
3.4.3. Funciones de densidad de probabilidad de los parámetros de la respuesta al impulso.....	61
3.5. Contramedidas a los efectos no deseados de la propagación a escala pequeña.....	62
3.5.1. Igualación de canal.....	63
3.5.2. Entrelazado de bit.....	64
3.5.3. Diversidad.....	65
3.5.3.1. Combinación por máxima relación: MRC.....	66
3.5.3.2. Combinación por igual ganancia: EGC.....	66
3.5.3.3. Combinación por restauración de la ortogonalidad: ORC.....	66
3.5.3.4. Combinación por mínimo error cuadrático medio: MMSEC.....	67
IV – OFDM y MC-CDMA.....	68
4.1. Introducción.....	68
4.2. OFDM.....	69
4.2.1. Principios teóricos.....	69
4.2.1.1. Algunas observaciones.....	73

ÍNDICE (continuación)

	Página
4.2.2. Resistencia a la selectividad en frecuencia y rechazo a la ISI: Intervalo de guardia y prefijo cíclico.....	74
4.2.3. Diagrama a bloques de un sistema OFDM.....	75
4.2.4. Estimación de canal.....	77
4.2.5. Problemas que se presentan en OFDM..... 4.2.5.1. Pérdida del sincronismo de la portadora de RF..... 4.2.5.2. Desplazamiento en la ventana de muestreo del Rx..... 4.2.5.3. Diferencia en la frecuencia de muestreo del Rx y Tx.....	78
4.3. Sistemas de espectro ensanchado: DSSS y DS-CDMA..... 4.3.1. Sistemas de espectro ensanchado..... 4.3.2. DSSS.....	79
4.4. Multicarrier CDMA..... 4.4.1. Introducción..... 4.4.2. MC-CDMA..... 4.4.3. MC-DS-CDMA..... 4.4.4. MT-CDMA.....	82
V – MC-CDMA/vsf.....	89
5.1. Introducción..... 5.2. Requisitos de diseño para MC-CDMA/vsf..... 5.3. Selección de los parámetros operativos..... 5.4. Códigos OVSF..... 5.5. Distribución de las subportadoras..... 5.6. Diagrama a bloques de MC-CDMA/vsf.....	89 90 91 100 102 103
VI – Simuladores.....	105
6.1. Introducción..... 6.2. Simulador del modulador y del demodulador..... 6.2.1. Simulador del modulador..... 6.2.2. Simulador del demodulador..... 6.3. Simulador del canal..... 6.3.1. Consideraciones..... 6.3.2. Canal con selectividad independiente..... 6.3.3. Canal con selectividad correlacionada..... 6.4. Simulación del ruido AWGN.....	105 106 106 113 119 119 120 122 127
VII – Resultados y Análisis.....	128
7.1. Introducción..... 7.2. Modelos de señal MC-CDMA/vsf.....	128 128

ÍNDICE (continuación)

	Página
7.3. Consideraciones para las simulaciones.....	131
7.4. BER de MC-CDMA/vsf en un escenario sin MAI.....	133
7.4.1. Selectividad independiente en la frecuencia.....	133
7.4.1.1. Factor Rician igual a cero.....	133
7.4.1.2. Factor Rician igual a uno.....	134
7.4.2. Selectividad correlacionada en la frecuencia.....	134
7.4.2.1. Factor Rician igual a cero.....	134
7.4.2.2. Factor Rician igual a uno.....	135
7.5. BER de MC-CDMA/vsf en un escenario con MAI.....	144
7.5.1. Selectividad independiente en la frecuencia.....	144
7.5.1.1. Factor Rician igual a cero.....	144
7.5.1.2. Factor Rician igual a uno.....	145
7.5.2. Selectividad correlacionada en la frecuencia.....	145
7.5.2.1. Factor Rician igual a cero.....	145
7.5.2.2. Factor Rician igual a uno.....	146
VIII – Conclusiones.....	155
8.1. Conclusiones.....	155
8.2. Trabajo futuro.....	157

LISTA DE FIGURAS

Figura	Página
1.- Estándar 802.....	11
2.- Topologías de red 802.11.....	13
3.- Diagrama de tiempos del protocolo CSMA/CA en el 802.11.....	16
4.- Diagrama de tiempos del mecanismo RTS/CTS en el 802.11.....	17
5.- Tipos del HIPERLAN.....	28
6.- Reflexión.....	39
7.- Refracción.....	41
8.- Ejemplo de la dispersión de ondas causada por la difracción.....	42
9.- Comparación de la tasa de error de bit de un canal inalámbrico tipo Rayleigh y la de un canal AWGN. Las curvas corresponden a la modulación BPSK.....	55
10.- a) Respuesta al impulso del canal en el dominio tridimensional. b) Función de transferencia del canal en el dominio tridimensional.	56
11.- Matriz de entrelazado de dimensiones $m \times k$	64
12.- Modulador OFDM.....	69
13.- Espectro de un símbolo OFDM de 8 subportadoras.....	73
14.- Ejemplo de la técnica ‘zero padding’ y del Prefijo Cíclico.....	75
15.- Diagrama a bloques de un sistema OFDM.....	76
16.- Diagrama de un transmisor DSSS y de un receptor RAKE.....	81
17.- Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MC-CDMA.....	83
18.- Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MC-DS-CDMA.....	85
19.- Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MT-CDMA.....	86
20.- Espectro de los símbolos a) MC-CDMA, b) MC-DS-CDMA, c) MT-CDMA.....	87
21.- Árbol de códigos OVSF para una máxima ganancia de procesamiento igual a 16.....	101
22.- Diagrama a bloques del modulador y del demodulador MC-CDMA/vsf para un usuario k	104

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
23.- Diagramas polares para (a) BPSK y (b) QPSK.....	107
24.- Diagrama de flujo para simular al modulador MC-CDMA/vsf en banda base.....	111
25.- Símbolo MC-CDMA/vsf extendido cíclicamente. (a) Parte real. (b) Parte imaginaria.....	112
26.- Espectro discreto de un símbolo MC-CDMA/vsf en banda base.....	112
27.- Diagrama de flujo para simular al demodulador MC-CDMA/vsf en banda base.....	118
28.- Función de transferencia de un canal simulado con selectividad independiente en la frecuencia y con factor Rician igual a uno.....	121
29.- Comparación de la pdf Rice teórica con la pdf que tiene la amplitud de cada renglón de la matriz de canal simulada.....	122
30.- Función de transferencia de un canal simulado con selectividad correlacionada en la frecuencia con delay spread igual a 60 ns y factor Rician igual a uno.....	125
31.- Comparación entre la FCF teórica dada por (95) y la FCF que exhiben las columnas del canal simulado para un delay spread de 60 ns.....	125
32.- Diagrama de flujo para simular al canal.....	126
33.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	136
34.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	136
35.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	137
36.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	137
37.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	138
38.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	138

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
39.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	139
40.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	139
41.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	140
42.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	140
43.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	141
44.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	141
45.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	142
46.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	142
47.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	143
48.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.....	143
49.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	147
50.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	147
51.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	148
52.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	148
53.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	149

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
54.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	149
54.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	150
56.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.....	150
57.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	151
58.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	151
59.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	152
60.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	152
61.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	153
62.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	153
63.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	154
64.- BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.....	154

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
I. Parámetros de los modos de transmisión del 802.11a.....	24
II. Parámetros de los símbolos OFDM del 802.11a.....	25
III. Objetivos en HIPERLAN/1.....	29
IV. Espectro en HIPERLAN.....	32
V. Estándares para WLANs.....	36
VI. Comparación de los parámetros de las técnicas de señalización por multiportadoras.....	88
VII. Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{ff} = 64$, $N_c = 48$, $N_{pilot} = 4$, y formatos de modulación BPSK y QPSK.....	95
VIII. Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{ff} = 128$, $N_c = 96$, $N_{pilot} = 8$, y formatos de modulación BPSK y QPSK.....	96
IX. Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{ff} = 256$, $N_c = 192$, $N_{pilot} = 16$, y formatos de modulación BPSK y QPSK.....	97
X. Parámetros operativos de MC-CDMA/vsf.....	99
XI. Codificación para BPSK.....	107
XII. Codificación para QPSK.....	107

LISTA DE ACRÓNIMOS

AP	Access Point
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit error rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BRAN	Broadband Radio Access Networks
BSA	Basic Service Area
BSS	Basic Service Set
CDMA	Code Division Multiple Access
CFP	Contention Free Period
CP	Contention Period
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access Collision Avoidance
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access Collision Detection
CTS	Clear to Send
DCF	Distributed Coordination Function
DFT	Discrete Fourier Transform
DIFS	Distributed Interframe Space
DLC	Data Link Control
DS	Distribution System
DSP	Discrete Signal Processor
DSSS	Direct Sequence SS
EGC	Equal Gain Combining
EY-NPMA	Elimination Yield - Nonpreemptive Multiple Access
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ESA	Extended Service Area
ESS	Extended Service Set
FCF	Función de Correlación en la Frecuencia
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access

LISTA DE ACRÓNIMOS (continuación)

FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency Hopping SS
FSK	Frequency Shift Keying
GFSK	Gaussian FSK
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
HIPERLAN	High Performance LAN
HiSWAN	High Speed Wireless Access Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IDFT	Inverse DFT
IFFT	Inverse FFT
ISI	Intersymbol Interference
ISM	Industrial, Service and Medical
LAN	Local Area Network
LLC	Logical Link Control
LoS	Line of Sight
MAC	Medium Access Control
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multicarrier CDMA
MC-CDMA/vsf	MC-CDMA with Variable Spreading Factor
MC-DS-CDMA	Multicarrier DS-CDMA
MMSE	Minimum Mean Square Error
MMSEC	MMSE Combining
MPDU	MAC protocol data unit
MRC	Maximal Ratio Combining
MT-CDMA	Multitone CDMA
MUD	Multiple User Detection
NAV	Net Allocation Vector
NLoS	Non LoS

LISTA DE ACRÓNIMOS (continuación)

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ORC	Orthogonal Restoring Combining
OSI	Open Systems Interconnection
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PCF	Point Coordination Function
Pdf	Probability Density Function
PDF	Probability Distribution Function
PHY	Physical (Layer)
PIFS	PCF Interframe Space
PPR	Perfil Potencia-Retardo
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Shift Keying
RF	Radio Frecuencia
RTS	Request to Send
SIFS	Short Interframe Space
SS	Spread Spectrum
STA	Station
SUD	Single User Detection
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TEM	Ondas Electromagneticas Transversales
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
WAN	Wide Area Network
WATM	Wireless ATM
WEP	Wired Equivalent Privacy
WLAN	Wireless Local Area Network
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
WWLA	Wideband Wireless Local Access

I. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

Desde finales de la década de los ochentas las redes inalámbricas de área local (WLANs) han ido captando el interés tanto de usuarios como de proveedores de servicios de telecomunicaciones, debido entre otras cosas a que ofrecen libertad de movimiento a los usuarios dentro del área de cobertura de la red sin que se pierda la conexión con esta, y a que en algunos casos resulta económica y/o logísticamente más conveniente para los proveedores de servicios instalar un sistema inalámbrico que uno por cables.

Las WLANs se convirtieron en una realidad accesible a partir de que se crearon y aprobaron estándares para regular su funcionamiento y posibilitar la coexistencia e integración de productos para WLANs elaborados por diferentes fabricantes. Además, gracias a los estándares de alta velocidad que hoy por hoy permiten alcanzar tasas brutas de transmisión que van desde los 6 Mbps hasta los 54 Mbps, la aceptación y el uso de estos sistemas de telecomunicaciones está incrementándose aún más.

Actualmente la capa física de las WLANs está basada tanto en tecnología de espectro ensanchado (*spread spectrum -SS-*) como en tecnología multiportadora (particularmente OFDM). Ambas tecnologías tienen características que reducen muchos de los problemas asociados a la propagación en el canal inalámbrico y por ello permiten transmitir información a velocidades relativamente altas.

A pesar de que el rendimiento de las WLANs que están basadas en los estándares actuales es satisfactorio, conviene seguir investigando con el ánimo de mejorar las prestaciones de ese tipo de redes, pensando sobre todo en la próxima generación de WLANs. Lo anterior se debe, por ejemplo, a que en un futuro próximo se requerirá que las WLANs sean capaces de ofrecer tasas de transmisión flexibles que se adapten a las necesidades de los usuarios, lo cual resultará útil para aplicaciones con tráfico multimedia. Así mismo, y con el objeto de acelerar el flujo de la información, será conveniente que el sistema sea capaz de transmitir simultáneamente la información de varios usuarios utilizando el mismo radio canal siempre que sea posible; lo anterior resultará útil sobre todo para aquellas aplicaciones de naturaleza sensible al retardo que demanden un flujo de información continuo. Además, tales sistemas deberán ser capaces de funcionar en zonas con un gran número de usuarios activos; estas zonas son conocidas como “hot spots” y se presentan cada vez más en las WLANs.

Se están llevando a cabo diferentes iniciativas con la finalidad de mejorar el rendimiento de las WLANs. Algunas, como el 802.11n, buscan aumentar el throughput de las WLANs de tal manera que se alcancen o incluso se superen los 100 Mbps. Otras, como el 802.11e, pretenden ofrecer calidad de servicio (QoS) en las WLANs y mejorar algunos aspectos relacionados con la seguridad [Stallings, 2004].

Por nuestra parte, en esta tesis proponemos un esquema nuevo para la capa física del enlace descendente de las WLANs que operan en modo infraestructura con la finalidad de permitir el que múltiples usuarios con necesidades diferentes en cuanto a la tasa de transmisión se refiere, puedan recibir información simultáneamente y por el mismo radio canal. Con esta propuesta pretendemos poner las bases de una nueva capa física con la que

sea posible disponer de tasas de transmisión altas y mantener enlaces con el mínimo de interrupciones. Para alcanzar nuestro objetivo utilizamos una técnica de señalización conocida como *multicarrier CDMA* (MC-CDMA) que fue originalmente desarrollada a principios de los noventas [Yee et al., 1993], [Fazel y Papke, 1993], [Chouly et al., 1993] para sistemas de comunicaciones celulares y redes inalámbricas para interiores.

Dicha técnica de señalización combina un método de acceso múltiple por división de códigos (CDMA) con una técnica de multiplexión de portadoras ortogonales (OFDM) y conserva muchas de las ventajas de ambas. Al igual que OFDM, MC-CDMA es capaz de compensar naturalmente muchos de los inconvenientes relacionados con la propagación multirayectoria que se presenta en el canal inalámbrico y que limitan y degradan el rendimiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Así mismo, y al igual que CDMA, MC-CDMA ofrece la posibilidad de que las señales de información de varios usuarios viajen simultáneamente por el mismo radio canal debido a que dichas señales son ortogonales entre sí, por lo que pueden diferenciarse unas de otras en el receptor.

Las anteriores son algunas de las razones por las que MC-CDMA ha sido considerada para extender los servicios de datos de los sistemas de comunicaciones móviles terrestres de tercera generación (3G), como es el caso del UTRA-TDD, y de que además sea una alternativa de diseño importante para los sistemas de cuarta generación (4G).

Por otra parte, para permitir que los usuarios dispongan de diferentes tasas de transmisión de manera que sus requerimientos particulares se vean satisfechos, en conjunto con MC-CDMA utilizamos códigos Hadamard-Walsh también conocidos como códigos OVSF y que ya se emplean en el sistema de comunicaciones móviles terrestre de tercera generación WCDMA para ofrecer una tasa de transmisión variable a los usuarios.

1.2 Objetivos, limitaciones y alcances

1.2.1 Objetivo general

Proponer y desarrollar un esquema combinado de MC-CDMA con códigos OVSF para el enlace descendente de la capa física de las redes inalámbricas de área local del tipo infraestructura que operan en la banda sin licencia de los 2.400–2.485 GHz. Una red de infraestructura es aquella en la que los usuarios (*nodos*) acceden a la red mediante un *hub* o *punto de acceso*. En adelante nos referiremos a nuestra propuesta por el acrónimo MC-CDMA/vsf (*multicarrier CDMA with variable spreading factor*).

Particularmente, con MC-CDMA/vsf se pretende:

- Que en el enlace descendente de las WLANs se puedan ofrecer diferentes tasas de transmisión que se ajusten a las necesidades particulares de los usuarios.
- Que las conexiones en el enlace descendente presenten tasas de error de bit bajas (comparables con las de un sistema OFDM como el del 802.11 tipo *a* o *g*).
- Que de ser necesario el punto de acceso pueda enviar la información de varios usuarios simultáneamente y por un mismo radio canal sin importar si los usuarios demandan tasas de transmisión diferentes. Para ello, la funcionalidad que tiene CDMA como técnica de acceso al medio se utilizará en MC-CDMA/vsf como un tipo de técnica de multiplexado en el enlace descendente.

Para validar nuestra propuesta y determinar si es conveniente utilizar MC-CDMA/vsf en la capa física de las WLANs, hemos planteado los siguientes objetivos intermedios.

1.2.2 Objetivos intermedios

- Definir y establecer los parámetros de diseño de MC-CDMA/vsf y calcular las tasas de transmisión (brutas) que en teoría se obtendrán con MC-CDMA/vsf.
- Analizar y evaluar la confiabilidad de los enlaces de MC-CDMA/vsf con respecto a su tasa de error de bit (BER). Para realizar lo anterior se utilizarán herramientas de simulación que permitan estudiar el comportamiento de MC-CDMA/vsf dentro de un canal inalámbrico con ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN) en el receptor.
- Desarrollar modelos estadísticos que caractericen al canal de propagación de manera realista y de tal forma que tales modelos se puedan implementar en un simulador computacional.
- Estudiar diferentes técnicas para reducir los efectos no deseados que tiene el canal inalámbrico en las señales que se propagan a través de él y utilizar algunas de esas técnicas en las simulaciones del cálculo del BER de MC-CDMA/vsf. En particular se estudiarán técnicas de entrelazado de bit, diversidad espacial, diversidad en frecuencia, igualación de canal y diferentes técnicas de combinación de señales.

1.2.3 Condiciones y Limitaciones

- Se analizará únicamente el enlace descendente.
- Se considerará una WLAN operando en modo infraestructura.
- Solamente se considerarán los formatos de modulación BPSK y QPSK.

- Se considerarán escenarios en interiores con propagación multirayos como los que se encuentran en oficinas y edificios.

1.2.4 Alcances

- Los modelos de canal se desarrollarán considerando un entorno cerrado (interiores) con desvanecimientos tipo Rician principalmente.
- Se evaluará el BER de la red utilizando cuatro técnicas de combinación diferentes: *maximal ratio combining* (MRC), *equal gain combining* (EGC), *orthogonal restoring combining* (ORC), *minimum mean square error combining* (MMSEC).
- Se analizará el BER para diferentes niveles de interferencia de acceso múltiple (MAI). Para eso se realizarán simulaciones del caso en el que la MAI es cero (solo un usuario utiliza el canal) y del caso en donde la MAI alcanza el valor máximo permitido (todos los usuarios utilizan el canal simultáneamente).

1.3 Organización de la tesis

La tesis está organizada en ocho secciones incluida la presente introducción. En la sección II se presenta un compendio del estado del arte de las WLANs. Dicha sección aborda principalmente los estándares para WLANs desarrollados por el IEEE y por el ETSI (*European Telecommunication Standardization Institute*.). En la sección III se explican conceptos importantes relacionados con la propagación inalámbrica, principalmente aquellos relacionados con la propagación sobre zonas locales conocida como propagación a

escala pequeña (*small-scale*). Además, en la sección III presentamos una revisión breve de algunas de las técnicas más importantes que se utilizan para contrarrestar los efectos no deseados que ejerce el canal en las señales que se propagan a través de él. En la sección IV se explican los principios de las técnicas de mutiplexión/modulación multiportadora, explícitamente, OFDM y MC-CDMA. Las variantes más importantes de MC-CDMA también se explican en esta sección. En la sección V presentamos nuestra propuesta, explicando a detalle el proceso de su diseño. En la sección VI se describe la manera en que se implementó el simulador con el que se evalúa el rendimiento de MC-CDMA/vsf respecto al BER. En la sección VII se describe la manera en que se llevaron a cabo las simulaciones y se analizan y discuten los resultados obtenidos. Finalmente, en la sección VIII se presentan las principales conclusiones de este trabajo y se plantean algunas sugerencias para extender los resultados obtenidos.

II. ESTÁNDARES PARA WLANS

2.1 Introducción

Actualmente y desde hace algunos años, las redes de telecomunicaciones de área local (LANs) se utilizan en una gran variedad de ámbitos que van desde el laboral hasta el doméstico. No obstante, las LANs presentan problemas asociados a las conexiones por cables que dificultan y en ocasiones imposibilitan su implementación o buen funcionamiento. Por ejemplo, no es conveniente modificar la infraestructura de un edificio de valor histórico para cablearlo y tampoco se justifica hacer una gran inversión económica en lugares donde solo se necesitará temporalmente de la red. Además, debido a cambios estructurales que eventualmente se requieren, ya sea por un incremento en el número de nodos o bien por una reubicación de los mismos, es necesario utilizar alternativas más flexibles. Una alternativa está en la tecnología inalámbrica que proporciona libertad de movimiento al usuario y facilita la instalación, modificación y mantenimiento de la red al proveedor del servicio. A la tecnología destinada a proporcionar acceso inalámbrico a recursos de banda ancha en zonas geográficas locales se le denomina tecnología WWLA (*wideband wireless local access*) [Pahlavan et al., 1997].

Los sistemas *wireless LAN* (WLAN) y *wireless ATM* (WATM) ofrecen acceso inalámbrico local de banda ancha. La diferencia entre ambos está en que las WLANs son tecnología para acceder de forma inalámbrica a los recursos de una LAN en tanto que

WATM es un servicio que proporciona el proveedor para establecer conexiones ATM de extremo a extremo con calidad de servicio (QoS) en el canal inalámbrico [Pahlavan et al. 1997]. Un ejemplo de ambos es el estándar HIPERLAN/2 que es un estándar para WLANs que ofrece WATM [Khun et al., 2002]. El resto del capítulo está dedicado a los estándares para WLANs pero si al lector le interesa, en [Pahlavan et al., 1997], [Kubbar y Mouftah, 1997], y [Anastasi et al., 1998] encontrará información detallada sobre WATM.

2.2 Estandarización de las WLANs

Aunque a finales de los 80s ya había disponibilidad de dispositivos para WLANs, todos ellos eran de tecnología propietaria y por lo tanto los productos de diferentes fabricantes no eran compatibles entre sí por lo que era costoso instalar y mantener una LAN inalámbrica. Debido a eso varios organismos se dieron a la tarea de crear estándares para WLANs.

Como parte del estándar 802.4 para redes cableadas tipo *token bus*, en 1988 el IEEE comenzó a trabajar en la elaboración de un estándar para WLANs bajo el nombre 802.4L. En 1990 se acordó que el estándar para WLANs se elaboraría de forma independiente al 802.4 y que se le denominaría 802.11. Por otra parte, en 1991 el instituto europeo de estándares para telecomunicaciones (ETSI) estableció el grupo de trabajo RES-10 para desarrollar un estándar para WLANs de alta velocidad al que se le llamó HIPERLAN. En [Flatman, 1994] y [Halls, 1994] se describen las consideraciones más importantes que se tuvieron en cuenta para desarrollar ambos estándares.

En el resto del capítulo revisamos los estándares 802.11 e HIPERLAN en las diferentes versiones que se han elaborado.

2.3 Estándar 802.11

2.3.1 Generalidades

El 802.11 tiene el doble propósito de proporcionar conectividad inalámbrica a maquinaria automática, a equipos o estaciones que requieran una rápida instalación y de ofrecer un estándar a los organismos reguladores que les ayude a controlar el acceso a los canales físicos de transmisión en sistemas de comunicaciones inalámbricos de área local.

El 802.11 forma parte del estándar 802 para redes metropolitanas y de área local del IEEE y fue desarrollado por el grupo de trabajo P802.11 de ese instituto. Teniendo como referencia al modelo OSI, el estándar 802 se ocupa de la capa física (PHY) y de la capa de enlace de datos a la cual divide en dos subcapas: capa de control de enlace lógico (LLC) y capa de control de acceso al medio (MAC). Como en el 802 la capa LLC es común para todas las MACs (estándar 802.2), el estándar 802.11 solamente proporciona especificaciones para la capa MAC y para la capa PHY de las WLANs. Gracias a esto es posible interconectar redes inalámbricas 802.11 con otras redes tipo 802, de tal manera que los servicios típicamente ofrecidos en LANs cableadas, como transferencia de archivos, correo electrónico y conexión a Internet, se pueden ofrecer también en las redes inalámbricas 802.11. En la figura 1 se ilustra la posición del estándar 802.11 con respecto al 802.

Inicialmente, el 802.11 comenzó a planificarse para aplicaciones de voz y datos con terminales móviles operando en entornos cerrados (interiores) como oficinas, fábricas, bancos ó en áreas abiertas como centros universitarios, estacionamientos, etc.. Aunque las aplicaciones sensibles al retardo (como la voz) formaban parte de los objetivos iniciales, el

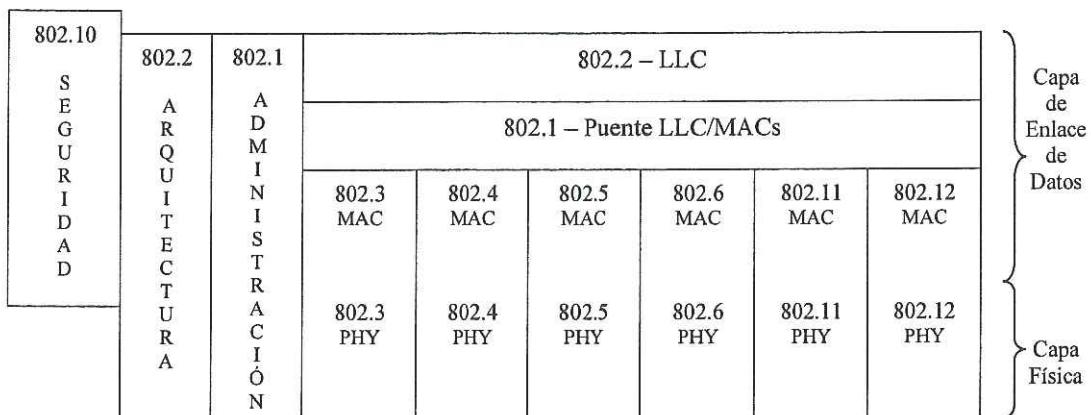


Figura 1. Estándar 802.

grupo de trabajo se enfocó eventualmente en las aplicaciones orientadas a datos. Para elaborar al estándar se llevó a cabo un extenso estudio de las necesidades de varios sectores industriales con la intención de satisfacerlas todas. Sin embargo, tal consigna resultó sumamente complicada y se optó por desarrollar un estándar general que ofreciera varias alternativas, por lo que se acordó definir una sola subcapa MAC y varias capas PHY.

Con la primera versión del 802.11 se pueden alcanzar tasas de transmisión de 1 ó 2 Mbps utilizando tres diferentes esquemas de transmisión: espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS), espectro ensanchado por saltos en frecuencia (FHSS) y transmisión por infrarrojos. Con la intención de alcanzar tasas de transmisión mayores se definió una nueva capa física basada en DSSS y que ofrece tasas de transmisión de 1, 2, 5.5 y 11 Mbps. Estas cuatro capas físicas operan en la banda ISM II (2.4000-2.4835). Una quinta capa física en la banda UNII (5.2 GHz), y que está basada en tecnología multiportadora, permite alcanzar tasas de transmisión de hasta 54 Mbps. A la fecha, el 802.11 ha definido una sexta capa física similar a aquella que opera en la banda UNII pero adaptada para la banda ISM II.

2.3.2 Arquitectura de la red 802.11

La arquitectura del 802.11 está basada en el *Basic Service Set* (BSS), que se compone de un grupo de estaciones interconectadas entre sí en cualquiera de las topologías que define el estándar. El área de cobertura de un BSS se denomina *Basic Service Area* (BSA) y su concepto es análogo al de las redes celulares.

Este estándar define dos tipos de equipos, estaciones (STAs) y puntos de acceso (APs), y soporta dos topologías de red definidas por la manera en que los equipos acceden a la red. En la primera topología, denominada de modo infraestructura en la terminología del estándar, las estaciones se conectan a la LAN mediante un *hub* ó punto de acceso. En la segunda topología, conocida como modo *ad hoc* ó como *independent BSS* (IBSS, que en el estándar es nombre formal de una red ad hoc), las estaciones se comunican directamente unas con otras sin la intervención del AP o de otra estación [Crow et al., 1997].

El control de acceso al medio está gestionado por la función de coordinación del sistema (CF). El estándar define dos funciones diferentes: la PCF (*Point Coordination Function*) y la DCF (*Distributed Coordination Function*). El modo Ad hoc, que es el método de acceso fundamental en el 802.11, está asociado con la DCF y se emplea para cursar tráfico de naturaleza asíncrona bajo el criterio del mejor esfuerzo. La PCF está asociada con el modo infraestructura, el cual es opcional en el estándar. La PCF se utiliza para ofrecer servicios de naturaleza sensible al retardo y también se emplea para aumentar el área de cobertura de la red mediante la conexión de varios BSS formando lo que en el estándar se denomina *Extended Service Set* (ESS) y que a nivel de enlace lógico se trata como si fuera un BSS grande. Al área de cobertura del ESS se le denomina *Extended Service Area* (ESA).

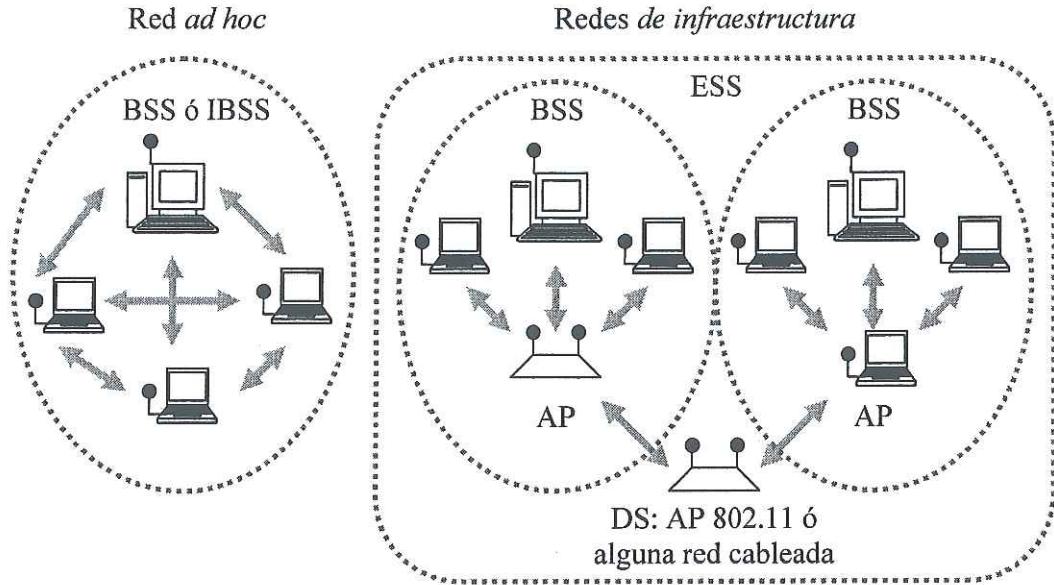


Figura 2. Topologías de red 802.11

[Andren, 1998]. La interconexión de los BSS se lleva a cabo mediante un sistema de distribución (DS, *Distribution System*) que funciona a manera de AP y que se puede implementar utilizando algún mecanismo basado en cualquiera de los estándares 802.3, 802.4, 802.11, etc.

En la figura 2 se ilustran los conceptos de BSS, ESS, DS y también se muestran las dos topologías definidas dentro del estándar 802.11.

2.3.3 Control de Acceso al Medio

Básicamente, y de acuerdo con la naturaleza del servicio, el 802.11 define dos métodos para acceder al medio: acceso por contención para aplicaciones de naturaleza asíncrona y acceso sin contención para aplicaciones sensibles al retardo. El acceso por contención es

gestionado por la DCF, que como se mencionó anteriormente es obligatoria en el estándar, mientras que el acceso sin contención es controlado por la PCF, la cual es opcional en el estándar y está supeditada a la DCF [Anastasi et al., 1998].

El 802.11 define tres tipos de tramas: tramas de control, tramas de gestión y tramas de datos. Las tramas de gestión se utilizan para sincronización, control del reloj de la red, autentificación y para la asociación y desasociación de estaciones con el AP. Las tramas de control se utilizan para enviar reconocimientos (ACK) durante el periodo de contención (CP) y para terminar el periodo libre de contención (CFP). Las tramas de datos se utilizan para enviar datos durante los periodos CP y CFP y se pueden combinar para enviar datos de encuesta y ACKs durante el CFP. Así mismo, el 802.11 define tres tiempos intertramas: DIFS (Distributed Interframe Space), PIFS (PCF interframe space) y SIFS (Short Interframe Space). El tiempo DIFS es el más largo de los tres (un DIFS es igual a un SIFS mas un PIFS) mientras que el SIFS es el más corto.

2.3.3.1 Acceso por contención: DCF

El acceso por contención está basado en el protocolo CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access Collision Avoidance*) cuyo funcionamiento es similar al del protocolo CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access Collision Detection*) que se emplea en redes Ethernet pero con la diferencia de que en el CSMA/CA se evitan las colisiones [Heegard et al., 2001].

El protocolo CSMA/CA funciona a base de sondear ó escuchar al medio de transmisión. Si un nodo detecta que el canal ha estado libre durante un intervalo de tiempo arbitrario entonces comienza a transmitir su información, en caso contrario, si la estación detecta que

el canal ha sido ocupado entonces posterga la transmisión de su información. Específicamente, en el 802.11, cuando una estación tiene datos para transmitir sondea al canal y si éste está libre espera un intervalo de tiempo mayor a un DIFS y vuelve a escucharlo; en el caso de que el medio siga libre entonces puede ocuparlo, en el caso contrario debe esperar un intervalo de tiempo de duración aleatoria antes de acceder al canal. Dicho intervalo de tiempo se denomina en el estándar como *backoff interval* y está dado en ranuras de tiempo cuya longitud es igual al tiempo que toma transmitir un paquete y es diferente dependiendo de la capa física que se utilice. El *backoff interval* está uniformemente distribuido entre cero y un valor máximo de ranuras llamado ventana de contienda (CW) y se utiliza para inicializar un contador. Ese contador se decrementa cada vez que la estación detecta que el medio ha estado libre durante un DIFS y permanece constante cuando la estación detecta que el canal está ocupado; cuando el contador expira la estación transmite.

En el protocolo CSMA/CA pueden ocurrir colisiones cuando dos o más estaciones transmiten simultáneamente. Por eso, en el 802.11 se utiliza un algoritmo ARQ en el que después de enviar un paquete la estación emisora espera recibir un ACK. De esa forma cuando ocurre una colisión la estación transmisora no recibe el ACK por lo que entra a un nuevo intervalo de *backoff* para retransmitir al paquete. Para reducir la probabilidad de colisiones, cada vez que ocurre una transmisión fallida el valor de la ventana de contienda se duplica hasta alcanzar un valor máximo (CW_{max}). Los valores máximos que toma CW están determinados por una potencia de $2^n - 1$, donde n es el número de transmisiones fallidas que han transcurrido consecutivamente desde que la estación ha intentado acceder al canal. Inicialmente CW es igual a 7 y cada vez que no se puede completar una transmisión se va incrementando siguiendo la ley exponencial $2^n - 1$, hasta alcanzar el valor

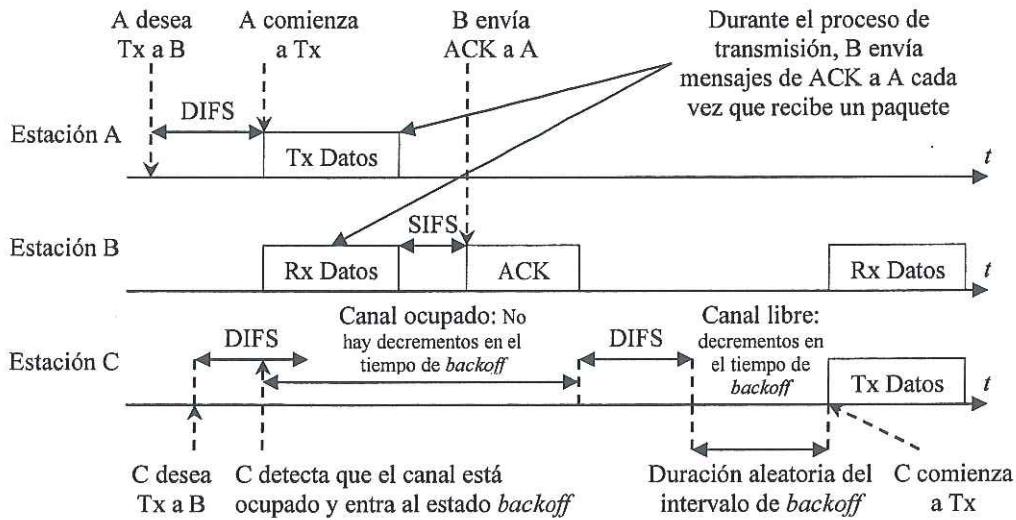


Figura 3. Diagrama de tiempos del protocolo CSMA/CA en el 802.11

máximo CW_{max} [Crow et al., 1997]. En la figura 3 se muestra una representación esquemática del protocolo CSMA/CA en el 802.11 considerando tres estaciones, A, B y C. Para mas información sobre CSMA/CA sugerimos consultar [Halls, 1994] y [Anastasi et al., 1998] y las referencias que ahí se proporcionan.

Con el protocolo CSMA/CA surge un problema cuando dos estaciones que están lo suficientemente alejadas como para no escucharse mutuamente transmiten simultáneamente, ya que es altamente probable que aquellas estaciones que sean capaces de escucharlas a ambas detecten colisiones. El anterior se conoce como el problema del terminal oculto y una forma de solucionarlo consiste en realizar sondeos virtuales del canal [LaMaire et al., 1996]. El sondeo virtual se lleva a cabo a nivel de MAC y está basado en el envío de mensajes para solicitar y otorgar permisos para transmitir.

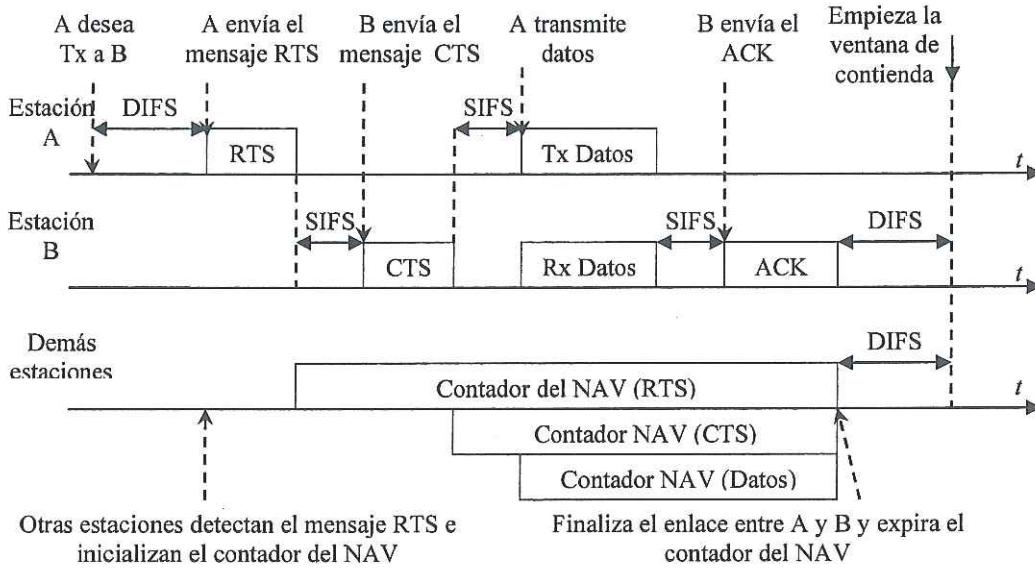


Figura 4. Diagrama de tiempos del mecanismo RTS/CTS en el 802.11

En el 802.11 se utiliza el mecanismo RTS/CTS en el que mediante un mensaje RTS (*Request to Send*) la estación origen solicita permiso a la estación destino para enviarle información. Si la estación destino no detecta colisiones envía un mensaje CTS (*Clear to Send*) a la estación origen. De esa forma, no solo las estaciones involucradas evitan colisiones sino que las demás estaciones, al detectar los mensajes RTS y CTS, saben que el medio estará ocupado y se abstienen de transmitir. Como los mensajes RTS y CTS incluyen información sobre el tiempo que necesitan las estaciones origen y destino para completar la transferencia de datos, las demás estaciones saben por cuánto tiempo deberán abstenerse de transmitir e inicializan un contador denominado *net allocation vector* (NAV) que a diferencia del contador del intervalo de *backoff*, se va decrementando constantemente. En la figura 4 se muestra un diagrama de tiempos del mecanismo RTS/CTS.

El mecanismo RTS/CTS reduce las colisiones provocadas por el problema del terminal oculto a costa de utilizar encabezados cuya presencia se vuelve significativa cuando se transmiten cantidades pequeñas de información [LaMaire et al., 1996]. De cualquier forma, este mecanismo mejora el rendimiento de la MAC del 802.11 ya que las colisiones solamente pueden ocurrir cuando se transmiten los mensajes RTS, y como la longitud de estos mensajes es menor que la de los datos que se desea enviar, se pierde menos tiempo por problemas de colisiones, lo que incrementa la eficiencia en el uso del ancho de banda.

2.3.3.2 Acceso Libre de Contención: PCF

Debido a que con la DCF todas las estaciones tienen la misma probabilidad de acceder al canal, no es posible proporcionar servicio a estaciones con aplicaciones en tiempo real y con retardos mínimos. Para resolver lo anterior el 802.11 cuenta con la función PCF que permite cursar tráfico de naturaleza sensible al retardo. La PCF está orientada a conexión [Crow et al., 1997] y solo permite que una estación acceda al medio a la vez. En el esquema sin contención el punto de acceso (AP) es el que lleva el control del acceso al medio y lo ejerce mediante tramas de longitud PIFS llamadas *beacon* con las que encuesta estación a estación por si alguna desea transmitir. Como la longitud de las tramas PIFS es menor que la de las tramas DIFS, el punto de acceso tiene prioridad sobre las estaciones para acceder al medio, garantizando así que el AP tenga el control del acceso.

En las redes 802.11 los periodos de contención y los libres de contención pueden coexistir. Así, después del periodo de contención el AP espera un tiempo PIFS para acceder al canal mientras que las demás estaciones esperan un DIFS, y una vez que el AP accede al

medio, transmite un *beacon* para avisar a las estaciones que comienza el periodo libre de contención y les ordena que se abstengan de transmitir. Hecho lo anterior, el AP pregunta a cada una de las estaciones si tiene datos para transmitir ó le avisa que le han enviado datos. La duración del periodo libre de contención varia en función de la carga del sistema. El método para realizar las encuestas depende del fabricante.

El periodo libre de contención y el periodo de contención suceden uno tras otro en lo que se denomina en el estándar como intervalo de repetición CFP. El intervalo de repetición comienza con un beacon que transmite el AP y entre sus funciones está la sincronización y el mantenimiento del reloj del BSS. La duración del intervalo de repetición es variable pero siempre equivale a un número entero de tramas beacon. Una vez que el intervalo de repetición se ha establecido, se determina la duración del CFP. El valor mínimo del CFP es igual al tiempo que se necesita en el periodo de contienda para transmitir dos MPDUs (*MAC protocol data unit*) de valor máximo (teniendo en cuenta el mecanismo RTS/CTS y los ACKs [Crow et al., 1997]). Como se mencionó anteriormente, la duración del CFP y del CP dentro del intervalo de repetición varia en función de la carga del sistema.

2.3.4 Capa Física del 802.11

2.3.4.1 Generalidades

La función principal de la capa física de las WLANs y de otros sistemas WWLA es proporcionar conectividad inalámbrica. Tal objetivo se puede alcanzar utilizando enlaces ópticos infrarrojos o bien enlaces radioeléctricos. Antes de entrar en detalle con las capas físicas del 802.11 conviene mencionar algunas características de ambos enlaces.

Enlaces por infrarrojos

La tecnología por infrarrojos se puede emplear en aplicaciones de bajo presupuesto con área de cobertura pequeña. Los enlaces por infrarrojos se pueden clasificar como:

- *Punto a punto*: Utilizados generalmente para enlazar edificios cercanos mediante un rayo infrarrojo que debe enfocarse con precisión.
- *Directos*: rayos ligeramente divergentes de luz infrarroja se enfocan hacia materiales con buena reflectividad con la intención de aumentar el área de cobertura.
- *Difusos*: Se utilizan rayos divergentes que al chocar con materiales que tienen buena reflectividad permiten aumentar la zona de cobertura.

Las LANs infrarrojas datan de finales de los 70s cuando IBM desarrolló un prototipo en sus laboratorios de investigación en Zurich (1979) [Flatman, 1994].

Enlaces radioeléctricos

Los enlaces radioeléctricos se pueden utilizar para aplicaciones con zonas de cobertura grande y altas tasas de transmisión. Los enlaces radioeléctricos se pueden clasificar como:

- *Omnidireccionales*: Cuando la energía radioeléctrica se propaga en todas las direcciones de manera relativamente uniforme.
- *Directos*: Cuando la energía radioeléctrica se concentra en un haz angosto que se enfoca hacia el receptor. Este tipo de enlace tiene un alcance mayor que el enlace omnidireccional sobre la zona a la que se enfoca.

Los enlaces radioeléctricos se utilizan más que los enlaces infrarrojos para ofrecer WWLA; no obstante, los enlaces infrarrojos se utilizan popularmente en el intercambio de información a corta distancia y en aplicaciones en las que no es conveniente utilizar señales radioeléctricas, por ejemplo en salas de radiología.

2.3.4.2 Capa física de la primera versión del estándar

En su primera versión el estándar especifica tres capas físicas, dos de ellas basadas en enlaces radioeléctricos y diseñadas para operar en la banda ISM II (2.4000–2.485 GHz) y una basada en enlaces por infrarrojos. En los enlaces radioeléctricos se optó por utilizar tecnología de espectro ensanchado (SS), diseñando una de las capas físicas bajo tecnología de espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS) y la otra bajo tecnología de espectro ensanchado por saltos en frecuencia (FHSS). Por otra parte, los enlaces ópticos se llevan a cabo utilizando enlaces infrarrojos difusos. A pesar del respaldo de un sector de la industria, el impacto comercial de las WLANs por infrarrojos está muy por debajo de aquel de las WLANs radioeléctricas, sobre todo del de las basadas en DSSS.

Capa física tipo FHSS

En las WLANs por FHSS la frecuencia a la que se transmite la información cambia periódicamente siguiendo un patrón de saltos de frecuencia preestablecido. En FHSS el transmisor envía los datos sobre una frecuencia durante un intervalo de tiempo específico (dentro del estándar se denomina *dwell time* [LaMaire et al., 1996]) y posteriormente envía los datos utilizando otra frecuencia. Como el receptor conoce el patrón de saltos es capaz de demodular correctamente las señales y extraer la información. En la versión del estándar para Estados Unidos y Europa se dispone de un total de 79 frecuencias en tanto que en la versión para Japón se tienen 23. En el 802.11 se utiliza FHSS lento ya que el transmisor envía varios símbolos sobre la misma frecuencia a una tasa de 2.5 saltos por segundo.

Con las WLANs por FHSS se pueden colocar varias redes solapadas siempre que los patrones de salto de cada red sean diferentes. El estándar define tres patrones diferentes de

26 frecuencias cada uno para EEUU y Europa. La razón para tener tres patrones diferentes es evitar periodos prolongados de colisión. Se ha encontrado que se pueden instalar hasta catorce redes solapadas sin deteriorar seriamente el throughput de la red [Andren, 1998].

En las WLANs por FHSS se utiliza modulación GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*) de dos niveles (*binary GFSK*) para proporcionar la tasa obligatoria de 1 Mbps mientras que se utiliza GFSK de cuatro niveles (*quaternary GFSK*) para proporcionar la tasa opcional de 2 Mbps [LaMaire et al., 1996], [Andren, 1998].

Capa física tipo DSSS

En los sistemas DSSS los datos de información son modulados por una señal cuyo ancho de banda es típicamente mayor que el de la señal original. La señal modulante es conocida por el receptor por lo que éste es capaz de demodular la información. Esta característica proporciona a los sistemas DSSS la capacidad de proporcionar servicio simultáneamente a varios usuarios; sin embargo, las WLANs 802.11 basadas en DSSS utilizan una señal modulante común para todos los usuarios por lo que solo uno de ellos puede acceder al canal a la vez. El factor por el cual se ensancha la señal de información es igual a 11 proporcionando al sistema resistencia al ruido de banda angosta y permitiendo que los 83.5 MHz se separen en varios canales (3 canales no solapados). El código de ensanchamiento es un código Barker de 11 chips que presenta buenas características de autocorrelación.

Ya que los BSS deben estar separados por al menos 30 MHz, solo se pueden colocar dos redes de tal manera que éstas puedan operar sin interferencia [Crow et al., 1997].

En las WLANs por DSSS la tasa de 1 Mbps se obtiene utilizando modulación DBPSK (*Differential Binary Shift Keying*) mientras que las tasa de 2 Mbps se alcanza utilizando modulación DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*).

Capa física por enlaces infrarrojos

Esta capa física funciona con enlaces infrarrojos difusos con longitudes de onda de 850 a 950 nm. Para alcanzar la tasa de 1 Mbps se emplea modulación 16-PPM (*Pulse Position Modulation*) y para proporcionar la tasa opcional de 2 Mbps se utiliza modulación 4-PPM [Andren, 1998], [Crow et al., 1997]. Esta capa física está diseñada para operar únicamente en interiores con transmisión indirecta y está limitada a aplicaciones de corta distancia debido al limitado alcance de los enlaces infrarrojos.

2.3.4.3 Capas físicas de alta velocidad

Las tasas de transmisión de 1 y 2 Mbps que se alcanzan con la primera versión del estándar no son suficientes para algunas aplicaciones. Por ejemplo, la salida de un reproductor de CDs es del orden de 1.4 Mbps, lo cual es equivalente al setenta por ciento de la tasa máxima que se ofrece en el 802.11. Si en una WLAN existe un usuario con aplicaciones como las mencionadas anteriormente, prácticamente no queda espacio para dar servicio a otros usuarios. Además, alcanzar un throughput del setenta por ciento requiere que los protocolos MAC sean robustos y eficientes [Andren, 1998].

Capa física del 802.11a y del 802b

Por lo anterior, en cuanto la primera versión estuvo lista, se comenzó a trabajar en una extensión que permitiera alcanzar tasas mayores a los 10 Mbps. Tal extensión resultó en dos nuevas capas PHY, la primera de ellas es la versión 802.11a que opera en la banda UNII de 5 GHz y la segunda es la versión 802.11b en la banda ISM II. Como el 802.11a está fuertemente relacionado con el tema de esta tesis, le prestaremos mayor atención.

TABLA I
Parámetros de los modos de transmisión del 802.11a

<i>Modo</i>	<i>Modulación</i>	<i>Codificación</i>	<i>Tasa de bits (Mbps)</i>	<i>Bits por símbolo OFDM</i>
1	BPSK	1/2	6	24
2	BPSK	3/4	9	36
3	QPSK	1/2	12	48
4	QPSK	3/4	18	72
5	16-QAM	1/2	24	96
6	16-QAM	3/4	36	144
7	64-QAM	2/3	48	192
8	64-QAM	3/4	54	216

El 802.11a está basado en tecnología OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) y ofrece ocho modos de transmisión con tasas de transmisión diferentes siendo la máxima de 54 Mbps y utiliza códigos convolucionales de tasas 1/2, 3/4 y 2/3. En la tabla I se muestran los parámetros característicos de los ocho modos de transmisión que ofrece el 802.11a. Los modos se eligen de acuerdo a un esquema de adaptación al enlace basado en niveles de SNR que no especifica el estándar [Doufexi et al., 2002].

En el 802.11a se utiliza OFDM de 64 subportadoras separadas por 312.5 kHz. De las 64 portadoras solamente se emplean 52, 4 de las cuales se utilizan como portadoras piloto y el resto para transmitir datos. La multiplexión se lleva a cabo utilizando un dispositivo DSP de 64 bins para calcular la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT). La duración de los símbolos OFDM es de 4 μ s y para evitar interferencia intersímbolos causada por la propagación multirayectoria del canal se utiliza un tiempo de guardia de 800 ns, por lo que la duración útil del símbolo OFDM es de 3.2 us. Durante el tiempo de guardia se transmite un prefijo cíclico de las últimas 16 muestras del símbolo.

TABLA II
Parámetros de los símbolos OFDM del 802.11a

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Frecuencia de muestreo	20 MHz
Duración del símbolo OFDM	4 us
Duración útil del símbolo OFDM	3.2 us
Duración del tiempo de guarda	800 ns
Numero de bins para la IFFT	64
Portadoras de datos	48
Portadoras piloto	4
Espacio entre portadoras	312.5 kHz
Ancho de banda ocupado	16.875 MHz

Antes de enviar los datos el transmisor realiza un proceso de *scrambling* para evitar cadenas largas de 1s ó 0s y para llevar a cabo tal tarea el 802.11a utiliza una secuencia seudo-aleatoria de longitud 127. Posteriormente, los datos se envían a un codificador convolucional y después los datos codificados se entrelazan (utilizando un mecanismo de *interleaving*) para evitar errores a ráfagas producidos por los desvanecimientos de las señales que se propagan en el canal inalámbrico. Con los datos entrelazados se lleva a cabo la modulación QAM y a partir de los bloques de símbolos QAM resultantes se calcula la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT). Finalmente se agrega el prefijo cíclico a cada símbolo y se realiza el proceso de conversión Digital-Analógico (DA). En la tabla II se muestra el valor de los parámetros de los símbolos OFDM del 802.11a.

El receptor lleva a cabo el proceso inverso y también se encarga de estimar el canal y de mantener la sincronización en tiempo y en frecuencia. Para que el receptor pueda realizar las funciones anteriores, en el 802.11a se utilizan secuencias de entrenamiento.

Por otra parte, el 802.11b está basado en tecnología DSSS, ofrece tasas de transmisión a 5.5 y a 11 Mbps y es compatible con la versión DSSS a 1 y a 2 Mbps del estándar. El 802.11b especifica dos maneras para realizar el ensanchamiento de la información, una obligatoria y otra opcional. La forma obligatoria emplea codificación CCK (*Complementary Code Keying*) mientras que la manera opcional, denominada *high-performance mode*, está basada en codificación PBCC (*Packet-Based Binary Convolutional Code*). Para mayor información sobre los códigos del 802.11b sugerimos consultar [Heegard et al., 2001].

Capa física del 802.11g

El 802.11g puede considerarse como una versión del 802.11a adaptada para funcionar en la banda ISM II y que además de ofrecer los mismos ocho modos de transmisión del 802.11a incluye modos 8-PSK y CCK-OFDM que le proporcionan compatibilidad con las redes 802.11b. Una de las ventajas del 802.11g sobre el 802.11a es que su BSA es mayor que la del 802.11a, además de que el 802.11g ofrece soft QoS [Simoens et al., 2003].

2.3.5 Otras prestaciones del 802.11

El 802.11 incluye en su capa MAC funciones para gestionar la potencia en las dos topologías de red. También incluye funciones para coordinar el traspaso de estaciones entre BSSs lo que implica técnicas de *roaming*. Para garantizar la seguridad en los enlaces el 802.11 utiliza un mecanismo denominado *Wired Equivalent Privacy* (WEP) que es un algoritmo de encriptación de datos basado en codificación RC4 [Andren, 1998].

2.3.6 Calidad de servicio en 802.11

Como se mencionó antes, las aplicaciones sensibles al retardo pasaron a un segundo plano cuando se elaboró el 802.11 y aunque la función PCF permite cursar aplicaciones que toleran retardos bajos, se ha demostrado que el 802.11 no es del todo adecuado para ofrecer QoS en las WLANs. Aunque se ha intentado ofrecer cierto grado de QoS en las WLANs 802.11 priorizando el acceso de las estaciones, esto no es suficiente para algunas aplicaciones. En [Anastasi et al., 1998] se presentan resultados que indican que el 802.11 tiene serios problemas para manejar tráfico de voz y que las aplicaciones de video no son recomendables para el 802.11. Por lo anterior, el grupo 802.11e del IEEE ha desarrollado un anexo al estándar que incluye una modificación a la capa MAC para ofrecer QoS. Para ello se elaboró una nueva función de coordinación llamada *Hybrid Coordination Function* (HCF) [Simoens et al., 2003], [Stallings, 2004]. Este anexo se aprobó en 2005.

2.4 Estándar HIPERLAN

2.4.1 Generalidades

HIPERLAN (*High Performance Radio LAN*) es una familia de estándares para WLANs de alto rendimiento que tiene como objetivo proporcionar WWLA en LANs. Originalmente, el proyecto HIPERLAN estuvo a cargo del grupo RES-10 del ETSI pero actualmente forma parte del proyecto BRAN (*Broadband Radio Access Networks*) de ese mismo organismo. Como parte del estándar se establecieron cuatro diferentes tipos de redes

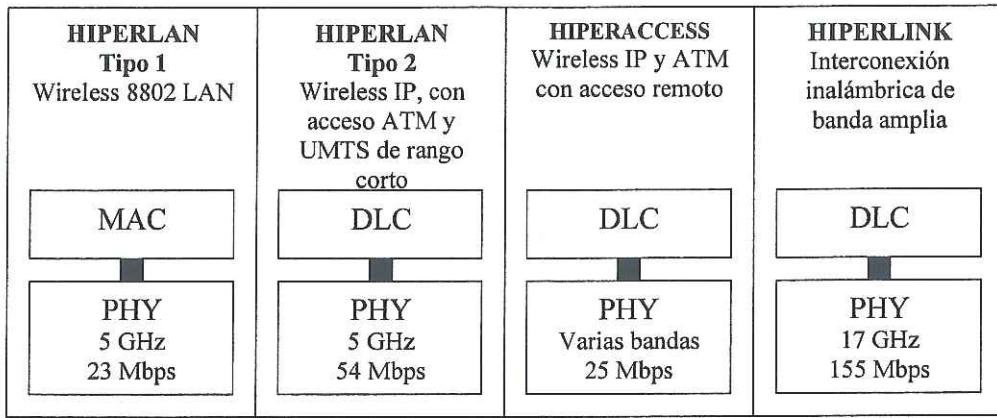


Figura 5. Tipos del HIPERLAN

HIPERLAN los cuales se muestran en la figura 5. A la fecha solo se han completado las versiones tipo 1 y tipo 2 del estándar por lo que en el resto de esta sección solamente nos enfocaremos en ellas.

2.4.2 HIPERLAN tipo 1

2.4.2.1 Visión General

El HIPERLAN tipo 1 (HIPERLAN/1) se diseñó principalmente para aplicaciones multimedia de naturaleza sensible al retardo pero también para cursar tráfico asíncrono. Originalmente la tasa de transmisión que se pretendía alcanzar era de 20 Mbps para WLANs en topologías ad hoc aunque también se consideró la topología basada en hubs. A diferencia del 802.11, HIPERLAN/1 proporciona especificaciones para establecer transmisiones *multihop* en redes ad hoc, de manera que aún cuando la estación destino esté fuera del alcance de la estación origen, la transferencia de información pueda completarse

TABLA III
Objetivos en HIPERLAN/1

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
Rango de operación	50 metro en interiores
Tasa de bit	10 a 20 Mbps
Servicios	Asíncronos y sensibles al retardo
Topología de la red	Ad hoc ó con hubs (APs)
Capacidad total del sistema	1 Gbps por hectárea
Seguridad	Protección contra intercepción
Movilidad	Hasta 10 m/s y 360°/s
Consumo medio de potencia	Centenas de mW
Tamaño (Tarjetas PCMCIA)	85 x 54 x 10.5 mm

con la intervención de otras estaciones. Los principales parámetros que se tomaron en cuenta para desarrollar a HIPERLAN/1 se muestran en la tabla III [Halls, 1994]. Cuando se publicó el estándar en 1995 éste establecía un radio de cobertura de 10 a 100 metros, tasas de transmisión de 23.529 Mbps, enrutamiento multiestación, servicios sensibles al retardo y mecanismos de ahorro de potencia.

2.4.2.2 Capa MAC

El acceso al medio en HIPERLAN/1 está basado en un protocolo dinámico conocido como NPMA ó EY-NPMA (*Elimination Yield – Nonpreemptive Multiple Access*). El EY-NPMA es un protocolo de escuchar antes de hablar y utiliza un mecanismo similar al del protocolo CSMA/CA empleado en el estándar 802.11. Si una estación desea utilizar el canal lo censa durante un intervalo de tiempo equivalente a la duración de 1700 bits, y si el medio se mantuvo libre entonces transmite inmediatamente [LaMaire et al., 1996], si no, entonces entra en un proceso de contienda para acceder al canal que consta de tres etapas.

La primera etapa es la de priorización, la cual tiene como objetivo permitir que solo aquellas estaciones que tengan paquetes de alta prioridad puedan participar en la siguiente etapa. La etapa de priorización está dividida en P ranuras de duración igual a 256 bits. Dado que el mecanismo de acceso al medio en HIPELAN/1 está basado en prioridades, un nodo con paquetes de prioridad p escucha al canal durante las primeras p ranuras y si se mantuvo libre entonces transmite una ráfaga de priorización en la ranura $p + 1$, si no, posterga su intento de acceder al medio para el siguiente ciclo de acceso.

La etapa de eliminación comienza inmediatamente después de que se transmitió la ráfaga de priorización. Esta etapa consiste de dos fases: eliminación y permiso. La fase de eliminación consta de n ranuras de eliminación, cada una de duración igual a 256 bits, seguidas de una ranura de confirmación de duración equivalente a 256 bits. A partir de la primera ranura de eliminación las estaciones comienzan a transmitir una ráfaga de duración B ranuras, donde B es un valor aleatorio. Después de transmitir la ráfaga, las estaciones escuchan al medio durante un intervalo de longitud igual a la ranura de confirmación. Si el medio está libre entonces la estación pasa a la fase de permiso, en caso contrario la estación se autodescarta y espera al siguiente ciclo de acceso.

La fase de permiso comienza inmediatamente después de que la fase de eliminación termina y consiste de m ranuras de permiso, cada una de duración igual a 64 bits. Cada estación censa el medio durante D ranura de permiso, donde D es un valor aleatorio. Si el medio se mantuvo libre entonces la estación entra a la etapa de transmisión en la transmite sus datos, si no, entonces se abstiene de transmitir y espera al siguiente ciclo de acceso.

La ventaja que se tiene con el protocolo EY-NPMA es que al menos una estación puede transmitir y que además permite cursar tráfico sensible al retardo variando dinámicamente

la prioridad de los paquetes y teniendo en cuenta su tiempo de vida. El mecanismo de prioridad que se utiliza en HIPERLAN/1 es similar al que se emplea en otros estándares para ofrecer QoS en redes cableadas, como el de la extensión 802.1p del estándar 802.

El tiempo de vida de los paquetes es un indicador del tiempo que pueden esperar para ser transmitidos; un paquete se descarta cuando no se transmite antes de que su tiempo de vida caduque. El tiempo de vida está dado en milisegundos dentro del rango 0 – 32,767 (el valor predeterminado es de 500 ms). Paquetes de alta prioridad tienen un tiempo de vida corto en tanto que aquellos de baja prioridad tienen un tiempo de vida largo. Ya que en HIPERLAN es posible realizar transmisiones mediante múltiples estaciones, el tiempo de vida de los paquetes está normalizado con respecto al número de saltos (estaciones) que el paquete debe dar (utilizar) antes de alcanzar su destino. En [Anastasi et al., 2000] se presenta un análisis sobre HIPERLAN/1 que muestra que este estándar tiene éxito en cuanto a aislar el tráfico de alta prioridad respecto al tráfico de baja prioridad y que los paquetes que tienen la misma prioridad se tratan igualmente sin importar su tiempo de vida restante.

2.4.2.3 Capa física

HIPERLAN/1 opera en la banda 5.15–5.30 GHz y divide el espectro en cinco canales de 30 MHz cada uno, los primeros tres están disponibles en países PAN Europeos y el resto solamente en algunos. La frecuencia central del primer canal está en 5.176468 GHz y los demás canales están separados por 23. 5294 MHz. En la tabla IV se muestran las bandas de frecuencia asignadas a HIPERLAN y la potencia de transmisión (EIRP) para cada banda.

TABLA IV
Espectro en HIPERLAN (Según el ERC)

<i>Banda (GHz)</i>	<i>Potencia Máxima (EIRP)</i>	<i>Área Geográfica</i>
5.150 – 5.250	1 W	Pan Europea
5.250 – 5.300	1 W	Nacional
17.10 – 17.30	0.1 W	Pan Europea

En HIPERLAN/1 se utiliza modulación FSK (*Frequency Shift Keying*) para proporcionar tasas de transmisión de 1.47 Mbps y modulación GMSK ($BT = 0.3$) para alcanzar tasas de 23.53 Mbps. Se utiliza GMSK para reducir la interferencia fuera de banda y por consideraciones relacionadas con la eficiencia de los amplificadores del transmisor.

2.4.2.4 Otras prestaciones de HIPERLAN/1

El estándar proporciona características que le permiten administrar el consumo de energía. La integridad de la información en HIPERLAN/1 se protege utilizando técnicas de encriptación aunque el tipo de técnicas no está definido en el estándar.

2.4.2.5 Calidad de servicio en HIPERLAN/1

Con HIPERLAN/1 se intenta ofrecer QoS utilizando los mecanismos de priorización de paquetes y de tiempo de vida restante. No obstante, por el tipo de MAC de HIPERLAN/1, además de que la topología primaria de este estándar es ad hoc, solamente es posible ofrecer servicio bajo el criterio del mejor esfuerzo [LaMaire et al., 1996].

2.4.3 HIPERLAN tipo 2

2.4.3.1 Visión general

El HIPERLAN tipo 2 (HIPERLAN/2) tiene como objetivo proporcionar WWLA a redes con infraestructura ATM. La topología en HIPERLAN/2 está basada en hubs donde las estaciones se conectan inalámbricamente a un punto de acceso que a su vez está conectado a un switch o a un multiplexor ATM [Anastasi et al., 1998]. HIPERLAN/2 también proporciona un modo de funcionamiento con topología tipo ad hoc [Khun et al., 2002]. Una de las premisas más importantes cuando se comenzó a elaborar el estándar fue la calidad de servicio bajo la motivación de que con HIPERLAN/1 no se puede garantizar la QoS.

Este estándar permite conectar WLANs con una gran variedad de redes. Esto es posible gracias a su arquitectura que utiliza una capa física independiente a la red dorsal y a que la capa de control de acceso al medio define varias capas de convergencia.

La capa física de HIPERLAN/2 es similar a la del 802.11 tipo *a* y *g* y a la del HiSWAN (*High Speed Wireless Access Network*) japonés ya que la capa física de los tres se diseño en estrecha colaboración buscando compatibilidad entre ellas. HIPERLAN/2 utiliza tecnología OFDM similar a la que se usa en el 802.11a y en el 802.11g; por ello, en lugar de hablar de la capa física hablaremos de las capas de convergencia de HIPERLAN/2.

2.4.3.2 Capa de enlace de datos: Control del radio enlace

La capa de enlace de datos (DLC) incluye a la subcapa de control del radio enlace, a la subcapa MAC y a un protocolo de control de errores.

La subcapa de control del radio enlace básicamente se encarga de controlar el intercambio de paquetes entre las estaciones y el punto de acceso.

El control de errores establece tres modos: con reconocimientos, de repetición, y sin reconocimientos. El modo con reconocimientos utiliza un algoritmo ARQ selectivo y permite establecer enlaces con bajo BER. El modo de repetición permite establecer enlaces confiables mediante mecanismos de repetición de paquetes. Aunque el transmisor retransmite paquetes que el receptor ya tiene, éste último solo aceptará aquellos cuyo número de secuencia esté dentro de la ventana de aceptación [Khun et al., 2002]. El modo sin reconocimientos proporciona enlaces poco confiables pero con baja latencia. En este modo el receptor entrega a la capa de convergencia solo aquellos paquetes que se reciben correctamente.

2.4.3.3 Subcapa MAC

La MAC de HIPERLAN/2 utiliza TDD (*Time Division Duplex*) con TDMA (*Time Division Multiple Access*) dinámico donde el periodo de las tramas es de 2 ms. Tales tramas constan de tres fases: fase del enlace ascendente (UL), fase del enlace descendente (DL) y fase del enlace directo (DiL). Esas fases son programadas en el AP, el cual informa a las estaciones en que ranura de la trama MAC pueden transmitir. Las ranuras se asignan dinámicamente de acuerdo con las necesidades de las estaciones.

2.4.3.4 Capa de convergencia

La capa de convergencia se utiliza para permitir que las peticiones de servicio de capas elevadas se puedan cubrir utilizando los servicios que ofrece este estándar en su capa DLC.

La capa de convergencia convierte los paquetes provenientes de capas superiores, que tienen diferentes tamaños, en paquetes de igual longitud que utiliza la DLC. Se pueden distinguir dos capas de convergencia, una basada en celdas y otra basada en paquetes. La basada en celdas es adecuada para emplearse en redes ATM mientras que la basada en paquetes es adecuada para redes con paquetes de longitud variable, como Ethernet [Khun et al., 2002].

2.4.3.5 Calidad de servicio en HIPERLAN/2

Es lógico pensar que con este estándar se puede ofrecer QoS ya que esta orientado a WATM, sin embargo, se requiere de algoritmos de calendarización (scheduling) sumamente eficientes para prevenir que las tramas MAC se fragmenten innecesariamente manteniendo así el throughput al máximo [Simoens et al., 2003].

2.5 802.11 ó HIPERLAN?

Aunque mundialmente HIPERLAN y el 802.11 son los estándares predominantes para ofrecer WWLA, existen diferencias entre ellos. De entrada, cabe decir que comercialmente solo el 802.11 ha tenido éxito, y más cuando de las dos versiones que se han creado de HIPERLAN solamente HIPERLAN/2 ha salido al mercado.

TABLA V
Estándares para WLANs

<i>Estándar</i>	<i>Tasa máxima de transmisión (Mbps)</i>	<i>Banda de trabajo (GHz)</i>	<i>Disponibilidad de productos</i>
IEEE 802.11	2	2.400-2.483	1998
IEEE 802.11a	54	5.150-5.300	2002
IEEE 802.11b	11	2.400-2.483	1998
IEEE 802.11g	54	2.400-2.483	2003
ETSI HIPERLAN/1	23.53	5.150-5.300	No
ETSI HIPERLAN/2	54	5.150-5.300	2003
IEEE HomeRF	10	2.400-2.483	No

El punto de comparación más importante entre ambos estándares se encuentra entre HIPERLAN/2 y el 802.11a, ya que básicamente tienen la misma capa física y operan en la misma banda. En [Simoens et al., 2003], se presentan resultados sobre el BER y en el throughput de ambos. Como la capa física es similar, el BER de HIPERLAN/2 y del 802.11a es igual, aunque el throughput de HIPERLAN/2 es superior al del 802.11a. También se concluye en [Simoens et al., 2003] que HIPERLAN/2 es mejor para cursar tráfico con naturaleza sensible al retardo en tanto que el 802.11a es más adecuado para emplearse en redes ad hoc.

En la tabla V se muestra un resumen sobre los estándares para WLANs.

III. CANAL INALÁMBRICO

3.1 Introducción

El desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos depende en gran medida del medio de propagación. Por eso, y para entender como es que se propagan las señales a través del medio y asegurar en la medida de lo posible que de las señales que llegan al receptor sea factible extraer la información, es importante estudiar al canal inalámbrico.

Además de describir los conceptos básicos relacionados con la propagación en el canal inalámbrico, en este capítulo estudiaremos las características de la propagación inalámbrica desde los enfoques a gran escala y a pequeña escala. Además, haremos una introducción a las estrategias para modelar al canal del tipo determinista, estadístico, y semideterminista; no obstante, le prestaremos más atención a los modelos del tipo estadístico ya que utilizaremos modelos de ese tipo para evaluar el rendimiento de MC-CDMA/vsf.

3.2 Ondas Radioeléctricas, Reflexión, Refracción y Difracción

3.2.1 Ondas radioeléctricas

Las comunicaciones inalámbricas se basan en la radiación electromagnética de señales de información. La radiación electromagnética tiene una naturaleza dual ya que bajo ciertas

circunstancias se puede considerar como un conjunto de ondas, mientras que en otras circunstancias se puede caracterizar como un haz de partículas llamadas fotones. En el caso de las señales radioeléctricas que se utilizan en los sistemas de comunicaciones inalámbricos, el modelo de radiación más apropiado es el de onda [Blake, 2004].

Las señales radioeléctricas están relacionadas con la creación de campos eléctricos y magnéticos en el espacio libre ó en algún otro medio físico. Las ondas que se propagan por el medio se conocen como ondas electromagnéticas transversales (TEM) en las que el campo eléctrico, el campo magnético y la dirección del desplazamiento de la onda, son perpendiculares entre sí. Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia y longitud de onda. La longitud de una onda electromagnética está dada como

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (1)$$

donde λ es la longitud de onda en metros; f es la frecuencia en hertz y v es la velocidad de propagación de la onda en metros por segundo. La velocidad de propagación de una onda TEM en el espacio libre es igual a 3×10^8 m/s, en otros medios está dada por

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2)$$

donde c es la velocidad de propagación en el espacio libre (3×10^8 m/s) y ϵ_r denota la permitividad relativa del medio.

La fuente de ondas electromagnéticas más simple es un punto en el espacio que irradia ondas uniformemente en todas las direcciones siguiendo un patrón de radiación esférico; es decir, el frente de onda de este tipo de fuente es una esfera. A estas fuentes se les conoce como radiadores isotrópicos. Las fuentes isotrópicas, aunque prácticamente irrealizables, se utilizan frecuentemente para efectos de análisis y diseño.

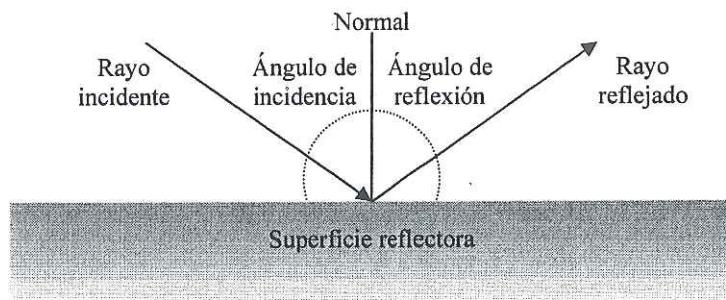


Figura 6. Reflexión

A distancias relativamente grandes a partir de la ubicación de una fuente isotrópica el frente de onda se asemeja a un plano, por lo que es común estudiar la propagación radioeléctrica considerando ondas planas. Además, el estudio de la propagación de señales se simplifica en algunos casos cuando se considera que el frente de onda es plano. Por ejemplo, el estudio de los fenómenos de reflexión, refracción, difracción, que son el tema de la siguiente sección, se simplifica cuando se supone que el frente de onda es plano.

3.2.2 Reflexión

La reflexión es un fenómeno que se presenta cuando las ondas inciden sobre una superficie con buenas propiedades de conducción y cuyas dimensiones son mucho mayores que la longitud de la onda incidente. El ángulo con el que se reflejan las ondas es igual al ángulo con el que inciden sobre la superficie midiendo ambos ángulos a partir de una línea perpendicular (normal) a la superficie reflectante. En la figura 6 se ilustra este fenómeno.

La reflexión también se presenta en dieléctricos y no es necesario que la superficie reflectante sea uniforme. Cuando la superficie sobre la que incide el frente de onda es

desigual la reflexión dispersará a las ondas, ya que debido a la no uniformidad de la superficie los ángulos de incidencia de las ondas (rayos) serán diferentes y por consiguiente los ángulos de los rayos reflejados también serán diferentes entre sí.

Al fenómeno de la reflexión se le saca provecho, por ejemplo, en los receptores con antenas parabólicas, ya que como la energía de cualquier onda plana que entra a la antena pasa por un solo punto conocido como foco, es más fácil detectar y demodular a las señales.

3.2.3 Refracción

Tal como sucede con la luz, una onda radioeléctrica sufre una flexión en su trayectoria cuando al propagarse cambia de medio; tal flexión depende del ángulo con el que incide la onda sobre la superficie del nuevo medio. Al igual que para la reflexión, en la refracción los ángulos incidente y refractado se miden con respecto a una línea perpendicular a la superficie que marca la frontera entre los dos medios. Los ángulos de incidencia y de refracción se obtienen utilizando la ley de Snell, la cual está dada como:

$$n_1 \operatorname{sen} \theta_1 = n_2 \operatorname{sen} \theta_2 ; \quad (3)$$

donde θ_1 y θ_2 son respectivamente los ángulos de incidencia y refracción; n_1 y n_2 son los índices de refracción del medio anterior y del medio actual.

Cuando una onda pasa de un medio a otro que tiene una constante dieléctrica mayor, y por consiguiente una velocidad de propagación menor, su trayectoria se flexiona hacia la normal. En el caso contrario, cuando la onda pasa de un medio a otro con constante dieléctrica menor, y velocidad de propagación mayor, entonces la trayectoria de la onda se curva en dirección opuesta a la normal. Ambos casos se ilustran en la figura 7.

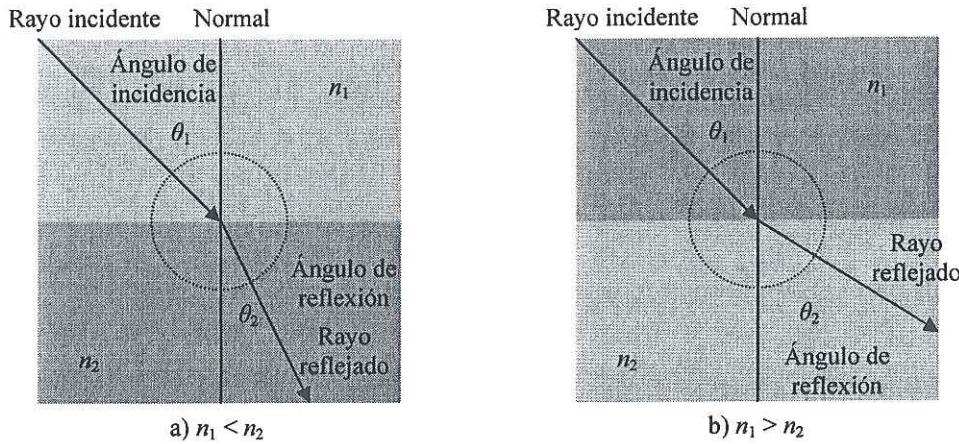


Figura 7. Refracción

En el caso en el que ángulo de incidencia es grande y la constante dieléctrica del nuevo medio es considerablemente menor que la del medio anterior, el ángulo de refracción puede ser mayor a 90° , lo que provocará que la onda salga del segundo medio y regrese al primero. Este tipo de refracción puede verse como una forma de reflexión a la que en efecto se le denomina *reflexión interna total*. Los sistemas de comunicaciones basados en fibras ópticas dependen de la reflexión interna total para que las señales lleguen a su destino.

Puede suceder que ángulo de refracción sea igual a 90° , lo que implica que la onda viaje a lo largo de la frontera entre los dos medios. Al ángulo de incidencia que provoca un ángulo de refracción de 90° se le llama ángulo crítico (θ_C) y está dado como [Blake, 2004]

$$\theta_C = \operatorname{sen}^{-1} \frac{n_2}{n_1}. \quad (4)$$

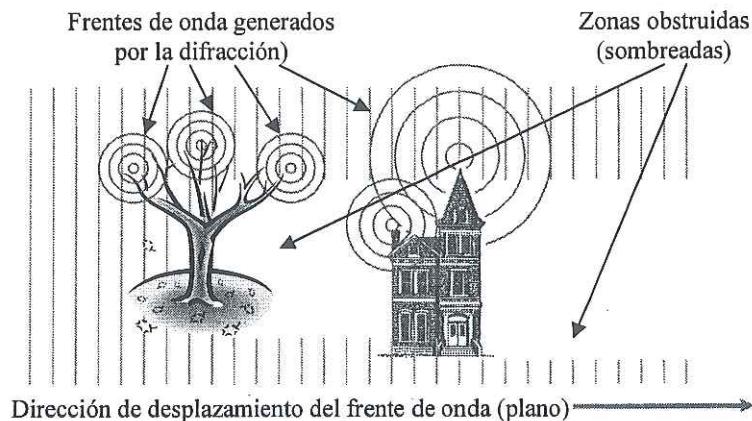


Figura 8. Ejemplo de la dispersión de ondas causada por la difracción

3.2.4 Difracción

Si suponemos que cada punto en un frente de onda actúa como una fuente isotrópica, entonces, cuando las ondas choquen contra algún objeto esos puntos irradiarán nuevos frentes de onda de menor intensidad.

Tal comportamiento se debe al fenómeno de la difracción, que tiene lugar cuando un frente de onda pasa a un lado o por encima de un objeto y que permite recibir señales aún cuando entre el transmisor y el receptor existan obstáculos que bloquee o impidan establecer enlaces directos [Blake, 2004], [Rappaport, 2002].

La difracción provoca que las ondas del frente de onda se dispersen. Tal dispersión es más pronunciada cuando el objeto que ocasiona la difracción es de dimensiones mucho más pequeñas que la longitud de onda de la señal, ó bien cuando el objeto *dispersor* tiene un borde afilado. En la figura 8 se ejemplifica el fenómeno de la dispersión producido por la difracción de las ondas.

3.3 Propagación en el canal inalámbrico

3.3.1 Aspectos generales

Cuando en los sistemas de comunicaciones inalámbricos se transmite una señal ésta interactúa con el entorno del medio de propagación mediante los mecanismos de reflexión, refracción y difracción. Como resultado de tal interacción surgen problemas que degradan significativamente la calidad de los enlaces y por ende las prestaciones del sistema. Básicamente, la atenuación de la potencia de las señales con respecto a la distancia que han recorrido, la dispersión de las ondas radioeléctricas, y el carácter aleatorio y naturaleza variante del canal en tiempo y espacio son los principales problemas que afectan y condicionan el desempeño de los sistemas de comunicación.

La atenuación de la potencia de las señales con respecto a la distancia es la principal limitante de la cobertura de los sistemas de comunicaciones inalámbricos y más adelante la estudiaremos a detalle en este capítulo.

Cuando las ondas radioeléctricas se dispersan se producen copias ó ecos de la señal que se transmitió. Los ecos que llegan al receptor se suman vectorialmente en la antena, en algunos casos la suma es constructiva pero en otros es destructiva y degrada la calidad de los enlaces. A la propagación que sucede de esta forma se le conoce como propagación multirayectoria y es la responsable de muchos de los problemas que se presentan en el radio-enlace, sobre todo de los relacionados con la tasa de error de bit (BER)[Sklar, 1997a].

Por otra parte, debido a la gran cantidad de elementos que influyen en la propagación de las señales a través del canal inalámbrico, comúnmente se considera que el canal es de

naturaleza aleatoria. Además, como el entorno del medio de propagación puede cambiar de un momento a otro, así como de un lugar a otro, se considera también que el canal tiene un carácter variante en el tiempo y en el espacio [Chuang, 1987], [Clarke, 1968], [Cox, 1973], [Hashemi, 1993a], [Hashemi, 1994], [Hashemi et al., 1994], [Iwai y Karasawa, 1993].

Ahora bien, la manera en que se propagan las señales depende en gran medida de la relación que hay entre su longitud de onda y las dimensiones de los objetos que conforman el entorno de propagación. Lo anterior se debe a que los fenómenos de reflexión, refracción y difracción se producen tanto en función de la longitud de onda de las señales como de las dimensiones de los objetos que dan lugar a tales fenómenos. Por ello, comúnmente el estudio de la propagación inalámbrica se lleva a cabo desde dos enfoques: a gran escala y a pequeña escala. En el enfoque a gran escala (*long-scale*) se estudia la propagación de señales con respecto a zonas de recepción grandes, mucho mayores que la longitud de onda de la portadora [Sklar, 1997a]. En el enfoque a pequeña escala (*small-scale*) se realiza el mismo estudio pero sobre áreas de recepción pequeñas, comparables con la longitud de onda [Charalambos y Menemenlis, 1999], [Sklar, 1997a].

3.3.2 Propagación a gran escala

El estudio de la propagación a gran escala proporciona información útil para determinar el área de cobertura de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. En el enfoque a gran escala la propagación de las señales se caracteriza por las pérdidas por trayectoria, que incluyen a las perdidas promedio por trayectoria (*mean path loss*) y a los desvanecimientos de plazo largo (*long-term fading*). Las pérdidas promedio por trayectoria se refieren a la

atenuación promedio de la potencia de las señales con respecto a la distancia que recorren [Sklar, 1997a], [Tam y Tran, 1995]. Los desvanecimientos de plazo corto son variaciones en la potencia promedio de las señales [Gutiérrez et al., 2003a y 2003b], [Sklar, 1997a].

Los modelos de propagación de gran escala se utilizan para calcular las pérdidas por trayectoria (L_p) de las señales que se reciben. A continuación presentamos un resumen sobre algunos de los modelos de propagación más populares.

3.3.2.1 Modelo de propagación en el espacio libre

En el modelo de propagación de espacio libre se supone que en el medio no hay objetos que absorban o dispersen la energía de las ondas radioeléctricas. Sin embargo, si suponemos que las señales se transmiten utilizando un radiador isotrópico, entonces la energía se atenuará con la distancia. Como el patrón de radiación de una fuente isotrópica es esférico, toda la energía de la señal está contenida en la superficie de la esfera, y como el área de la esfera depende de la distancia que hay entre la fuente y el receptor (ó punto de observación), se tiene que la densidad de potencia de la señal recibida es menor cuanto mayor es la distancia entre ambos. La densidad de potencia de la señal está dada como [Blake, 2004]

$$P_D = \frac{P_T}{4\pi d^2}; \quad (5)$$

P_D es la densidad de potencia en watts por metro cuadrado; P_T es la potencia total de la fuente en watts; y d es la distancia (en metros) entre la fuente y el punto de observación. Por otra parte, la potencia de las señales que se reciben depende de las dimensiones de la antena receptora, cuya área efectiva está dada por la relación [Blake, 2004]

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}; \quad (6)$$

λ es la longitud de onda de la señal. Así, la potencia recibida (P_R) se puede expresar como

$$P_R = \frac{A_{\text{eff}} P_T}{4\pi d^2}. \quad (7)$$

Por consiguiente, el factor de atenuación en el espacio libre, que es la razón de la potencia recibida a la potencia transmitida, es [Blake, 2004], [Chryssomallis, 2002], [Sklar, 1997a]

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (8)$$

En (8) puede observarse que la atenuación en el espacio libre sigue una ley cuadrática inversa respecto a d , aunque en la práctica no es precisamente cuadrática.

La potencia de la señal que se recibe siempre será menor que la potencia de la señal que se transmitió debido a que el canal inalámbrico es un medio de transmisión pasivo. Por ello, al expresar al factor de atenuación en decibeles se obtiene una ecuación que representa a las pérdidas por trayectoria en el espacio libre (L_{fs}) [Chryssomallis, 2002], [Sklar, 1997a], [Rappaport, 2002]. Reescribiendo (8) en decibiles tenemos que L_{fs} está dada como

$$L_{fs} = 32.44 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d(\text{Km}). \quad (9)$$

La ecuación (9) aplica para el caso en el que se emplean antenas isotrópicas y en ella no hemos tenido en cuenta las ganancias de las antenas transmisora ni receptora.

3.3.2.2 Modelo de propagación de tierra plana

Existe un modelo de propagación simple pero útil para estimar el área de cobertura de los sistemas inalámbricos, en él se supone que al receptor llegan dos señales, una que viajó por

el espacio libre y otra que es producto de la reflexión que sufren las ondas al chocar con el suelo. Este modelo se conoce como modelo de tierra plana y depende de tres factores: distancia entre las antenas transmisora y receptora; altura de la antena transmisora; altura de la antena receptora.

En el modelo de tierra plana la potencia de la señal que se recibe está dada como

$$P_R = P_T \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2, \quad (10)$$

donde h_T y h_R denotan la altura de la antena transmisora y de la antena receptora.

De acuerdo con (10) tenemos que el factor de atenuación es igual a

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2. \quad (11)$$

De lo anterior tenemos que las pérdidas por trayectoria en el modelo de tierra plana están dadas como [Blake, 2004], [Chryssomallis, 2002]

$$L_p = 40 \log d(km) - 20 \log h_T(mts) - 20 \log h_R(mts). \quad (12)$$

A partir de (12) puede notarse que las pérdidas en el espacio libre son proporcionales a d^4 y que no dependen de la frecuencia de la señal. También puede notarse que duplicar la altura de la antena implica que la potencia recibida se incremente en 6 dB, mientras que si d se duplica las pérdidas se incrementan en 12 dB [Chryssomallis, 2002].

Una variante del modelo de propagación de tierra plana es el modelo de Egli [Rappaport, 2002], el cual toma en cuenta la frecuencia de la señal para calcular las pérdidas por trayectoria, que según este modelo están dadas como

$$L_p = 40 \log d(km) + 20 \log f(MHz) - 20 \log h_T(mts) - 20 \log h_R(mts) - 32.04(dB) \quad (13)$$

3.3.2.3 Modelo de difracción por bordes afilados

Además de las pérdidas de espacio libre y de tierra plana, existe otro tipo de pérdida asociado con la dispersión de energía de las ondas y que es provocada por el fenómeno de la difracción. A tal tipo de pérdida se le conoce como pérdida por obstrucción ó pérdida por difracción, y es ocasionada por obstáculos de grandes dimensiones que están presentes en el entorno de propagación y que difractan a las ondas radioeléctricas [Chryssomallis, 2002].

La difracción de las señales se evalúa bajo el principio de Huygens calculando el parámetro de difracción de Fresnel–Kirchoff (v_{FK}) que está dado como

$$v_{FK} = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}; \quad (14)$$

donde h es la altura efectiva del objeto obstructor; d_1 es la distancia entre el transmisor y el obstructor; d_2 es la distancia entre el obstructor y el receptor.

El concepto de pérdidas por difracción se puede explicar mediante las zonas de Fresnel. Las zonas de Fresnel representan secciones sucesivas donde las ondas secundarias que se forman por difracción tienen trayectorias con longitudes $n\lambda/2$ veces mayores que la longitud de la trayectoria de transmisión directa (trayectoria *line of sight* ó LoS).

El radio de la enésima zona de Fresnel (r_{nth}) se puede expresar como [Rappaport, 2002]

$$r_{nth} = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}. \quad (15)$$

La ecuación (15) es válida para $d_1, d_2 \gg r_{nth}$.

El modelo de difracción por bordes afilados se utiliza para calcular las pérdidas por difracción (L_D) provocadas por la presencia de un solo objeto obstructor mediante

$$L_D = 20 \log |F(v_{FK})|; \quad (16)$$

en la que $F(v_{FK})$ es la integral de Fresnel evaluada en función del parámetro de difracción de Fresnel y que está definida como [Rappaport, 2002]

$$F(v_{FK}) = \frac{(1+j)}{2} \int_{v_{FK}}^{\infty} \exp\{(-j\pi t^2)/2\} dt. \quad (17)$$

Para calcular la integral de Fresnel comúnmente se utilizan tablas o gráficas.

El proceso para calcular las pérdidas por difracción se complica cuando en el entorno de propagación existen más de un objeto obstructor y se convierte en un problema matemático sumamente laborioso. En [Rappaport, 2002] se hace referencia a cuatro modelos de propagación para calcular las pérdidas por difracción provocadas por más de un objeto.

3.3.2.4 Modelos de propagación empíricos

Cuando en los modelos de propagación se calculan las pérdidas por trayectoria sin tomar en cuenta al entorno de propagación, como sucede en los modelos de espacio libre y de tierra plana, lo que se obtiene es un estimado de la potencia de la señal que puede no corresponder con la potencia que en realidad se recibiría en un determinado escenario. Esto se debe a que la interacción de las señales con el entorno de propagación varía en función de la ubicación del transmisor y del receptor, aún cuando la distancia entre ambos sea igual. No obstante, el valor promedio de las pérdidas por trayectoria para una determinada distancia d , se puede calcular tomando en cuenta al entorno de propagación mediante:

$$\overline{L_p}(dB) = L_{ref}(dB) + 10n \log \frac{d}{d_{ref}}, \quad (18)$$

donde $\overline{L_p}$ es el valor promedio de las pérdidas por trayectoria para una distancia d ; el valor de L_{ref} (que corresponde a las pérdidas por trayectoria en un punto de referencia) se obtiene a partir de mediciones de campo, ó bien, a partir del modelo de espacio libre; d_{ref} es una distancia de referencia; y n es un parámetro del modelo que depende de la frecuencia, altura de las antenas y del entorno de propagación ($n = 2$ en el modelo de espacio libre).

Los parámetros de $\overline{L_p}$, tal y como aparece en (18), se obtienen a partir de mediciones de campo, por ello, a este tipo de modelos de propagación se les conoce como modelos empíricos. Los modelos empíricos permiten estimar las perdidas por trayectoria en función del entorno de propagación y del área de cobertura del sistema. Con respecto al entorno de propagación estos modelos suelen clasificarse como modelos urbanos, suburbanos y rurales, en tanto que en función del área de cobertura se clasifican como modelos macrocelulares, microcelulares y picocelulares [Chryssomallis, 2002], [Rappaport, 2002].

Los modelos empíricos se presentan típicamente como gráficas, tablas e incluso como formulas matemáticas. El modelo de Okumura es un modelo de propagación urbano macrocelular desarrollado a partir de mediciones obtenidas en la ciudad de Tokio (Japón) y cuya presentación está en forma de tablas y gráficas. Hata [Chryssomallis, 2002], [Sklar, 1997a] elaboró formulas para el modelo de Okumura. Otros modelos empíricos son el COST 231, el modelo de Lee y el modelo Ibrahim–Parsons [Rappaport, 2002].

3.3.2.5 Modelos de propagación deterministas y semideterministas

Existen otros tipos de modelos de propagación conocidos como modelos deterministas, los cuales se elaboran desde un enfoque analítico y emplean herramientas matemáticas

complejas para caracterizar las propiedades físicas de la propagación radioeléctrica a gran escala. Los modelos deterministas consideran los efectos de la difracción producida por objetos como edificios y montañas; esto, como se vió anteriormente, implica cálculos de un alto esfuerzo computacional que en ocasiones no se justifica.

Debido a la dificultad que tiene el proporcionar estimados perfectos de las pérdidas por difracción, comúnmente se hacen modificaciones empíricas a las aproximaciones teóricas. A los modelos que proporcionan estimados de las pérdidas por trayectoria mediante aproximaciones teóricas modificadas empíricamente, se les conoce como modelos semideterministas [Rappaport, 2002] [Tam y Tran, 1995].

3.3.3 Desvanecimientos de plazo largo

Ya que $\overline{L_p}$ proporciona un valor promedio, no es capaz de describir el comportamiento fluctuante de la potencia que tiene lugar en la práctica. Por lo anterior tenemos que por sí solo $\overline{L_p}$ no caracteriza adecuadamente a las pérdidas por trayectoria L_p . Sin embargo, numerosas mediciones de campo demuestran que L_p puede modelarse con respecto a $\overline{L_p}$ como una variable aleatoria con distribución log-normal, de la siguiente manera:

$$L_p = \overline{L_p}(dB) + K_\sigma(dB); \quad (19)$$

en donde K_σ es una variable aleatoria gaussiana (en decibeles) de media cero con desviación estándar σ (en decibeles) que depende de la ubicación y de la distancia entre transmisor y receptor, y que representa a las fluctuaciones en la potencia de las señales recibidas con respecto a $\overline{L_p}$.

Tales fluctuaciones se conocen también como desvanecimientos de plazo largo y son causadas por objetos de grandes dimensiones, como edificios y montañas, que obstruyen la recepción de las señales.

La potencia que se recibe (P) puede entonces modelarse como una variable aleatoria cuya función de densidad de probabilidad (pdf) $f(P)$ está dada por

$$f(P) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(P-\bar{P})^2}{2\sigma^2}}; \quad (20)$$

en donde \bar{P} denota la potencia recibida promedio (en decibeles) y se obtiene directamente al calcular el valor de $\overline{L_p}$. La desviación típica de potencia oscila entre 6 y 12 dBs.

3.3.4 Cálculo del área de cobertura

Con la ayuda de (20) se puede estimar el área de cobertura de un sistema inalámbrico. Lo anterior se hace calculando la probabilidad de que la potencia recibida P sea mayor que una cierta potencia de umbral P_{\perp} tal como se muestra a continuación:

$$\text{Prob}(P > P_{\perp}) = \int_{P_{\perp}}^{\infty} f(P) dP; \quad (21)$$

$$\text{Prob}(P > P_{\perp}) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{P_{\perp} - \bar{P}}{\sqrt{2\sigma}}\right); \quad (22)$$

en donde $\text{erf}(\cdot)$ es la función de error complementario.

Por ejemplo, en un sistema ubicado en un escenario en donde $\bar{P} = -100 \text{ dBm}$, $\sigma = 10 \text{ dB}$, y para el que $P_{\perp} = -110 \text{ dBm}$, tenemos que $\text{Prob}(P > -110 \text{ dBm}) = 0.84$, es decir, el 84% del tiempo se recibe correctamente.

3.4 Propagación a escala pequeña

Uno de los fenómenos que se presentan en el canal radio y que más afecta a las señales que viajan a través del mismo es el de la propagación multirayectoria. La propagación multirayectoria es una consecuencia directa de la propagación a escala pequeña y se debe principalmente a los mecanismos de reflexión y difracción [Proakis, 2001].

Debido a los efectos de este fenómeno, cuando se transmite una señal $s(t)$ por el canal llegan al receptor múltiples copias (ecos) de $s(t)$ que viajaron por trayectorias diferentes; cada eco tiene un factor de atenuación, desplazamiento de fase, y tiempo de arribo diferente al de los otros ecos. Como los ecos de la señal llegan al receptor con retardos diferentes, desde el punto de vista del receptor la propagación multirayectorias se manifiesta como el ensanchamiento de la señal en el tiempo. Además, si se considera el movimiento relativo entre transmisor (Tx) y receptor (Rx), la propagación multirayectoria exhibe un carácter variante en el tiempo; esto se debe a que los efectos del canal en la señal varían de una posición (tiempo) a otra, ya que el entorno del medio de propagación también cambia.

Como se mencionó anteriormente, los ecos de la señal que se propaga en el canal llegan al Rx con diferentes retardos. Si se grafica la intensidad de los ecos contra el retardo con el que llegan, se obtiene lo que se conoce como el perfil potencia-retardo (PPR); al tiempo que hay entre la llegada del primer eco significativo y el último eco significativo se le conoce como el máximo retardo excesivo (T_m). Lo anterior es la manifestación del ensanchamiento de la señal en el tiempo. Si T_m es mayor que la duración del símbolo (T_s), entonces habrá interferencia intersímbolos (ISI) debido a que se recibirán ecos correspondientes al símbolo $n-k$, con $k \geq 1$, en el tiempo en que se recibe al símbolo n .

Se puede hacer una descripción semejante desde el dominio de la frecuencia mediante la siguiente relación [Sklar, 1997a]:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m}; \quad (23)$$

en la que B_c representa al ancho de banda de coherencia, el cual establece la cota máxima para que la señal recibida no se vea afectada por la distorsión causada por ISI.

El ancho de banda de coherencia es el ancho de banda del canal dentro del cual los componentes frecuenciales de $s(t)$ se tratan con la misma ganancia en amplitud y en fase. Si el ancho de banda de $s(t)$, B_s , es menor que el ancho de banda de coherencia, es decir, $B_s < B_c$, entonces se producirán desvanecimientos planos en la frecuencia y solamente se tendrá una degradación en la SNR; en el caso contrario, cuando $B_s > B_c$, se tendrán desvanecimientos selectivos en frecuencia que distorsionarán a la señal y producirán ISI.

El ancho de banda de coherencia se puede calcular también mediante la transformada de Fourier (TF) del PPR, y de manera equivalente se pude derivar a partir de la función de autocorrelación del canal con respecto a la frecuencia [Proakis, 2001].

Desde el punto de vista de la variación del canal en el tiempo, el intervalo de tiempo durante el cual el canal se mantiene invariante se conoce como tiempo de coherencia (T_o). El tiempo de coherencia, T_o , indica el tiempo en el que las características del canal permanecen relativamente constantes, es decir, en el que el canal muestra un comportamiento invariante en el tiempo. T_o establece la duración mínima que pueden tener los símbolos para evitar ISI. Si T_s es mayor que T_o entonces los símbolos de la señal percibirán variaciones en el factor de atenuación del canal por lo que se distorsionarán; a este efecto se le denomina desvanecimiento rápido. Por otra parte, si T_s es menor que T_o los

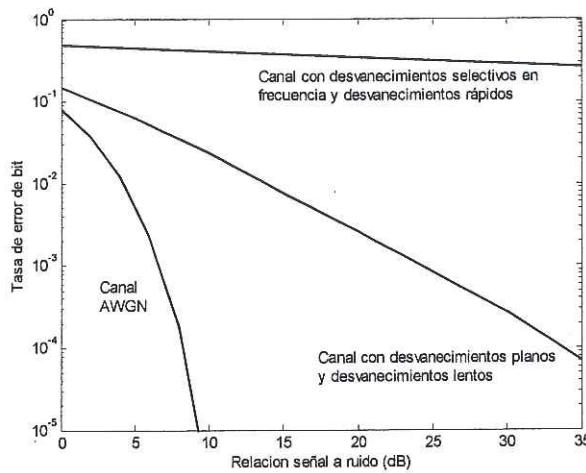


Figura 9. Comparación de las tasas de error de bit de un canal inalámbrico tipo Rayleigh y la de un canal AWGN. Las curvas corresponden a la modulación BPSK.

símbolos de $s(t)$ percibirán factores de atenuación constantes que únicamente degradarán la SNR; a este efecto se le conoce como desvanecimiento lento.

La variación del canal en el tiempo se puede estudiar también desde el dominio de la frecuencia mediante la TF de la función de autocorrelación del canal con respecto al tiempo, obteniéndose así el espectro Doppler [Proakis, 2001].

La calidad del radio enlace se degrada considerablemente como resultado de los desvanecimientos y del carácter selectivo en frecuencia del canal. Dicha degradación repercute principalmente en la tasa de error de bits. En la figura 9 se muestra la tasa de error de bit (BER) del canal para diferentes valores de SNR y para los casos en que el canal está en un estado malo (con desvanecimientos lentos o desvanecimientos planos en frecuencia), o en su peor estado (desvanecimientos rápidos y/o desvanecimientos selectivos en frecuencia). Para efectos de comparación hemos incluido una curva correspondiente al canal AWGN, el cual se puede considerar como un canal benévolos.

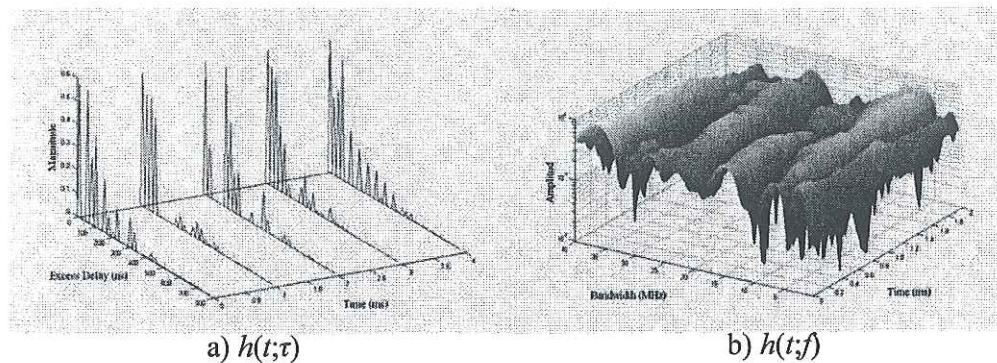


Figura 10. a) Respuesta al impulso del canal en el dominio tridimensional. b) Función de transferencia del canal en el dominio tridimensional.

3.4.1 Respuesta al impulso del canal inalámbrico

El modelo clásico del canal radio lo describe como un filtro lineal variante en el tiempo cuya respuesta al impulso es [Proakis, 2001]:

$$h(t; \tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)); \quad (24)$$

en donde $h(t; \tau)$ es la respuesta del canal en el tiempo t a un impulso aplicado en el tiempo $t - \tau$. $N(t)$ es el número de ecos que llegan al receptor en el tiempo t , mientras que $\alpha_n(t)$, $\theta_n(t)$ y $\tau_n(t)$, que típicamente se modelan como procesos aleatorios, describen respectivamente a la magnitud del factor de atenuación, al desplazamiento de la fase, y al tiempo de arribo del enésimo eco. Así mismo, la función de transferencia del canal, $h(t; f)$, está definida como la transformada de Fourier de $h(t; \tau)$ de la siguiente manera:

$$h(t; f) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (25)$$

En la figura 10.a) se muestra una representación de la respuesta al impulso del canal en el dominio tridimensional, y en la figura 10.b) se muestra su función de transferencia.

Para algunos canales, como aquellos en la banda UHF (0.3–3 GHz), la respuesta al impulso es más bien una función continua en τ . Este tipo de canales se conoce como canales difusos y se caracterizan mediante una respuesta al impulso definida como

$$h(t; \tau) \equiv \alpha(t; \tau) e^{j\theta(t; \tau)}. \quad (26)$$

3.4.2 El canal WSSUS

Debido a su naturaleza aleatoria el canal suele modelarse como un proceso aleatorio que si además tiene un número de ecos grande, entonces, por el teorema del límite central, puede modelársele como un proceso Gaussiano [Proakis, 2001].

Aunque la caracterización del canal es una tarea sumamente complicada, si éste es un proceso gaussiano estacionario en el sentido amplio (*Wide sense stationary*, WSS) y tiene dispersión no-correlacionada (*uncorrelated scattering*, US), entonces se puede caracterizar completamente mediante su función de autocorrelación, la cual está definida como

$$R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \equiv \frac{1}{2} E\{h^*(t; \tau_1) \cdot h(t + \Delta t; \tau_2)\}; \quad (27)$$

en donde $E\{\cdot\}$ denota promedio estadístico), $\{\cdot\}^*$ el complejo conjugado y Δt retardos (lags) temporales. Este modelo de canal se conoce como el canal WSSUS.

Como en el modelo WSSUS se supone que la dispersión es no-correlacionada, entonces

$$\frac{1}{2} E\{h^*(t; \tau_1) \cdot h(t + \Delta t; \tau_2)\} = R(\Delta t; \tau_1) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (28)$$

De manera equivalente tenemos que

$$R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \xleftarrow{TF(\tau)} R(\Delta t; f_1, f_2), \quad (29)$$

en donde $R(\Delta t; f_1, f_2)$ es la función de autocorrelación del canal en la frecuencia y $TF(\tau)$ denota la transformada de Fourier con respecto a τ . Como hemos supuesto que la dispersión no está correlacionada, entonces tenemos que

$$R(\Delta t; f_1, f_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2, \quad (30)$$

$$R(\Delta t; f_1, f_2) = R(\Delta t; \Delta f); \text{ con } \Delta f = f_1 - f_2. \quad (31)$$

En (31) podemos notar que la función de autocorrelación del canal en la frecuencia, $R(\Delta t; \Delta f)$, también conocida como función de correlación tiempo-frecuencia, depende solamente de la diferencia entre f_1 y f_2 .

La función de correlación en el tiempo, $R(\Delta t)$, definida con respecto a $R(\Delta t; \Delta f)$ como

$$R(\Delta t) \equiv R(\Delta t; 0), \quad (32)$$

está relacionada con la selectividad del canal en el tiempo (dispersión en la frecuencia), en tanto que la función de correlación en la frecuencia (FCF), $R(\Delta f)$, definida como

$$R(\Delta f) \equiv R(0; \Delta f), \quad (33)$$

está relacionada con la selectividad del canal en la frecuencia (dispersión en el tiempo).

El ancho de banda de coherencia B_c se calcula a partir de la FCF como el ancho de banda para el cual el valor absoluto de $R(\Delta f)$ es mayor o igual que un determinado valor que en la práctica se establece entre 0.9 y 0.5; calcular B_c de ésta manera y no mediante (23) proporciona una cota más precisa. Cabe mencionar que la FCF tiene un papel preponderante en el desempeño de sistemas multicarrier CDMA.

Por otra parte, la función de dispersión del canal $S(\phi; \tau)$, la cual nos proporciona información acerca de la dispersión de la potencia que produce el canal sobre el retardo (τ) y sobre la frecuencia Doppler (ϕ), está relacionada con $R(\Delta t; \Delta f)$ mediante

$$S(\phi; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t; \Delta f) e^{-j2\pi\phi\Delta t} e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t d\Delta f. \quad (34)$$

La función $S(\phi) \equiv S(\phi; 0)$ se conoce como espectro Doppler y, de acuerdo con (33), esta relacionada con la función de correlación en el tiempo del canal, $R(\Delta t)$, como

$$S(\phi) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t) e^{-j2\pi\phi\Delta t} d\Delta t. \quad (35)$$

De igual manera, la función $S(\tau) \equiv S(0, \tau)$, también conocida como el perfil potencia-retardo del canal, está relacionada con la función $R(\Delta f)$ mediante

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta f) e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f. \quad (36)$$

También podemos expresar a $S(\tau)$ como

$$S(\tau) = E \left\{ |h(t; \tau)|^2 \right\}, \quad (37)$$

en donde $|\cdot|$ denota valor absoluto. Aquí debemos aclarar que aunque anteriormente habíamos utilizado el término perfil potencia-retardo, en adelante solamente nos referiremos a $S(\tau)$ como el perfil potencia-retardo (PPR) y llamaremos a la función $|h(t; \tau)|^2$ como perfil retardo-potencia instantáneo. Nótese que $S(\tau)$ es una función puramente determinista mientras que $|h(t; \tau)|^2$ es una función aleatoria.

El PPR está caracterizado por su primer momento $\bar{\tau}$, conocido como retardo promedio, y por la raíz cuadrada del segundo momento central, conocido como delay spread D_s .

desigual la reflexión dispersará a las ondas, ya que debido a la no uniformidad de la superficie los ángulos de incidencia de las ondas (rayos) serán diferentes y por consiguiente los ángulos de los rayos reflejados también serán diferentes entre sí.

Al fenómeno de la reflexión se le saca provecho, por ejemplo, en los receptores con antenas parabólicas, ya que como la energía de cualquier onda plana que entra a la antena pasa por un solo punto conocido como foco, es más fácil detectar y demodular a las señales.

3.2.3 Refracción

Tal como sucede con la luz, una onda radioeléctrica sufre una flexión en su trayectoria cuando al propagarse cambia de medio; tal flexión depende del ángulo con el que incide la onda sobre la superficie del nuevo medio. Al igual que para la reflexión, en la refracción los ángulos incidente y refractado se miden con respecto a una línea perpendicular a la superficie que marca la frontera entre los dos medios. Los ángulos de incidencia y de refracción se obtienen utilizando la ley de Snell, la cual está dada como:

$$n_1 \operatorname{sen} \theta_1 = n_2 \operatorname{sen} \theta_2 ; \quad (3)$$

donde θ_1 y θ_2 son respectivamente los ángulos de incidencia y refracción; n_1 y n_2 son los índices de refracción del medio anterior y del medio actual.

Cuando una onda pasa de un medio a otro que tiene una constante dieléctrica mayor, y por consiguiente una velocidad de propagación menor, su trayectoria se flexiona hacia la normal. En el caso contrario, cuando la onda pasa de un medio a otro con constante dieléctrica menor, y velocidad de propagación mayor, entonces la trayectoria de la onda se curva en dirección opuesta a la normal. Ambos casos se ilustran en la figura 7.

Tales cantidades están definidas de la siguiente manera:

$$\bar{\tau} \equiv \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau S(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) d\tau}, \quad (38)$$

$$D_s \equiv \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 S(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) d\tau} - \bar{\tau}}. \quad (39)$$

3.4.2.1 El modelo de Jakes

Uno de los modelos de canal de escala pequeña más populares es el modelo de Jakes [Jakes, 1977]. Este modelo considera un transmisor isotrópico y dispersores uniformemente distribuidos dentro del área de recepción en dos dimensiones.

En este modelo la función de autocorrelación del canal $R(\Delta t; \Delta f)$ está dada como

$$R(\Delta t; \Delta f) = \frac{J_0(2\pi f_D \Delta t)}{1 + j2\pi D_s \Delta f}, \quad (40)$$

en donde $J_0(\cdot)$ es la función de Bessel del primer tipo y orden cero; f_D es la máxima frecuencia Doppler definida como

$$f_D = v f_0 / c, \quad (41)$$

donde v es la velocidad relativa entre transmisor y receptor (en m/s) y c es la velocidad de la luz (3×10^8 m/s). De (40) tenemos que las funciones $R(\Delta t)$ y $R(\Delta f)$ están dadas como

$$R(\Delta t) = J_0(2\pi f_D \Delta t), \quad (42)$$

$$R(\Delta f) = \frac{1}{1 + j2\pi D_s \Delta f}. \quad (43)$$

3.4.3 Funciones de densidad de probabilidad de los parámetros de la respuesta al impulso

Como mencionamos antes, comúnmente se considera que los parámetros de $h(t; \tau)$ son aleatorios, por lo que se les caracteriza mediante funciones de densidad de probabilidad.

Con respecto a (24) encontramos que la magnitud (amplitud) del factor de atenuación, α_n , se caracteriza mediante una función de densidad de probabilidad (pdf) Rician cuando existe un componente de línea de vista (LoS), o bien por una pdf Rayleigh cuando no existe componente de LoS [Saleh y Valenzuela, 1987], [Bultitude, 1987], [Clarke, 1968], [Cox, 1973], [Kim et al., 1996], [Walker et al., 1998], [Zepernik y Wysocki, 1999]. Otra pdf que se utiliza para caracterizar a α_n es la pdf de Nakagami la cual es una generalización de la pdf Rician considerando m grados de libertad [Rappaport, 2002]. Con la intención de proporcionar una pdf que integre los efectos de la propagación a gran escala con los de la propagación a escala pequeña, en [Suzuki, 1977] se propuso una pdf que incluye los efectos de la variación log-normal a gran escala con la variación Rayleigh a escala pequeña.

En entornos cerrados como los que se encuentran en oficinas, fábricas, bodegas, etc., la amplitud del canal suele modelarse como un proceso Rician [Kim et al., 1996], [Walker et al., 1998], [Zepernik y Wysocki, 1999], [Bultitude, 1987], [Ganesh y Pahlavan, 1991], [Saleh y Valenzuela, 1987] cuya pdf está dada como

$$\Pr(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{(\alpha^2 + \alpha_0^2)}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{\alpha\alpha_0}{\sigma^2}\right); \quad \alpha \geq 0 \quad (44)$$

en donde α_0 es la amplitud del componente con mayor potencia; I_0 es la función modificada de Bessel del primer tipo y orden cero; y σ^2 es la varianza del componente difuso

(Rayleigh). Aunque también se ha sugerido en la literatura que la amplitud de la respuesta al impulso del canal en interiores se modele con una pdf log-normal [Hashemi, 1993a], [Hashemi, 1993b], en esta tesis en particular emplearemos la pdf Rician para modelar la amplitud de la respuesta al impulso del canal.

Por otra parte, el tiempo de arribo $\tau_n(t)$ se caracteriza comúnmente mediante una pdf exponencial, por lo que $N(t)$ se modela como un proceso de Poisson. No obstante, se ha encontrado que la pdf de Poisson no es adecuada para todos los casos por lo que se ha sugerido una versión modificada de la pdf de Poisson que, dependiendo del entorno, se adapta mejor a los datos recolectados mediante mediciones de campo [Ganesh y Pahlavan, 1991], [Hashemi y Toll, 1992], [Hashemi et al., 1992a y 1992b], [Hashemi, 1993a y 1993b], [Hashemi y Toll, 1994], [Suzuki, 1977].

Finalmente, la fase $\theta_n(t)$, que nos proporciona información sobre el desplazamiento Doppler que sufre la portadora y sobre el ángulo de arribo del enésimo eco, se modela como un proceso uniformemente distribuido dentro del intervalo cerrado $[-\pi, \pi]$.

3.5 Contramedidas a los efectos no deseados de la propagación a escala pequeña: Tasa de error de bit

En la figura 9 se observa que no se puede utilizar simplemente un código corrector de errores para reducir el BER y mejorar el rendimiento del sistema, ya que como la tasa de errores es aproximadamente del 50% el código corrector no funcionará bien. Sin embargo, se pueden emplear diferentes técnicas para reducir los inconvenientes que produce el canal y aproximar el BER del canal inalámbrico al BER del canal AWGN.

Para contrarrestar los efectos de los desvanecimientos rápidos se emplean formatos de modulación robustos y no-coherentes como GMSK (*Gaussian minimum shift keying*), ó modulación diferencial coherente como el 8-PSK diferencial [Edbauer, 1989]. También se pueden emplear códigos correctores de errores pero conjuntamente con técnicas de entrelazado. Así mismo se pueden emplear técnicas adaptativas de igualación de canal.

Para los desvanecimientos selectivos en frecuencia se pueden utilizar técnicas de igualación de canal ó algún esquema de modulación de espectro ensanchado como CDMA de secuencia directa [Pickholtz et al. 1982] ó modulación multiportadora como OFDM.

El BER del peor estado del canal se puede aproximar directamente al BER del canal AWGN mediante técnicas de recepción con diversidad.

En el resto de esta sección, con la que concluimos el presente capítulo, describiremos brevemente algunos métodos que se emplean en la práctica.

3.5.1 Igualación de canal

Los igualadores de canal pretenden disminuir la distorsión que produce el canal en las señales y que provoca ISI. La igualación se hace utilizando un banco de filtros adaptivos cuyas ganancias en amplitud y en fase neutralizan al factor de atenuación del canal.

Un método de igualación de canal comúnmente utilizado para remover la ISI en receptores con alta relación señal a ruido es el de la técnica conocida como *zero-forcing* (ZF) *equalization*. El coeficiente de igualación en este igualador de canal está dado por

$$q(t) = h^*(t) / \|h(t)\|^2. \quad (45)$$

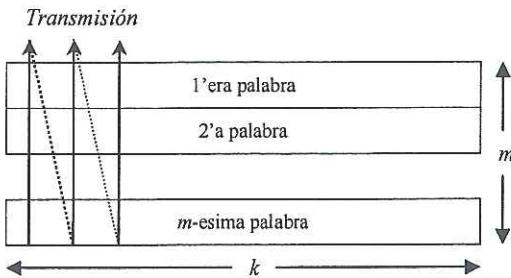


Figura 11. Matriz de entrelazado de dimensiones $m \times k$.

3.5.2 Entrelazado de bit

Debido a los efectos de los desvanecimientos, los errores suelen presentarse a ráfagas en el canal inalámbrico, lo que reduce la eficiencia de los códigos correctores de errores e incrementa el BER del sistema. Para evitar largas cadenas de errores se utilizan técnicas de entrelazado de bit que hacen que los errores aparezcan aislados permitiendo así que los códigos correctores de errores funcionen adecuadamente. Básicamente existen dos tipos de entrelazado, el entrelazado de símbolo y el entrelazado de bit. Aquí solamente revisaremos los conceptos relacionados con el entrelazado de bit, pero en [Proakis, 2001] y [Rappaport, 2002] se puede encontrar información sobre las técnicas de entrelazado en general.

El entrelazado de bit es un proceso en el cual los bits no se transmiten en el orden en que se generan, sino que se colocan en un buffer y se transmiten utilizando un patrón de permutación conocido tanto por el transmisor como por el receptor. Los bits se entrelazan utilizando una matriz de dimensión $m \times k$ en la que cada fila corresponde a una palabra de longitud ' k ' y en donde el número de filas está dado por la profundidad del entrelazado ' m '. La transmisión de los bits se hace columna a columna como se muestra en la figura 11.

Un inconveniente de esta técnica es el retardo generado por el proceso de llenado de la matriz. Por ello, el número máximo de símbolos en la matriz debe satisfacer lo siguiente:

$$b_{\max} = \frac{R_b \cdot r_{\max}}{\kappa}. \quad (46)$$

en donde b_{\max} es el número máximo de bits en la matriz, R_b es la tasa de bits, r_{\max} es el retardo máximo permitido y κ es la tasa del código de corrección de errores.

3.5.3 Diversidad

Si se toman 2 o más muestras de una señal, de manera que los desvanecimientos que experimentan las muestras sean independientes entre sí, entonces la probabilidad de que la potencia de todas las muestras esté por debajo de un determinado nivel al mismo tiempo es muy pequeña; lo que permite seleccionar a las muestras con mayor SNR ó bien combinarlas a todas para obtener una señal con alta SNR. Esta estrategia de recepción se conoce como recepción con diversidad y puede implementarse en tiempo, en frecuencia, o en el espacio.

Como hemos mencionado, en un receptor con diversidad las señales se procesan con el objetivo de seleccionar a la señal con mejor SNR ó bien de combinarlas a todas. El método de selección no es eficiente ya que desaprovecha las aportaciones que potencialmente pueden hacer el resto de las señales. Por el contrario, cuando las señales se combinan se pueden obtener resultados favorables que permiten aproximar el BER que presenta un canal selectivo en frecuencia (y/o con desvanecimientos rápidos) al BER de un canal AWGN.

Ya que la recepción con diversidad en la frecuencia está implícita en MC-CDMA, a continuación describimos cuatro técnicas de combinación de señales en la frecuencia.

3.5.3.1 Combinación por máxima relación: MRC

En MRC el receptor corrige la rotación en la fase producida por la dispersión de las ondas y después combina a las señales proporcionalmente con la SNR de cada una. Ya que la SNR de cada señal es diferente, combinarlas de esa forma produce una solución óptima en la mayoría de los casos. El coeficiente de igualación de canal en MRC está dado como:

$$q_k = H_k^*, \quad (47)$$

donde H_k es el valor de la función de transferencia del canal para la k -ésima frecuencia.

3.5.3.2 Combinación por igual ganancia: EGC

Aquí el receptor corrige la rotación de la fase de las señales causada por la dispersión y combina a las señales dándoles un peso igual. El coeficiente de igualación de canal que se emplea en EGC está dado por:

$$q_k = \frac{H_k^*}{\|H_k\|}. \quad (48)$$

El desempeño de MRC y de EGC es el mismo si las señales de todos los canales tienen la misma intensidad (para más información ver [Proakis, 2001]).

3.5.3.3 Combinación por restauración de la ortogonalidad: ORC

ORC es una técnica de combinación basada en la igualación de canal ZF y por tanto neutraliza los efectos del canal para cada señal que se recibe antes de sumarlas. El coeficiente de igualación de canal en ORC está dado como:

$$q_k = \frac{H_k^*}{\|H_k\|^2}. \quad (49)$$

El principal problema que padece ORC es que para canales con baja SNR el ruido se amplifica más de lo deseado, por lo que la contribución de esos canales al BER del sistema se vuelve significativa. No obstante, cuando la SNR es alta ORC funciona bastante bien.

3.5.3.4 Combinación de mínimo error cuadrático medio: MMSEC

MMSEC es una técnica de combinación que busca disminuir el error cuadrático medio entre la señal que se transmitió y la señal que se ha recibido. En MMSEC el coeficiente de igualación de canal está dado como:

$$q_k = \frac{H_k^*}{\|H_k\|^2 + \sigma_n}, \quad (50)$$

en donde σ_n es la potencia del ruido.

Como MMSEC combina a las señales teniendo en cuenta la potencia del ruido, se eliminan los problemas que padece ORC a causa de la amplificación excesiva del ruido.

IV. OFDM Y MC-CDMA

4.1 Introducción

Como se vio en el capítulo anterior, los sistemas de comunicaciones inalámbricos de alta velocidad enfrentan problemas producidos por la propagación multirayos. Tales problemas son particularmente agudos cuando la información se envía sobre una única portadora, por ello, a mediados del siglo XX se comenzó a pensar en sistemas de transmisión con multiportadoras [Bingham, 1990]. Actualmente, dichos sistemas gozan de una alta y creciente popularidad y se emplean ya en la difusión inalámbrica (terrestre) de audio y televisión digital así como en redes inalámbricas de área local [Zou y Wu, 1995].

En el resto de este capítulo revisaremos los conceptos más importantes relacionados con los sistemas de transmisión por multiportadoras. Aunque aquí distinguiremos básicamente dos técnicas de transmisión por multiportadoras, OFDM y multicarrier CDMA (MC-CDMA), si al lector le interesa en [Bingham, 1990] puede encontrar información sobre los sistemas de transmisión por multiportadoras en general.

Debido a que los principios de operación de OFDM y MC-CDMA son bastante parecidos, dedicaremos la mayor parte del capítulo a OFDM. No obstante, explicaremos los conceptos característicos y particulares de MC-CDMA, también describiremos los principios de CDMA.

4.2 OFDM

4.2.1 Principios Teóricos

OFDM es una técnica de señalización en la que, típicamente, bloques de datos de un mismo usuario se transmiten simultáneamente sobre múltiples subportadoras ortogonales. El proceso de transmisión en OFDM se puede resumir en dos pasos. En el primer paso los datos en forma de bits, o arreglos de bits denominados símbolos, se agrupan en bloques de N datos. En el segundo paso los datos que contiene cada bloque se emplean para modular a un grupo de N subportadoras ortogonales siguiendo una relación uno a uno tal como se muestra en la figura 12; posteriormente las N subportadoras moduladas se transmiten simultáneamente, obteniéndose así un símbolo OFDM en banda base.

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

$$s_{ofdm}(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N d_n e^{j2\pi n f_0 t} \right\} \quad 0 \leq t \leq T_{ofdm}; \quad (51)$$

en donde d_n es el símbolo complejo ($d_n = a_n + jb_n$) que modula a la enésima subportadora; N

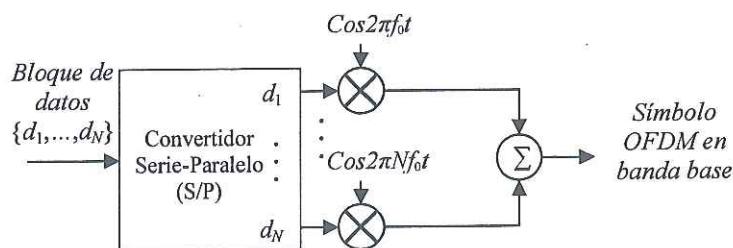


Figura 12. Modulador OFDM.

es el número de subportadoras ortogonales; T_{ofdm} es la duración temporal del símbolo OFDM y f_0 es la frecuencia fundamental ($f_0 = 1/T_{ofdm}$).

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

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

$$s_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi f_0 t_k}; \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (52)$$

en donde

$$f_0 = \frac{1}{N\Delta t}, \quad (53)$$

$$t_k = k\Delta t. \quad (54)$$

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

Al interpolar (52) se obtiene una señal $s(t)$ en el dominio continuo dada por

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi f_0 t}, \quad 0 \leq t \leq N\Delta t. \quad (55)$$

Nótese que a partir de (55) se puede obtener a la señal definida por (51). Por lo anterior tenemos que los símbolos OFDM se pueden generar calculando la IDFT del vector de N datos y llevando a cabo un proceso de conversión Digital/Analógico (D/A).

Debido a que el símbolo OFDM definido por (55) es complejo, en la etapa de radiofrecuencia (RF) comúnmente se utiliza un formato de modulación en fase y cuadratura (IQ) para montar a la señal OFDM sobre la portadora de frecuencia intermedia (IF).

Aunque transmitir símbolos OFDM complejos es una opción espectralmente eficiente, no es la única alternativa. Otra opción (fiel a la definición del símbolo OFDM dada por (51)) consiste en descartar a la parte imaginaria de (52) y transmitir únicamente su parte real, aunque esto implica transmitir información redundante sobre la parte del ancho de banda que corresponde a las frecuencias negativas. Considerando únicamente a la parte real de (52) se obtiene un vector \mathbf{g} cuyo k -ésimo elemento está dado como

$$g_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos 2\pi n f_0 t_k - b_n \sin 2\pi n f_0 t_k); \quad (56)$$

y la versión continua de (56) puede escribirse como:

$$g(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_n \cos 2\pi n f_0 t - b_n \sin 2\pi n f_0 t), \quad (57)$$

$$g(t) = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j 2\pi n f_0 t} \right\} \text{ para } 0 \leq t \leq N\Delta t. \quad (58)$$

Ya que la transformada de Fourier discreta es la operación inversa a la IDFT tenemos que las señales OFDM definidas por (55) y (58) se pueden demodular (en un escenario de transmisión sin distorsión) muestreando a $s(t)$ o a $g(t)$, según sea el caso, para $0 \leq t \leq N\Delta t$ y calculando la DFT del vector de muestras que se obtenga. Lo anterior es evidente para el caso de la señal $s(t)$, pero en el caso de $g(t)$ debe hacerse una consideración especial.

Debido a que $g(t)$ solo comprende a la parte real de la DFT del vector \mathbf{d} , es necesario muestrearla a una razón de $2/\Delta t$ muestras por segundo para recuperar correctamente al vector \mathbf{d} [Weinstein y Ebert, 1971]. Como el proceso de demodulación de $s(t)$ es trivial (muestrear a $s(t)$ a $1/\Delta t$ muestras/s y calcular la DFT de las N muestras correspondientes al intervalo $0 \leq t \leq N\Delta t$), explicaremos únicamente el proceso de demodulación de $g(t)$.

Al aplicar la DFT a la señal $g(m\Delta t/2)$, con $m = 0, \dots, 2N-1$, se obtiene un vector $\hat{\mathbf{d}}$ cuyo elésimo elemento \hat{d}_l está dado como:

$$\hat{d}_l = \sum_{m=0}^{N_b-1} g(m \frac{\Delta t}{2}) e^{-j2\pi ml/N_b}, \quad (59)$$

$$\hat{d}_l = \sum_{m=0}^{N_b-1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi nm/N} \right\} e^{-j2\pi nl/N_b}, \text{ con } N_b = 2N \text{ y } l = 0, \dots, N_b-1. \quad (60)$$

Desarrollando sobre (60) y resolviendo para $l = 0, \dots, N_b-1$, se tiene que:

$$\hat{d}_l = \begin{cases} 2a_0 & ; \quad m=0 \\ d_m & ; \quad m=1, \dots, N-1 \\ d_{N_b-m}^* & ; \quad m=N, \dots, N_b-1 \end{cases}, \quad (61)$$

donde $(\cdot)^*$ denota el conjugado complejo. Note que el vector $\hat{\mathbf{d}}$ es semejante al vector \mathbf{d} ya que excepto por d_0 , $\hat{\mathbf{d}}$ contiene a todos los símbolos del bloque \mathbf{d} .

Con base en lo anterior es evidente que un sistema OFDM se puede implementar eficientemente utilizando la IDFT y la DFT [Cimini, 1985]. En la práctica se emplea el algoritmo de la transformada de Fourier rápida (FFT) ya que reduce las N^2 operaciones necesarias para calcular la DFT hasta $N \log N$ operaciones que requiere la FFT [Zou y Wu, 1995].

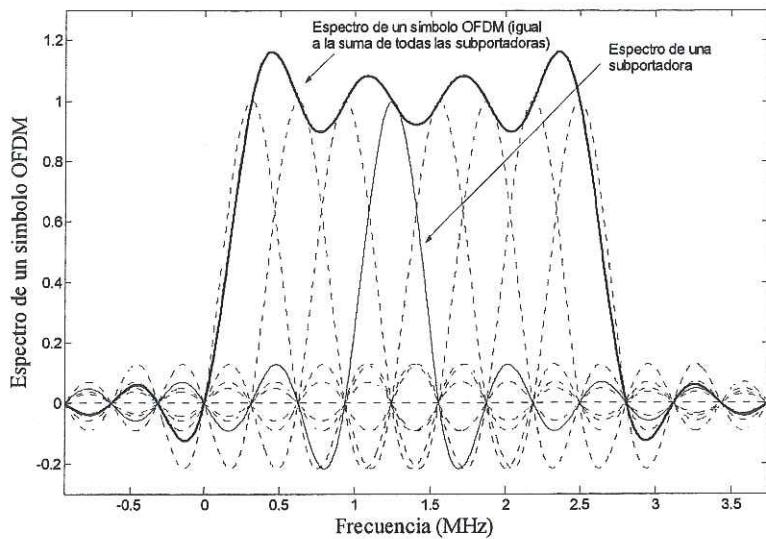


Figura 13. Espectro de un símbolo OFDM de 8 subportadoras.
En la figura $T_{ofdm} = 3.2 \mu s$; no se ha utilizado a la subportadora de DC.

En la figura 13 mostramos el espectro de un símbolo OFDM en banda base compuesto por 8 subportadoras moduladas en BPSK. Note que debido a la ortogonalidad de las suportadoras la energía que percibe cualquiera de ellas del resto de subportadoras moduladas es cero, por lo que a pesar de traslaparse no interfieren entre sí.

4.2.1.1 Algunas observaciones

Al implementar un sistema OFDM no es conveniente utilizar el *bin* que corresponde al componente de DC para transportar información. Además, es recomendable dejar en cero a los bins correspondientes a las frecuencias más altas, esto con el fin de tener una señal sobre muestreada en el tiempo y evitar así que los procesos de conversión de digital a analógico (D/A) y de analógico a digital (A/D) distorsionen al símbolo OFDM.

4.2.2 Resistencia a la selectividad en frecuencia y rechazo a la ISI: Tiempo de guardia y prefijo cíclico

Uno de los principales atractivos de OFDM está en su resistencia a la selectividad del canal en frecuencia. Ésta se debe a que aún cuando el ancho de banda del símbolo OFDM sea mucho mayor que el ancho de banda de coherencia del canal, el ancho de banda que ocupa cada subportadora modulada es típicamente menor que el ancho de banda de coherencia del canal. Por ello, en OFDM la información se puede enviar a altas velocidades ya las subportadoras moduladas perciben canales planos en frecuencia.

Además, debido a que en OFDM se transmiten N símbolos de datos en paralelo, la duración de un símbolo OFDM es N veces mayor que la de un símbolo QAM (símbolo de datos modulados en formato de amplitud y cuadratura, *quadrature amplitude modulation* QAM). Por ello OFDM es capaz de reducir la ISI que produce la propagación multirayectorias de manera que únicamente se presente ISI entre símbolos inmediatamente adyacentes (a diferencia de los sistemas de portadora sencilla en los que la ISI se presente entre varios símbolos). Más aún, es posible eliminar la ISI si se agrega un tiempo de guardia al símbolo OFDM cuya duración T_g sea mayor que el retardo máximo (*maximum excess delay*) introducido por el canal. Una forma de agregar ese tiempo de guardia consiste en incluir un grupo de muestras de valor cero (*zero padding*) al vector de muestras temporales del símbolo OFDM (vectores s ó g) antes de la conversión D/A. En el receptor se eliminan las muestras correspondientes al tiempo de guardia antes de calcular la DFT.

Sin embargo, debido a la propagación multirayectorias que se presenta en el canal inalámbrico, la técnica zero padding destruye la ortogonalidad entre las subportadoras

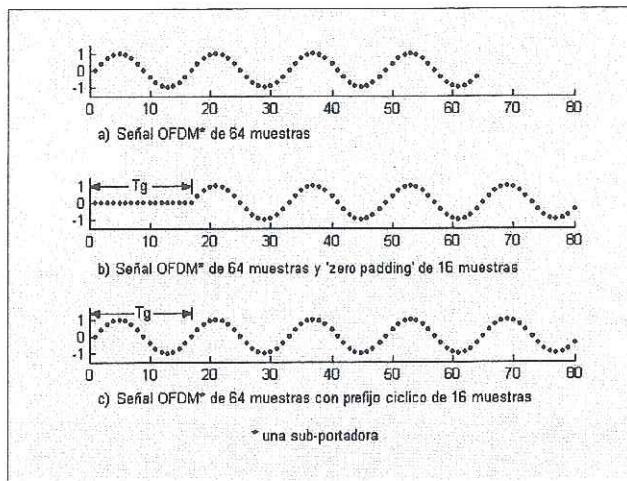


Figura 14. Ejemplo de la técnica ‘zero padding’ y del Prefijo Cíclico.

$$T_g = T_g = 16\Delta t.$$

producíendose así interferencia intrasímbolos. Una solución que permite eliminar la interferencia intrasímbolos consiste en insertar una copia de las ultimas $\lfloor T_g/\Delta t \rfloor$ muestras del símbolo OFDM en el espacio destinado al tiempo de guardia; así se garantiza que las subportadoras del símbolo OFDM conserven su ortogonalidad. Obviamente el tiempo de guardia incrementa la duración del símbolo OFDM, por lo que éste se convierte en $T_{ofdm} = (N + \lfloor T_g/\Delta t \rfloor) \cdot \Delta t$. La figura 14 ejemplifica los conceptos de tiempo de guardia, zero padding y de prefijo cíclico e ilustra la ubicación que tiene el tiempo de guardia en el símbolo OFDM.

4.2.3 Diagrama a bloques de un sistema OFDM

En la figura 15 presentamos un diagrama a bloques de un sistema OFDM similar al definido en el estándar 802.11a. Tal como se muestra en el diagrama, los bits que genera la fuente de información son codificados utilizando un codificador FEC (*forward error correction*). Posteriormente, un grupo de γN bits codificados se “mapean” en el plano IQ

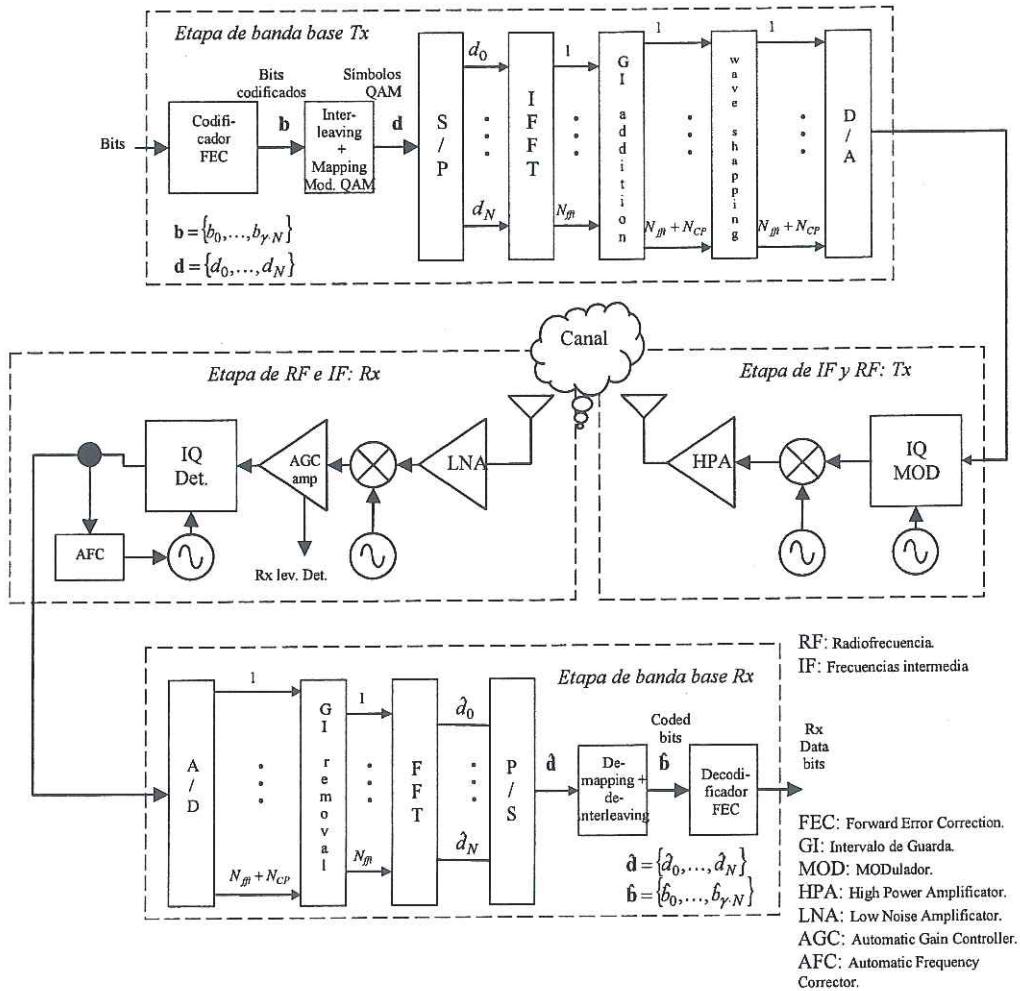


Figura 15. Diagrama a bloques de un sistema OFDM.

para formar los símbolos QAM. El parámetro γ corresponde a la tasa de modulación QAM utilizada (Un símbolo QAM se forma a partir de γ bits codificados.). Después de la modulación se calcula la IFFT del bloque de N símbolos QAM obteniéndose así el símbolo OFDM definido por (52). Note que en el diagrama tenemos N_{fft} salidas del bloque de IFFT contra N entradas. Esto se debe a que, como mencionamos anteriormente, en la práctica no se utilizan tanto el bin de DC como un número arbitrario de bins (suportadoras)

correspondientes a las frecuencias más altas. Por ello, en el diagrama diferenciamos el número de bins del DSP (*Digital Signal Procesor*), denotado por N_{ff} , del número de subportadoras de datos N ($N_{ff} \geq N$). Después del bloque de la IFFT está el bloque en el que se inserta el tiempo de guardia y el prefijo cíclico. El número de muestras del prefijo cíclico, N_{CP} , está dado como $N_{CP} = \lfloor T_g/\Delta t \rfloor$. El símbolo OFDM extendido cíclicamente se multiplica posteriormente por una señal conformadora que lo “moldea” para reducir transiciones abruptas entre símbolos sucesivos y para eliminar la interferencia fuera de banda. Después, el símbolo OFDM se transforma del dominio discreto al dominio continuo. Finalmente, el símbolo OFDM continuo en banda base modula a una portadora de frecuencia intermedia (IF) que posteriormente modulará a la portadora de radiofrecuencia. En el receptor se lleva a cabo el procedimiento inverso.

4.2.4 Estimación de canal

Para demodular correctamente a las señales que reciben, en OFDM se utilizan técnicas de igualación de canal cuya complejidad es mucho menor que la de los sistemas por portadoras sencilla [Hanzo et al., 2003]. Las técnicas de igualación de canal para OFDM se apoyan por lo general en procesos de estimación de la función de transferencia del canal.

En los estándares para WLANs que utilizan OFDM en su capa física se emplean técnicas de estimación de canal asistidas por portadoras piloto. En estas técnicas se transmiten señales conocidas por el receptor a determinadas frecuencias con la intención de que éste adquiera información sobre el estado de la función de transferencia del canal y pueda neutralizarla. Para más información sobre estas técnicas sugerimos ver [Hanzo et al., 2003].

4.2.5 Problemas que se presentan en OFDM

4.2.5.1 Pérdida del sincronismo de la portadora de RF

Este problema surge cuando existe una diferencia entre la frecuencia de la portadora de RF que se transmitió y la frecuencia de la señal que genera el receptor para hacer la demodulación coherente. Como consecuencia el espectro del símbolo OFDM sufre un despalamiento por lo que los puntos muestrales del espectro del símbolo OFDM no coinciden con la frecuencia exacta de las subportadoras, produciéndose así interferencia intrasimbólica. La solución está en métodos de sincronismo de portadora [Hanzo et al., 2003].

4.2.5.2 Desplazamiento en la ventana de muestreo en el Rx

Cuando la ventana dentro de la cual se muestrea al símbolo OFDM continuo no está exactamente alineada con el inicio y el fin de dicho símbolo se produce una rotación en la fase de los símbolos QAM que contiene el símbolo OFDM. Este problema se resuelve utilizando mecanismos de sincronismo de trama [Hanzo et al., 2003].

4.2.5.3 Diferencia en la frecuencia de muestreo de Rx y Tx

Cuando la frecuencia de muestreo del transmisor es diferente a la del receptor se produce un efecto de compresión-expansión del espectro del símbolo OFDM que da lugar a interferencia entre suportadotas. El problema se corrige generando intencionalmente un error de muestreo pequeño y ajustándolo hasta que se obtenga el resultado correcto [Litwin y Pugel, 2001].

En esta tesis suponemos que estos problemas no se presentan, asumiendo para ello que se utilizan los métodos adecuados. Si al lector le interesa, en [Litwin y Pugel, 2001], [Hanzo et al., 2003] y [Bingham, 1990], encontrará más información sobre estos y otros problemas.

4.3 Sistemas de espectro ensanchado: DSSS y DS-CDMA

4.3.1 Sistemas de espectro ensanchado

Básicamente, un sistema de espectro ensanchado (*spread spectrum*, SS) se puede definir como un sistema de transmisión en el cual la señal que se transmite al canal ocupa un ancho de banda mucho mayor que el mínimo necesario para transmitir la información correspondiente; el ensanchamiento del ancho de banda se lleva a cabo mediante un código independiente a los datos y el desensanchamiento se lleva a cabo en el receptor mediante una recepción sincronizada con dicho código [Pikholtz et al., 1982].

Los sistemas SS presentan varias características atractivas, como resistencia a la interferencia de banda angosta, baja probabilidad de intercepción de la información, acceso simultáneo de varios usuarios al mismo canal, etc. Existen dos tipos de sistemas de SS: SS de secuencia directa (*direct sequence SS*, DSSS) y SS por saltos en frecuencia (*frequency hopping SS*, FHSS); aquí explicaremos únicamente las características básicas de DSSS.

4.3.2 DSSS

En DSSS las señales de SS se obtienen multiplicando a los bits de duración T_b por una secuencia (código) seudo-aleatoria cuyos elementos (chips) tienen una duración $T_c =$

T_b/G_{DS} , donde G_{DS} es un entero positivo conocido como ganancia de procesamiento. Como la duración de los chips es G_{DS} veces menor que la de los bits, el ancho de banda de la señal resultante se ensancha G_{DS} veces con respecto al de la señal original.

En el lado del receptor los bits se recuperan calculando el producto interno entre cada bit ensanchado y su correspondiente código ensanchador. Sin embargo, debido a que en la práctica los bits ensanchados que se reciben no están alineados con el código ensanchador que se genera localmente en el receptor, el procedimiento para calcular el producto interno de ambos se sustituye por algún método para calcular la autocorrelación normalizada del código ensanchador. Por ello, y para alinear ambas señales, conviene que el código ensanchador tenga buenas propiedades de autocorrelación; alta para cuando el código esté alineado consigo mismo y baja para cuando no lo esté.

El método de correlación en DSSS permite además que el receptor saque provecho de la propagación multirayectorias. Esto se debe a que el receptor puede distinguir a los ecos de una misma señal que llegan con retardos múltiples de T_c si las propiedades de autocorrelación del código son buenas. Así, el receptor obtiene un tipo de diversidad en el tiempo que puede utilizar para generar una señal con alta SNR. Los receptores de este tipo se conocen como receptores RAKE [Sklar, 1997b], [Rappaport, 2002], [Proakis, 2001].

Por otra parte, con DSSS varios usuarios pueden compartir simultáneamente el mismo radio canal si a cada usuario se le asigna un código diferente al de los demás usuarios, cuidando que la correlación cruzada de los códigos sea baja (idealmente los diferentes códigos forman un conjunto ortogonal). Esta característica de DSSS le da la funcionalidad de técnica de acceso al medio. Debido a eso, DSSS se conoce también como CDMA de secuencia directa (DS-CDMA). Actualmente se está utilizando DS-CDMA en la capa física

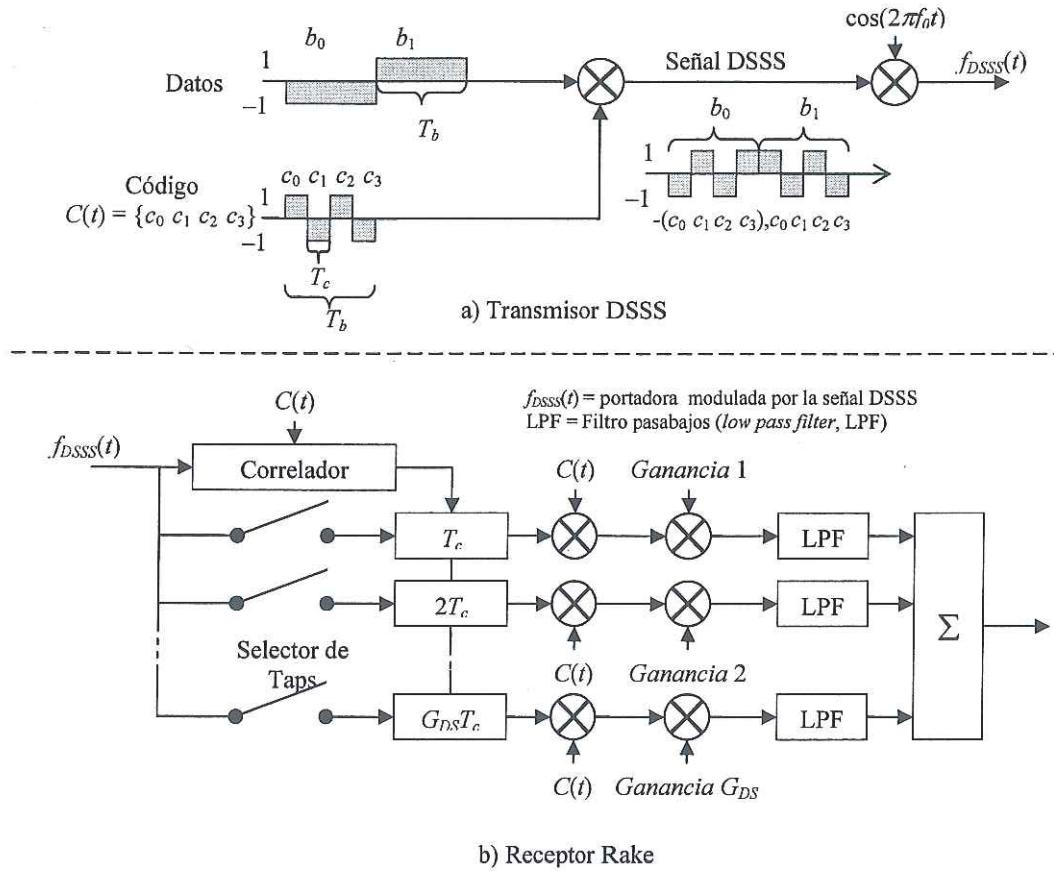


Figura 16. Diagrama de un transmisor DSSS y de un receptor RAKE.

de las redes de comunicaciones móviles del tipo terrestre de tercera generación en donde se explotan sus propiedades de acceso al medio.

En la figura 16 ilustramos un sistema DSSS básico en el que hemos considerado que los datos se modulan siguiendo un formato BPSK con recepción coherente y que $G_{DS} = 4$. Note que el diagrama para DS-CDMA sería el mismo de DSSS con la particularidad de que cada usuario u tendría un código específico $C^u(t) = \{c_0^u, c_1^u, c_2^u, c_3^u\}$.

4.4 Multicarrier CDMA

4.4.1 Introducción

En 1993 se propusieron tres nuevas técnicas de acceso al medio basadas en la combinación de OFDM y CDMA [Yee et al., 1993], [Fazel y Papke, 1993], [Chouly et al., 1993]. Dichas técnicas se conocen como multicarrier CDMA (MC-CDMA), multicarrier CDMA de secuencia directa (MC-DS-CDMA) y CDMA multitonos (MT-CDMA). Las tres tienen como objetivo transmitir señales DSSS utilizando transceptores OFDM y la diferencia entre ellas radica en la forma en que se lleva a cabo el ensanchamiento de la información.

4.4.2 MC-CDMA

En MC-CDMA cada dato que se desea transmitir se multiplica por los chips de un código ensanchador con ganancia de procesamiento G_{MC} (De aquí en adelante supondremos que la ganancia de procesamiento de los códigos es igual al numero de chips del código) y posteriormente los chips resultantes se transmiten simultáneamente sobre G_{MC} subportadoras ortogonales tal como en un sistema OFDM convencional. En el esquema básico de MC-CDMA el número de portadoras de datos N_c es igual a G_{MC} , por lo que solamente se puede enviar un dato sobre cada símbolo MC-CDMA. No obstante, se pueden transmitir N_d datos sobre cada símbolo MC-CDMA si $N_c = N_d \cdot G_{MC}$. En la figura 17 mostramos el diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador MC-CDMA.

La recepción con diversidad en la frecuencia es una de las características inherentes a MC-CDMA debido a que el proceso de ensanchamiento/desensanchamiento se lleva a cabo

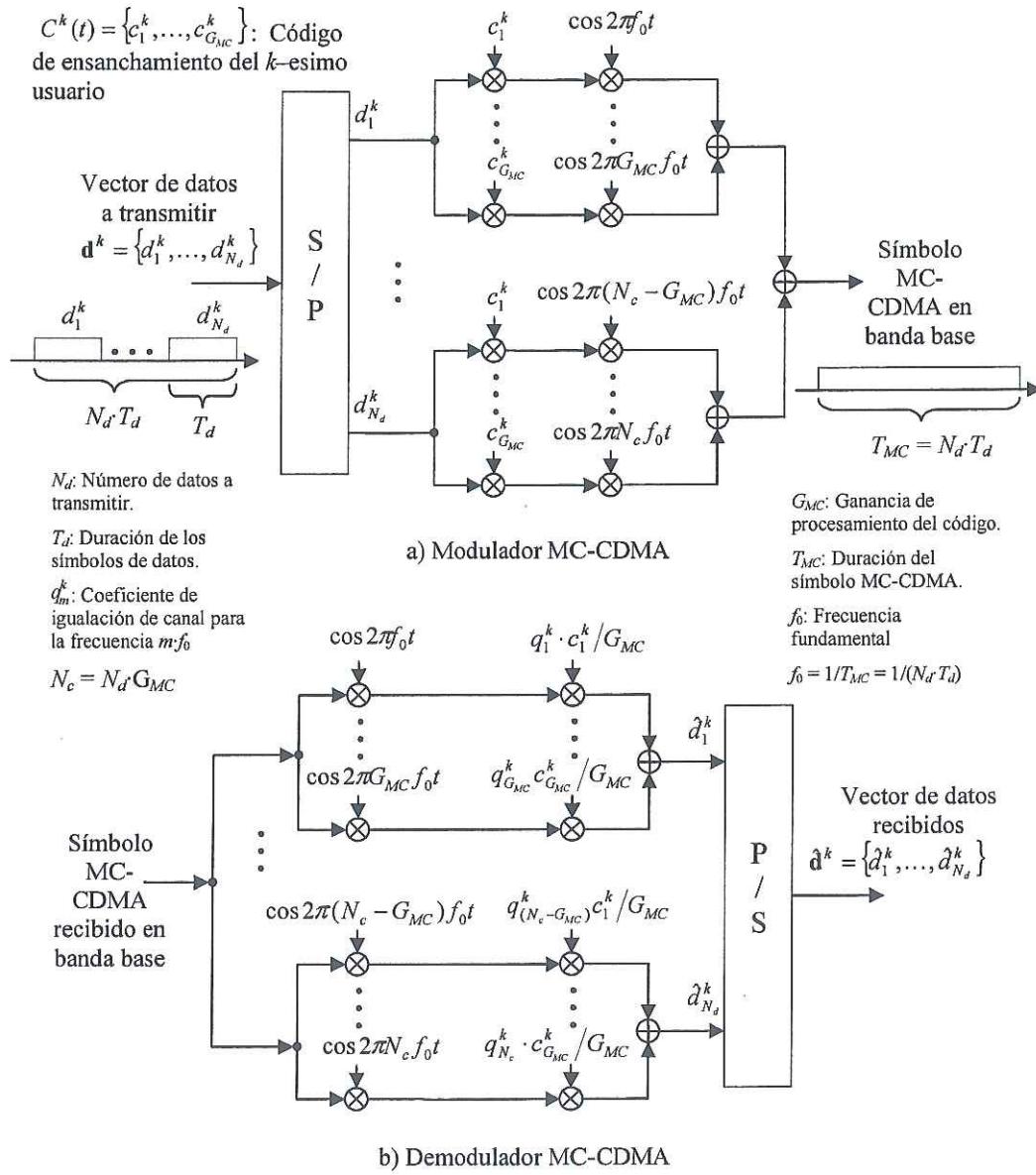


Figura 17. Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MC-CDMA.

en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, el buen funcionamiento de MC-CDMA depende de que las subportadoras perciban canales con desvanecimientos planos en la

frecuencia, por ello es imprescindible establecer adecuadamente el número de subportadoras. Además se debe tener en cuenta la tasa de transmisión que se desea, la duración del símbolo MC-CDMA y el correspondiente intervalo de guardia para aumentar la eficiencia espectral y garantizar desvanecimientos planos en frecuencia. Si el sistema MC-CDMA se diseña adecuadamente, el número de usuarios que pueden acceder al canal simultáneamente es independiente de las propiedades de autocorrelación del código [Hanzo et al., 2003].

4.4.3 MC-DS-CDMA

En MC-DS-CDMA la información se agrupa en bloques de N_d datos y los elementos de cada bloque se multiplican por un código ensanchador con ganancia de procesamiento G_{MDS} ; posteriormente, los N_d datos ensanchados se envían sobre N_d subportadoras ortogonales separadas a la mínima distancia con la que se cumple la condición de ortogonalidad.

En la figura 18 mostramos el diagrama a bloques del transceptor MC-DS-CDMA.

En el esquema clásico de MC-DS-CDMA el proceso de ensanchamiento/desensanchamiento se lleva a cabo en el dominio del tiempo. A diferencia de MC-CDMA, en MC-DS-CDMA pueden presentarse desvanecimientos selectivos en la frecuencia. Por ello, el número de usuarios está determinado por la ganancia de procesamiento del código ensanchador, así como por sus propiedades de autocorrelación y de correlación cruzada [Hanzo et al., 2003]. MC-DS-CDMA fue originalmente propuesto para emplearse en el enlace descendente de los sistemas inalámbricos de comunicaciones ya que la transmisión de señales DS-CDMA sobre esquemas OFDM es potencialmente eficiente para el establecimiento de canales quasi-síncronos [Hara y Prasad, 1997].

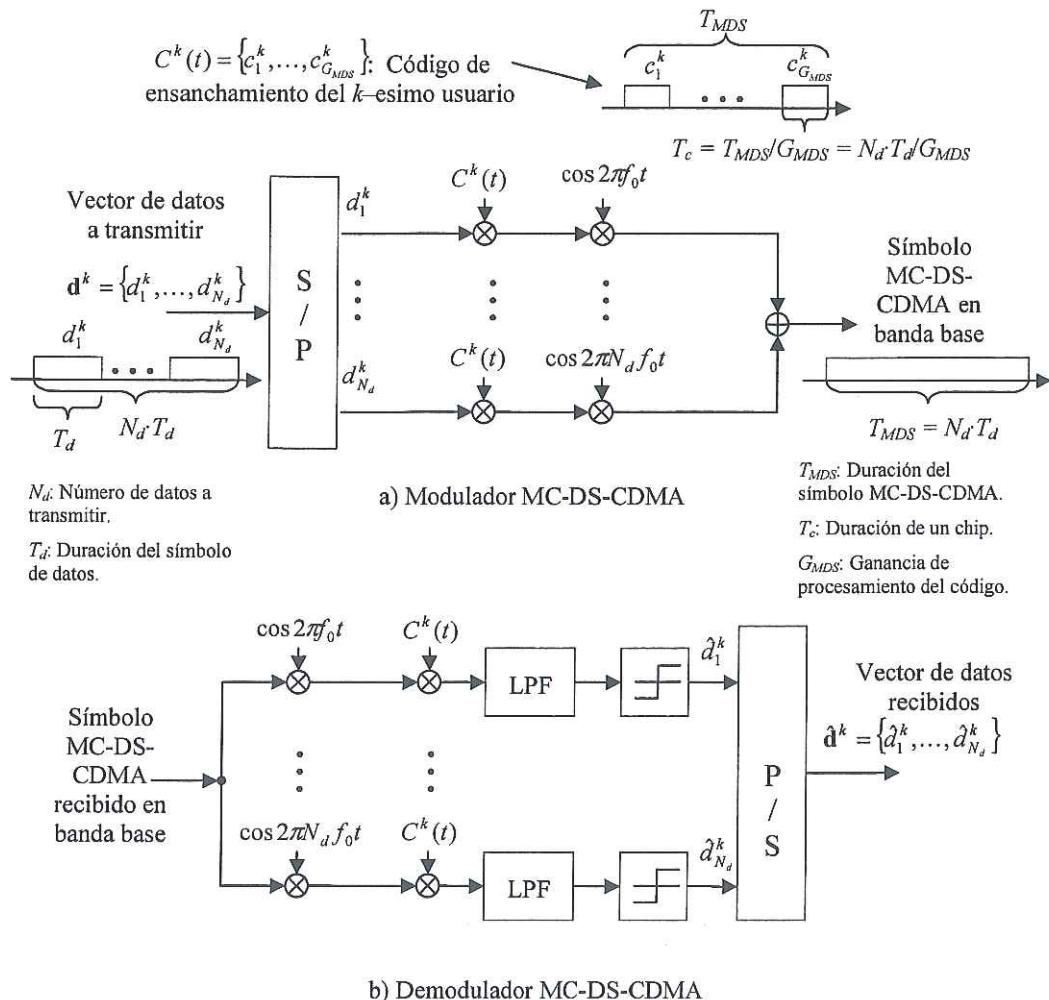


Figura 18. Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MC-DS-CDMA.

4.4.4 MT-CDMA

En MT-CDMA la información se agrupa en bloques de N_d datos y los elementos de cada bloque se multiplican por un código ensanchador con ganancia de procesamiento G_{MT} ; posteriormente, los N_d datos ensanchados se envian sobre N_d subportadoras que, a

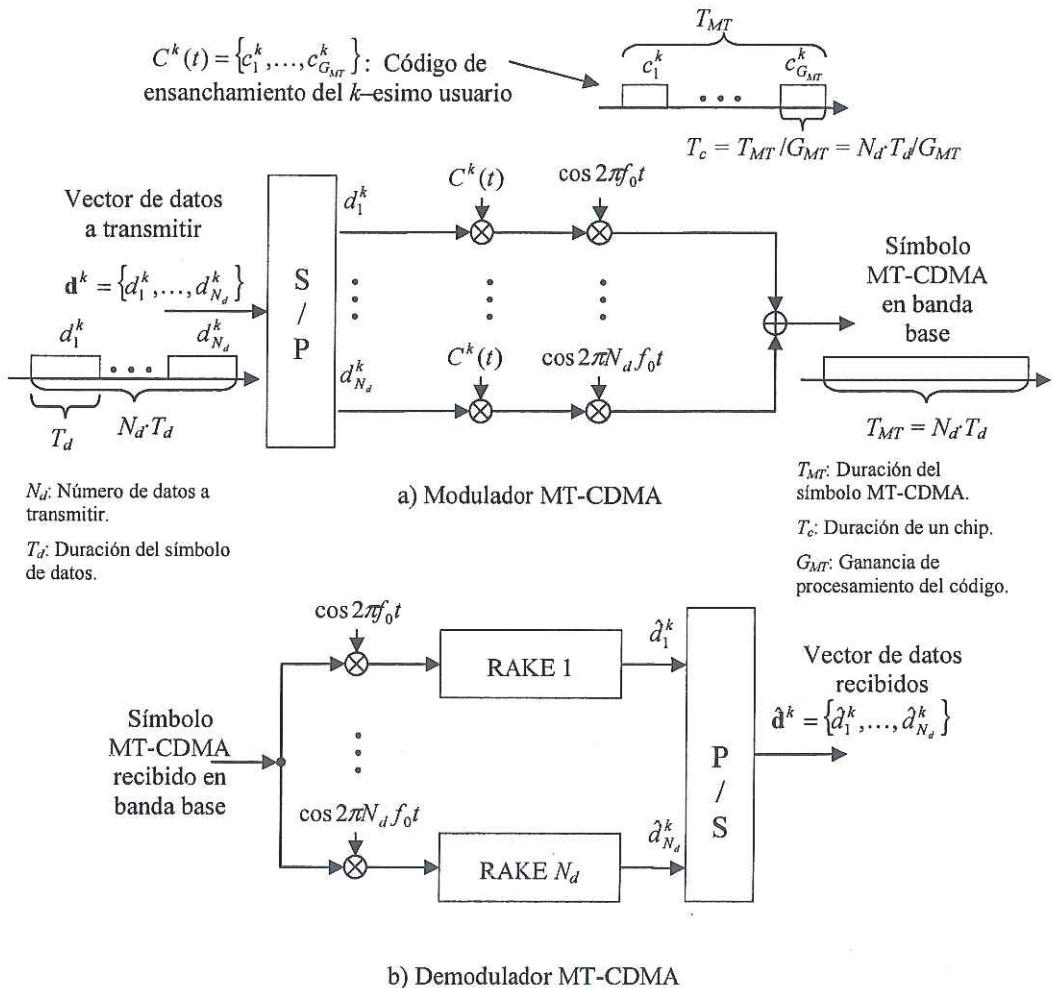


Figura 19. Diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador para el k -ésimo usuario en un sistema MT-CDMA.

diferencia de MC-DS-CDMA, no cumplen la condición de ortogonalidad. En la figura 19 mostramos el diagrama a bloques de un modulador y de un demodulador MT-CDMA.

Al igual que en MC-CDMA, en MT-CDMA el proceso de ensanchamiento/desensanchamiento se lleva a cabo en el dominio del tiempo. Ya que en MT-CDMA la ganancia de procesamiento es mucho mayor que el número de subportadoras, los espectros de cada

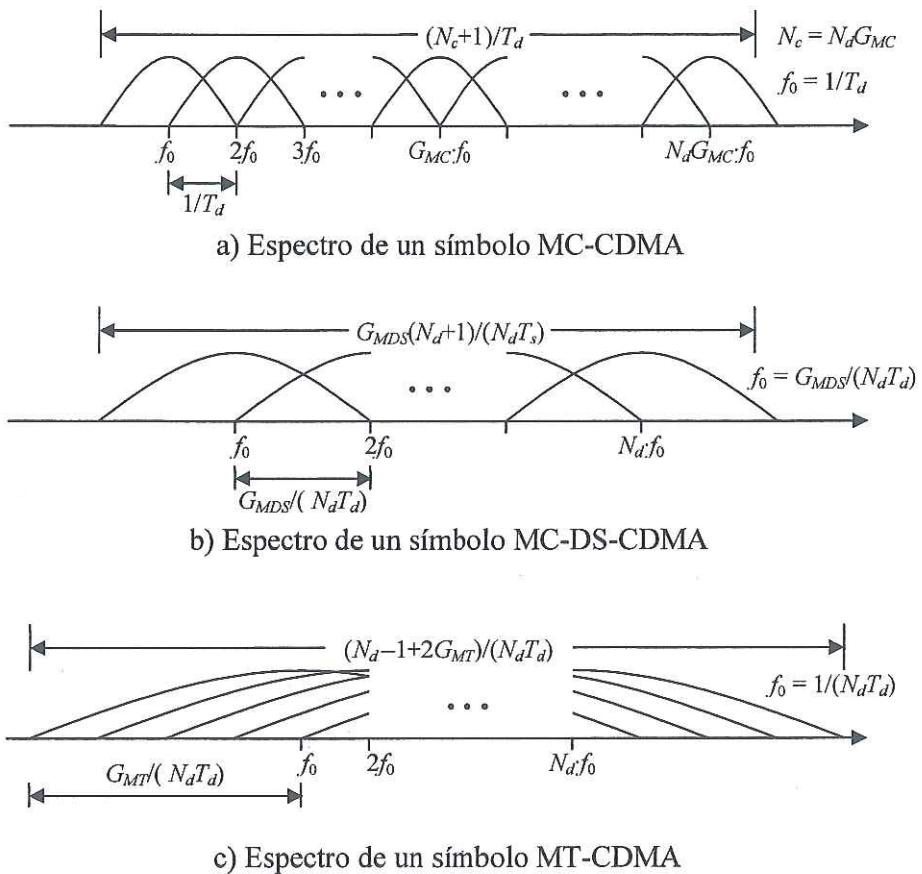


Fig. 20. Espectro de los símbolos a) MC-CDMA, b) MC-DS-CDMA, c) MT-CDMA.

En las figuras T_d es la duración del símbolo de datos; G_{MC} es la ganancia de procesamiento de MC-CDMA; G_{MDS} es la ganancia de procesamiento de MC-DS-CDMA; G_{MT} es la ganancia de procesamiento de MT-CDMA.

subportadora modulada se interfieren mutuamente. Por ello, los receptores MT-CDMA utilizan esquemas RAKE [Hara y Prasad, 1997].

En la figura 20 mostramos los respectivos espectro de MC-CDMA, MC-DS-CDMA y MT-CDMA y para finalizar esta sección y cerrar el capítulo, en la tabla VI presentamos una síntesis de los parámetros característicos de MC-CDMA, MC-DS-CDMA y MT-CDMA.

TABLA VI
Comparación de los parámetros de las técnicas de señalización por multiportadoras.

	MC-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA
Dominio de Ensamblamiento de los datos	Frecuencia	Tiempo	Tiempo
Número de datos a transmitir en cada símbolo multicarrier	N_d	N_d	N_d
Número de subportadoras de datos	$N_d \cdot G_{MC}$	N_d	N_d
Ganancia de procesamiento	G_{MC}	G_{MDS}	G_{MT}
Duración de un símbolo de datos	T_d	T_d	T_d
Duración de un símbolo multicarrier	$N_d \cdot T_d$	$N_d \cdot T_d$	$N_d \cdot T_d$
Duración de los chips	– No aplica –	T_{MDS}/G_{MDS}	T_{MT}/G_{MT}
Espacio entre subportadoras	$1/(N_d \cdot T_d)$	$G_{MDS}/(N_d \cdot T_d)$	$G_{MT}/(N_d \cdot T_d)$
Subportadoras moduladas ortogonales	Si	Si	No

V. MC-CDMA/vsf

5.1 Introducción

En la actualidad la capa física de las WLANs se diseña con base en los estándares de alta velocidad 802.11 tipo *a*, *b* y *g* del IEEE, y en menor medida en el HIPERLAN/2 del ETSI. Como se vio en el capítulo II, el estándar 802.11*b* está basado en tecnología DSSS y permite alcanzar una tasa bruta de transmisión de hasta 11 Mbps. Por su parte, los estándares 802.11 tipo *a* y *g* así como el HIPERLAN/2, todos ellos basados en OFDM, permiten alcanzar una tasa bruta de transmisión de hasta 54 Mbps. Aunque las tasas de transmisión que se alcanzan con estos estándares cubren los requisitos básicos actuales (correo electrónico y conexión a Internet), en un futuro cercano será necesario enviar información a velocidades superiores a 54 Mbps, sobre todo para aplicaciones multimedia (audio, video y datos).

En este capítulo proponemos un esquema basado en MC-CDMA para la capa física del enlace descendente de las WLANs de próxima generación al cual nos referiremos por el acrónimo MC-CDMA/vsf (*Multicarrier CDMA with variable spreading factor*). Debido a que los nuevos diseños para la capa física de las WLANs deben presentar ventajas significativas sobre los ya existentes, y ya que uno de los requisitos de diseño más importantes es la tasa de transmisión, con MC-CDMA/vsf pretendemos alcanzar tasas de transmisión iguales o mayores a las que se pueden alcanzar con los estándares antes men-

cionados. Con MC-CDMA/vsf también pretendemos que un mismo AP pueda dar servicio simultáneo a varios usuarios aún cuando éstos demanden tasas de transmisión diferentes.

5.2 Requisitos de diseño para MC-CDMA/vsf

Como el 802.11*b* es el estándar que ha tenido mayor impacto comercial, para MC-CDMA/vsf buscaremos que la máxima tasa bruta de transmisión sea cuando menos igual a 11 Mbps. Así mismo, y ya que MC-CDMA/vsf es un esquema multiportadora, buscaremos que las tasas de transmisión sean comparables a las que se ofrecen en los estándares 802.11 tipo OFDM y en el HIPERLAN/2. Debido a que la capa física de los estándares 802.11 tipo OFDM y la del HIPERLAN/2 es la misma, en adelante solo consideraremos al 802.11g.

Idealmente la máxima tasa bruta de transmisión de MC-CDMA/vsf debería ser igual o mayor a 54 Mbps, ya que esta es la tasa máxima que se ofrece en el 802.11g. Sin embargo, dicha tasa de transmisión emplea formatos de modulación 64-QAM con codificación convolucional 3/4, y como en MC-CDMA/vsf solamente utilizaremos formatos de modulación BPSK y QPSK, es más apropiado buscar que la máxima tasa bruta de transmisión de MC-CDMA/vsf sea igual o mayor a 18 Mbps, que es la máxima tasa bruta de transmisión del 802.11a para el formato QPSK.

Por otra parte, el estándar 802.11g define 3 radio-canales no solapados de 20 MHz en la banda ISM, por lo que en dicha banda se pueden colocar hasta 3 APs sin que interfieran entre sí. El 802.11g (en modo infraestructura) no permite que dos o más usuarios utilicen el mismo radio canal al mismo tiempo, lo cual significa que en toda la banda ISM solo se puede dar servicio simultáneo a un máximo de 3 usuarios (cada usuario siendo atendido por

un AP diferente). Por ello, con MC-CDMA/vsf se deberá tener la capacidad de atender simultáneamente a cuando menos 3 usuarios en toda la banda ISM. También se deberá tener la flexibilidad para que los usuarios que están siendo atendidos simultáneamente dispongan de tasas de transmisión que se ajusten a sus respectivas necesidades.

Por lo anterior, como requisitos de diseño para MC-CDMA/vsf tenemos que la máxima tasa de transmisión de MC-CDMA/vsf debe estar cuando menos entre los 11 y los 18 Mbps y se debe tener la capacidad para dar servicio simultaneo a cuando menos 3 usuarios dentro de la banda ISM, aún cuando éstos utilicen tasas de transmisión diferentes.

5.3 Selección de los parámetros operativos

Como MC-CDMA/vsf es básicamente un transceptor OFDM de señales DSSS, sus parámetros operativos deben seleccionarse como en un sistema OFDM convencional. Por ello, en principio se debe establecer la duración útil del símbolo MC-CDMA/vsf (T_{ff}), el intervalo de guardia (T_{GI}), el número de bins (N_{ff}) en los DSP que se utilizan para calcular la FFT de los bloques de datos, el número de portadoras de datos (N_c), el número de portadoras piloto (N_{pilot}), el tipo de código de ensanchamiento y la máxima ganancia de procesamiento (G_{MC}). Los parámetros deben elegirse teniendo en cuenta los requisitos de diseño que establecimos y atendiendo a las características del entorno de propagación.

A partir del delay spread del canal σ_{DS} se puede establecer la duración del intervalo de guarda del símbolo MC-CDMA/vsf, T_{GI} , ya que T_{GI} debe ser de dos a cuatro veces más grande que σ_{DS} [VanNee y Prasad, 2000]. Como MC-CDMA/vsf operará en entornos de propagación cerrados en la banda de 2.4–2.4835 GHz, como oficinas y edificios, para

establecer el valor de T_{GI} tomaremos en cuenta el valor del delay spread que se ha observado en dichos entornos de propagación. De la literatura [Kim et al., 1996], [Walker et al., 1998], [Zepernick y Wysocki, 1999], [VanNee y Prasad, 2000], tenemos que el valor típico de σ_{DS} oscila entre 60ns y 400ns, por ello definimos $T_{GI} = 800\text{ns}$ ya que con este valor T_{GI} es dos veces mayor que los 400ns observados en edificios y oficinas a 2.4 GHz, y es además igual al intervalo de guardia que se utiliza en el 802.11g.

La duración útil del símbolo MC-CDMA/vsf, T_{fft} , debe ser cuando menos cinco veces mayor que T_{GI} para reducir las perdidas que produce el intervalo de guardia en la SNR de las señales MC-CDMA/vsf recibidas. Por eso, y al igual que en el 802.11g, tenemos que $T_{fft} = 3.2\mu\text{s}$. Por lo tanto, y dado que la duración total de un símbolo MC-CDMA/vsf T_{MC} es igual a la suma de T_{fft} y T_{GI} , tenemos que $T_{MC} = 4\mu\text{s}$. De acuerdo con lo que explicamos en el capítulo IV sobre MC-CDMA, la separación frecuencial entre subportadoras, Δf , es igual al reciproco de T_{fft} . Por ello, para MC-CDMA/vsf tenemos que $\Delta f = (3.2\mu\text{s})^{-1} = 312.5 \text{ kHz}$.

El número de bins para calcular la FFT, N_{fft} , debe elegirse con respecto al número de subportadoras de datos N_c , al número de subportadoras piloto N_{pilot} , a la máxima tasa de transmisión que se desea alcanzar y al ancho de banda disponible. Para encontrar el valor de N_{fft} que más se adecue a los requisitos que hemos establecido conviene definir a N_c y N_{pilot} en función de N_{fft} . Así, y para evitar interferencia fuera de banda y garantizar un sobremuestreo de las señales MC-CDMA/vsf en el lado del receptor, al igual que en el 802.11g estableceremos que $N_c = 3N_{fft}/4$. Por otra parte, para estimar la función de transferencia del canal utilizaremos el mismo espaciamiento y la misma distribución de subportadoras piloto que se emplea en el 802.11g, por lo que definiremos $N_{pilot} = N_{fft}/16$.

Ahora bien, el valor máximo que puede tener N_{fft} está dado como

$$\max(N_{fft}) = 2^{\lfloor \log_2^{-1}(B/\Delta f) \rfloor}; \quad \text{para } B > \Delta f; \quad (61)$$

en donde B es el ancho de banda disponible. Ya que para MC-CDMA/vsf disponemos de un ancho de banda máximo B_{max} de 83.5 MHz, el valor máximo que puede tener N_{fft} es de 256 bins (2^8); no obstante, este valor no es necesariamente el óptimo. Por otra parte, si consideramos que el valor mínimo que puede tener N_{fft} es igual al que se emplea en el 802.11g, es decir, $\min(N_{fft}) = 64$, tenemos que N_{fft} debe elegirse del conjunto $\{2^6, 2^7, 2^8\}$.

Para encontrar el valor adecuado de N_{fft} también se debe de tener en cuenta a la ganancia de procesamiento de los códigos de ensanchamiento ya que ésta influye directamente en el cálculo de la tasa de transmisión. En MC-CDMA/vsf el ensanchamiento de la información se llevará a cabo utilizando códigos Hadamard-Walsh, también conocidos como códigos OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*), ya que con ellos es posible dar servicios simultáneamente a varios usuarios aún cuando los códigos de cada uno tengan ganancias de procesamiento diferentes. Esta característica de los códigos OVSF permite que el AP envíe datos simultáneamente y por el mismo radio canal a varios usuarios utilizando si es necesario tasas de transmisión diferentes para cada uno. Como la máxima ganancia de procesamiento que utilizaremos en MC-CDMA/vsf es de 32, los usuarios dispondrán de códigos con ganancias de procesamiento $G_{MC} = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$ y cada AP podrá dar servicio simultáneamente hasta a un máximo de 32 usuarios.

Con base en todo lo anterior, y para elegir el valor que mejor cubra los requisitos de diseño que establecimos previamente, en las tablas VII, VIII y IX presentamos respectivamente las tasas brutas de transmisión que se obtienen con MC-CDMA/vsf cuando $N_{fft} = \{64, 128, 256\}$. Note que dado que el ancho de banda que ocupa un AP esta dado

como $B_{AP} = N_{fft} \cdot \Delta f$, tenemos que $N_c = 64 \rightarrow B_{AP} = 20$ MHz, $N_c = 128 \rightarrow B_{AP} = 40$ MHz, $N_c = 256 \rightarrow B_{AP} = 80$ MHz, por lo que con $N_c = 64$ se pueden colocar 4 APs en la banda ISM, con $N_c = 128$ se pueden colocar 2 APs y con $N_c = 256$ solo se puede colocar 1AP.

Para calcular las tasas de transmisión que mostramos en dichas tablas utilizamos el valor que ya hemos definido para T_{MC} considerando que $N_c = 3N_{fft}/4$, $N_{pilot} = N_{fft}/16$ y $G_{MC} = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$. También hemos considerado formatos de codificación convolucional con tasas de codificación 1, 1/2, 2/3 y 3/4, así como formatos de modulación BPSK y QPSK. La regla para el cálculo de la tasa de transmisión está dada por:

$$R_{G_{MC}} = \frac{\kappa\rho N_c}{G_{MC} T_{MC}}; \quad (62)$$

en donde $R_{G_{MC}}$ es la tasa de transmisión en bits/s que se obtiene para la ganancia de procesamiento G_{MC} , κ es la tasa de codificación convolucional y ρ es la eficiencia del formato de modulación ($\rho = 1$ para BPSK y $\rho = 2$ para QPSK).

En la tabla VII, que corresponde al caso en el que $N_{fft} = 64$, podemos observar que MC-CDMA/vsf es básicamente el estándar 802.11a (o más bien el 802.11g) adaptado para funcionar como un sistema MC-CDMA. Esto resulta evidente cuando $G_{MC} = 1$, ya que MC-CDMA/vsf se convierte en un sistema OFDM convencional cuyos parámetros operativos son los mismos del 802.11a. Así, cuando $G_{MC} = 1$ MC-CDMA/vsf ofrece las mismas tasas de transmisión que el 802.11g. En este caso, la ventaja que ofrece MC-CDMA/vsf sobre el 802.11g radica en que hasta 32 usuarios pueden ser atendidos simultáneamente por un mismo AP y hasta 128 usuarios en toda la banda ISM; no obstante, la tasa de transmisión resultante de los 128 usuarios es considerablemente baja.

TABLA VII
Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{ff} = 64$, $N_c = 48$, $N_{pilot} = 4$, y
formatos de modulación BPSK y QPSK.

Ganancia de ensancha- miento (G_{MC})	Usuarios simultáneos en cada AP. $B_{AP} = 20$ MHz	Usuarios simultáneos en toda la banda ISM.	Tasa de codificación convolucional	Tasa de transmisión (kbps) de cada usuario	
				BPSK	QPSK
1	1	4	1/2	6,000	12,000
			2/3	8,000	16,000
			3/4	9,000	18,000
			1	12,000	24,000
2	2	8	1/2	3,000	6,000
			2/3	4,000	8,000
			3/4	4,500	9,000
			1	6,000	12,000
4	4	16	1/2	1,500	3,000
			2/3	2,000	4,000
			3/4	2,250	4,500
			1	3,000	6,000
8	8	32	1/2	750	1,500
			2/3	1,000	2,000
			3/4	1,125	2,225
			1	1,500	3,000
16	16	64	1/2	375	750
			2/3	500	1,000
			3/4	562.5	1,125
			1	750	1,500
32	32	128	1/2	187.5	375
			2/3	250	500
			3/4	281.25	562.5
			1	375	750

En la tabla VIII, que corresponde al caso en el que $N_{ff} = 128$, podemos observar un incremento en la tasa de transmisión máxima que se puede alcanzar con MC-CDMA/vsf con respecto a la máxima tasa de transmisión del 802.11g con QPSK. Esto está claro para el caso en el que $G_{MC} = 1$ con modulación QPSK y tasa de codificación igual a 1, ya que la tasa de transmisión resultante es de 48 Mbps, la cual es muy superior a la que se obtiene

TABLA VIII
Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{fft} = 128$, $N_c = 96$, $N_{pilot} = 8$, y
formatos de modulación BPSK y QPSK.

Ganancia de ensancha- miento (G_{MC})	Usuarios simultáneos en cada AP. $B_{AP} = 40$ MHz	Usuarios simultáneos en toda la banda ISM.	Tasa de codificación convolucional	Tasa de transmisión (kbps) de cada usuario	
				BPSK	QPSK
1	1	2	1/2	12,000	24,000
			2/3	16,000	32,000
			3/4	18,000	36,000
			1	24,000	48,000
2	2	4	1/2	6,000	12,000
			2/3	8,000	16,000
			3/4	9,000	18,000
			1	12,000	24,000
4	4	8	1/2	3,000	6,000
			2/3	4,000	8,000
			3/4	4,500	9,000
			1	6,000	12,000
8	8	16	1/2	1,500	3,000
			2/3	2,000	4,000
			3/4	2,250	4,500
			1	3,000	6,000
16	16	32	1/2	750	1,500
			2/3	1,000	2,000
			3/4	1,125	2,250
			1	1,500	3,000
32	32	64	1/2	375	750
			2/3	500	1,000
			3/4	562.5	1,125
			1	750	1,500

con el estándar 802.11g con QPSK. Sin embargo, una comparación más justa entre ambos esquemas se obtiene cuando $G_{MC} = 1$ con modulación QPSK y tasa de codificación 3/4. Así, MC-CDMA/vsf permite alcanzar una tasa bruta de transmisión de 36 Mbps la cual es dos veces mayor que la que se obtiene con el estándar 802.11g bajo las mismas

TABLA IX

Tasas de transmisión para MC-CDMA/vsf con $N_{fft} = 256$, $N_c = 192$, $N_{pilot} = 16$, y formatos de modulación BPSK y QPSK.

Ganancia de ensanchamiento (G_{MC})	Usuarios simultáneos en cada AP. $B_{AP} = 80$ MHz	Usuarios simultáneos en toda la banda ISM.	Tasa de codificación convolucional	Tasa de transmisión (kbps) de cada usuario	
				BPSK	QPSK
1	1	1	1/2	24,000	48,000
			2/3	32,000	64,000
			3/4	36,000	72,000
			1	48,000	96,000
2	2	2	1/2	12,000	24,000
			2/3	16,000	32,000
			3/4	18,500	36,000
			1	24,000	48,000
4	4	4	1/2	6,000	12,000
			2/3	8,000	16,000
			3/4	9,000	18,000
			1	12,000	24,000
8	8	8	1/2	3,000	6,000
			2/3	4,000	8,000
			3/4	4,500	9,000
			1	6,000	12,000
16	16	16	1/2	1,500	3,000
			2/3	2,000	4,000
			3/4	2,250	4,500
			1	3,000	6,000
32	32	32	1/2	750	1,500
			2/3	1,000	2,000
			3/4	1,125	2,250
			1	1,500	3,000

condiciones. Nótese que a pesar de que MC-CDMA/vsf utiliza el doble de ancho de banda que el 802.11g, la eficiencia espectral de ambos es la misma.

Aunque con el 802.11g se puede dar servicio simultáneamente a 3 usuarios con tasas de transmisión de 18 Mbps para cada uno utilizando 3 Aps diferentes, con MC-CDMA/vsf un AP puede dar servicio a un usuario con una tasa de transmisión de 36 Mbps al mismo

tiempo que el otro AP da servicio simultáneamente a dos usuarios con tasas de transmisión de 18 Mbps para cada uno, lo cual nos dice que la capacidad de transmisión de MC-CDMA/vsf es mayor que la del 802.11g.

Por otra parte, un AP MC-CDMA/vsf puede atender hasta 32 usuarios simultáneamente y dado que en la banda ISM caben 2 APs MC-CDMA/vsf, se puede atender hasta a 64 usuarios simultáneamente con tasas de transmisión dos veces más altas que en el caso $N_{fft} = 64$.

Finalmente, en la tabla IX, que corresponde al caso en el que $N_{fft} = 256$, podemos ver que la máxima tasa bruta de transmisión de MC-CDMA/vsf es de 96 Mbps, la cual es mucho más alta que la que se alcanza cuando $N_{fft} = \{64, 128\}$ y también mucho mayor que la que se alcanza en el 802.11g con QPSK. Sin embargo, dado que solamente cabe un AP dentro de la banda ISM cuando $N_{fft} = 256$, el número de usuarios al que se le puede dar servicio dentro de toda la banda ISM está limitado a un usuario si a éste se le asigna una tasa de transmisión mayor a 48 Mbps. Además, la interferencia de acceso múltiple se incrementa conforme aumenta el número de usuarios dentro de un mismo AP, degradándose así la confiabilidad del radio-enlace. Por ello no es conveniente utilizar un solo AP para toda la banda ISM. Otra desventaja para $N_{fft} = 256$ es que soporta menos usuarios simultáneos dentro de toda la banda ISM en comparación con los casos en los que $N_{fft} = \{64, 128\}$.

Tras analizar los resultados que se muestran en las tablas VII, VIII y IX, concluimos que para MC-CDMA/vsf lo más conveniente es que N_{fft} sea igual a 128, lo que implica que $N_c = 96$ y $N_{pilot} = 8$. En la tabla X presentamos los valores de los parámetros de MC-CDMA/vsf.

Uno de los principales atractivos de MC-CDMA/vsf radica en la capacidad que le proporciona al AP para enviar información simultáneamente a varios usuarios empleando, si así se requiere, tasas de transmisión diferentes para cada uno. Para llevar a cabo lo

TABLA X
Parámetros operativos de MC-CDMA/vsf

Parámetro	Valor
Banda de operación	ISM: 2.400–2.4835 GHz
Códigos de ensanchamiento	Hadamard-Walsh (OVSF)
Ganancias de ensanchamiento (G_{MC})	1, 2, 4, 8, 16, 32
Duración del símbolo MC-CDMA/vsf (T_{MC})	4 μ s
Duración útil del símbolo MC-CDMA/vsf (T_{fft})	3.2 μ s
Duración del intervalo de guarda (T_{GI})	800 ns
Espaciamiento entre subportadoras ($\Delta f = 1 / T_{fft}$)	312.5 kHz
Número de bins para calcular la FFT (N_{fft})	128
Número de portadoras de datos ($N_c = 3N_{fft}/4$)	96
Número de portadoras piloto ($N_{pilot} = N_{fft}/16$)	8
Número de muestras en el prefijo cíclico (N_{GI})	32
Número de APs dentro de la banda ISM	2
Ancho de banda ocupado de un AP ($B_{AP} = N_{fft} \cdot \Delta f$)	40 MHz
Ancho de banda útil en cada AP, $[(N_c + N_{pilot}) + 2] \cdot \Delta f$	33.125 MHz
Banda de guarda a cada lado del espectro del símbolo MC-CDMA/vsf, $\{[N_{fft} - (N_c + N_{pilot})]/2 - 1\} \cdot \Delta f$	3.4375 MHz
Codificación de canal	Convolucional: tasas 1/2, 2/3 y 3/4
Tasa de transmisión en MC-CDMA/vsf	ver tabla VIII

anterior, y ya que en MC-CDMA/vsf la tasa de transmisión depende de la ganancia de procesamiento del código OVSF, el AP asigna un código a cada usuario de tal manera que la tasa de transmisión resultante cubra los requisitos de éste; no obstante, el AP no puede asignar códigos indiscriminadamente. Para establecer la manera de asignar códigos en MC-

CDMA/vsf, en la siguiente sección presentamos las características principales de los códigos OVSF y también presentamos la forma en que se generan dichos códigos.

5.4 Códigos OVSF

Los códigos OVSF son códigos binarios formados por 2^k chips, $k = 1, 2, \dots$ [Ojanperä y Prasad, 2000], y que son perfectamente ortogonales cuando están correctamente alineados pero presentan una mala correlación cruzada cuando no lo están. Debido a lo anterior, los códigos OVSF funcionan bien para un sistema de comunicaciones inalámbrico solo cuando los enlaces son síncronos. Por ello, estos códigos se utilizan en el enlace descendente de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación ya que dicho enlace es síncrono [Ojanperä y Prasad, 2000]. Los códigos OVSF también se pueden emplear para MC-CDMA/vsf ya que este esquema se ha diseñado para operar en el enlace descendente de una WLAN operando en modo infraestructura, el cual también es un enlace síncrono.

Un conjunto de G códigos OVSF con ganancia de procesamiento G se obtiene recursivamente de la siguiente manera

$$\mathbf{W}_G = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{G/2} & \mathbf{W}_{G/2} \\ \mathbf{W}_{G/2} & -\mathbf{W}_{G/2} \end{bmatrix}, \mathbf{W}_1 = 1; \quad (63)$$

en donde $G = 2^k$ con $k = 0, 1, 2, \dots$; \mathbf{W}_G es la matriz Hadamard-Walsh cuyas G filas corresponden a los G códigos OVSF de ganancia de procesamiento G .

Los códigos OVSF también se pueden generar siguiendo una estructura de árbol como la que se muestra en la figura 21. De esa manera, todos los códigos se generan a partir del código raíz $\mathbf{c}_{1,1}$ y cada nuevo código $\mathbf{c}_{G,n}$ se genera a partir del código madre $\mathbf{c}_{G/2, \lfloor n/2 \rfloor}$.

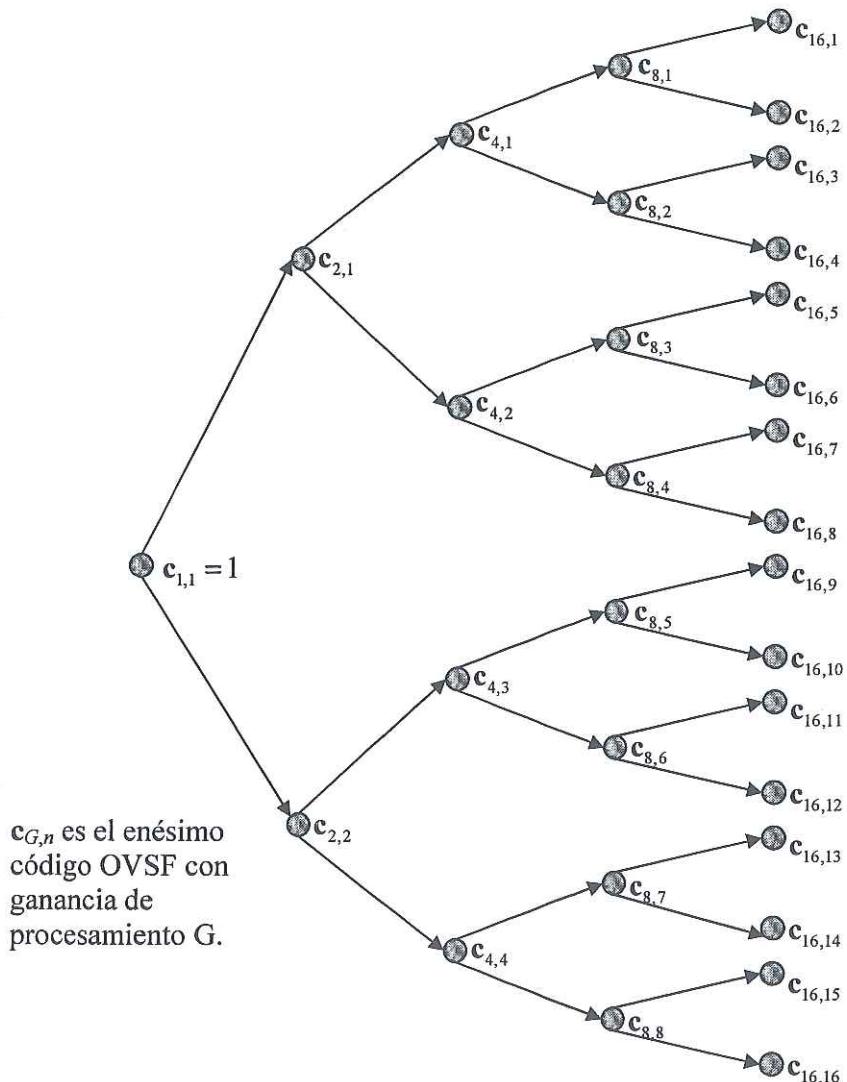


Figura 21. Árbol de códigos OVSF para una máxima ganancia de procesamiento igual a 16. Los códigos $c_{G,n}$ se obtienen a partir de (65)

Matemáticamente, en el esquema de árbol los códigos OVSF con ganancia $G = 2^k$, $k = 0, 1, 2, \dots$, se generan con base en la matriz

$$\mathbf{C}_G = [c_{G,1}^T \quad \dots \quad c_{G,G}^T]^T \quad (64)$$

donde cada vector fila $\mathbf{c}_{G,k}$, $k = 1, \dots, G$, de dimensiones $1 \times G$ corresponde a un código OVSF de ganancia de procesamiento G ; estos vectores están dados como

$$\mathbf{c}_{G,k} = [\mathbf{c}_{G/2,\lceil k/2 \rceil} \quad (-1)^{k+1} \mathbf{c}_{G/2,\lceil k/2 \rceil}]. \quad (65)$$

Note que aunque \mathbf{W}_G y \mathbf{C}_G están formadas por los mismos códigos, éstos están distribuidos de diferente manera en dichas matrices.

En general, para los códigos OVSF tenemos que cuando se emplea un código madre ya no se puede utilizar ninguno de los códigos que se generan a partir de él. De manera recíproca, cuando se emplea un código arbitrario ya no se puede utilizar ninguno de los códigos madre de los que desciende dicho código. Esta restricción se extiende hasta el código raíz; no obstante, sí se pueden utilizar los demás códigos que descienden de los códigos madre bloqueados, siempre y cuando éstos estén disponibles. En MC-CDMA/vsf es de suma importancia atender a las restricciones anteriormente mencionadas.

5.5 Distribución de las subportadoras

Una vez establecidos los parámetros de MC-CDMA/vsf, el siguiente paso es definir la manera en que se distribuirán las subportadoras de datos y señales piloto dentro del ancho de banda del símbolo MC-CDMA/vsf. Dado que $N_{\text{fft}} = 128$, tenemos que los 40 MHz de ancho de banda del símbolo MC-CDMA/vsf se dividen en 128 canales ortogonales solapados. De los 128 canales 96 corresponden a las subportadoras de datos y 8 a las subportadoras piloto; los 24 restantes, que corresponden a la subportadora de DC, a la subportadora de frecuencia más alta, y a 11 canales a cada lado del espectro del símbolo, no se utilizarán. Así, en banda base las subportadoras de datos y piloto se canalizan sobre el vector

$$\beta = [B_{-64} \quad B_{-63} \quad \dots \quad B_{-1} \quad B_0 \quad B_1 \quad \dots \quad B_{62} \quad B_{63}], \quad (66)$$

que representa a los 128 canales ortogonales, donde cada canal B_m tiene un ancho de banda de 625 kHz y está centrado a la frecuencia $m \cdot \Delta f = m \times 312.5$ kHz.

Dado que no se utilizarán ni la subportadora de DC ni la subportadora de máxima frecuencia, tenemos que $B_{-64} = B_0 = 0$. Así mismo, para reducir la interferencia fuera de banda y sobremuestrear a las señales recibidas, estableceremos un ancho de banda de guardia a cada lado del espectro del símbolo MC-CDMA/vsf equivalente al ancho de banda que ocupan 10.5 canales, por ello, $B_k = 0$ para $k = \{-63, \dots, -53, 53, \dots, 63\}$.

Ahora bien, como mencionamos anteriormente, la distribución y el espaciamiento de las subportadoras piloto en MC-CDMA/vsf serán similares a como se hacen en el 802.11g. Por ello, las subportadoras piloto se enviarán en los canales $B_{-49}, B_{-35}, B_{-21}, B_{-7}, B_7, B_{21}, B_{35}$, y B_{49} . La modulación y los datos que transporten las subportadoras piloto quedan abiertos en esta tesis, aunque sugerimos seguir lo que se define al respecto en el 802.11a y 802.11g.

Los 96 canales restantes corresponden a las subportadoras de datos.

Por otra parte, la secuencia (trama) de N_c datos ensanchados (chips complejos) que se desean transmitir, denotada por el vector $\mathbf{d} = \{d_1, \dots, d_{N_c}\}^T$, se canalizará partiendo del canal B_{-52} y terminando en el canal B_{52} de tal forma que d_1 se envíe sobre B_{-52} y d_{N_c} sobre B_{52} .

5.6 Diagrama a bloques de MC-CDMA/vsf

Para finalizar este capítulo, en la figura 22 presentamos el diagrama a bloques del sistema MC-CDMA/vsf en banda base. Aunque en el diagrama hemos incluido un bloque de codificación FEC, un bloque de entrelazado de bits codificados y un bloque de

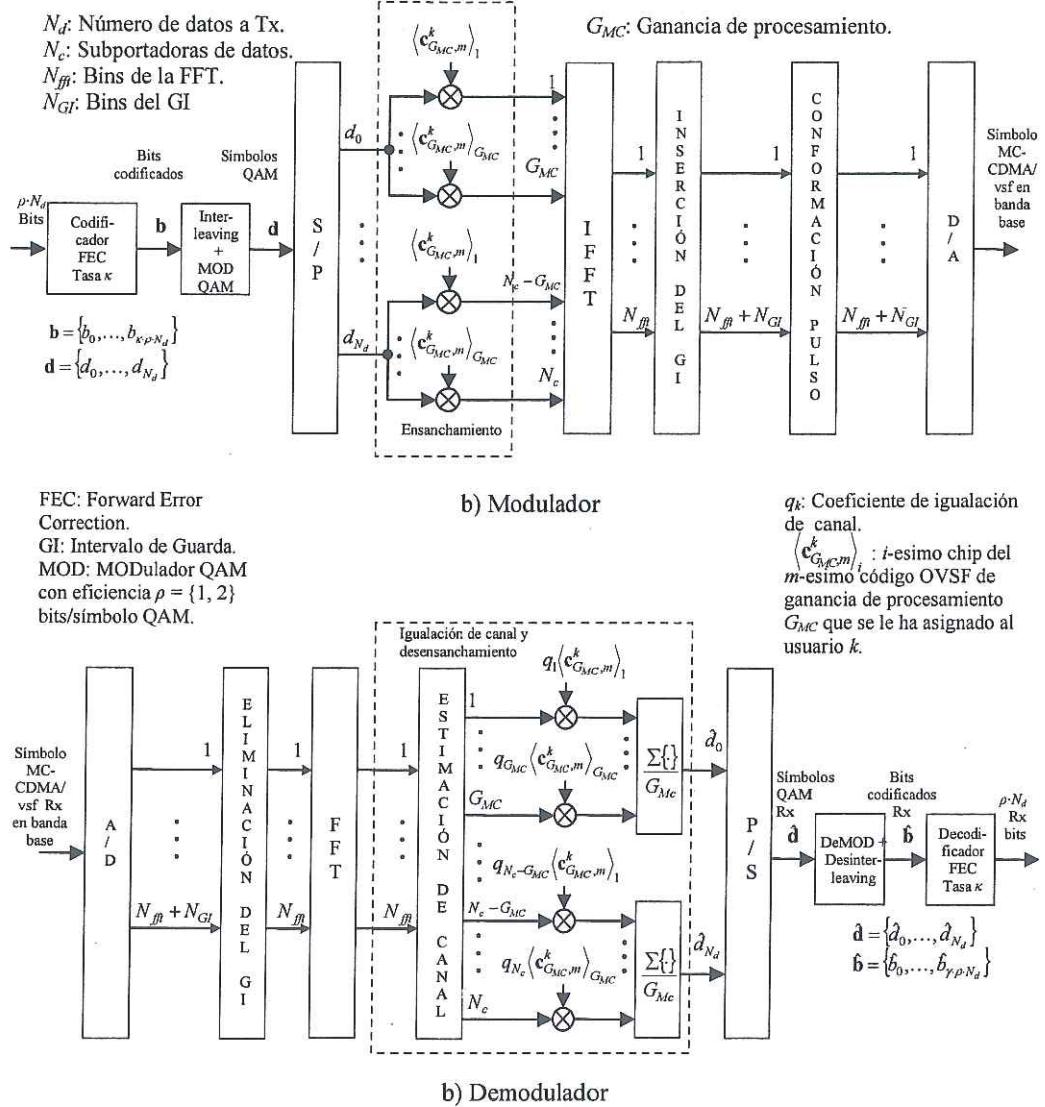


Figura 22. Diagrama a bloques del modulador y del demodulador MC-CDMA/vsf para un usuario k .

conformación espectral del símbolo MC-CDMA/vsf, no definiremos ninguna técnica particular para implementar esos bloques; tampoco definiremos ninguna técnica particular de estimación de canal puesto que se sale de los objetivos de esta tesis.

VI. SIMULADORES

6.1 Introducción

En el resto de la tesis evaluamos la funcionalidad de MC-CDMA/vsf con respecto al BER. Para ello hemos implementado un simulador computacional en MATLAB® con el que calculamos el BER que se obtiene con MC-CDMA/vsf en un canal Rician de banda ancha en dos escenarios, uno con selectividad independiente en frecuencia y otro con selectividad correlacionada en frecuencia. En este capítulo describimos la manera en que se implementó dicho simulador y en el siguiente capítulo presentamos la manera en que se llevaron a cabo las simulaciones y presentamos y analizamos los resultados del BER.

El simulador ha sido elaborado a nivel de banda base en el dominio discreto y básicamente consta de tres segmentos. El primer segmento corresponde al simulador del modulador MC-CDMA/vsf, el segundo segmento corresponde al demodulador y el tercer segmento corresponde al simulador de canal. Para elaborar el simulador del modulador y del demodulador de MC-CDMA/vsf nos hemos basado en el diagrama a bloques que se muestra en la figura 22; sin embargo, en nuestras simulaciones no consideraremos codificación de canal ni entrelazado de datos, por lo que no hemos implementado esos bloques. En particular, para implementar al simulador del demodulador asumimos que el máximo retardo excesivo del canal no sobrepasa el intervalo de guardia del símbolo MC-CDMA/vsf, lo cual implica que no hay ISI y que cada subportadora modulada percibe desvanecimientos planos.

6.2 Simulador del modulador y del demodulador

6.2.1 Simulador del modulador

El simulador del modulador MC-CDMA/vsf genera N_{symbol} símbolos MC-CDMA/vsf en banda base en el dominio del tiempo (discreto) de acuerdo con las especificaciones que presentamos en el capítulo V. Para ello, el usuario debe indicar el número de símbolos MC-CDMA/vsf que quiere generar (N_{symbol}), la eficiencia del formato de modulación que se empleará ρ ($\rho = 1$ para BPSK ó $\rho = 2$ para QPSK) y la ganancia de procesamiento del código de ensanchamiento $G_{MC} = \{1, 2, 4, 8, 16, 32\}$. Además, para llevar a cabo las simulaciones asumimos que disponemos de una fuente de información que nos proporciona $N_T = N_{symbol} \cdot N_d$ datos codificados y entrelazados donde $N_d = N_c \cdot \rho / G_{MC}$ es el número de datos que transporta cada símbolo MC-CDMA/vsf y $N_c = 96$ es el número de subportadoras de datos.

Así, una vez que el usuario ha proporcionado los valores de N_{symbol} , ρ y G_{MC} , la fuente de información genera los N_T datos y los entrega en un formato de no-retorno-a-cero (NRZ) arreglados como un vector $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_{N_T}]^T$, cuyos elementos $d_n \in \{1, -1\}$, $n = 1, \dots, N_T$, se generan aleatoriamente con la misma probabilidad. El vector \mathbf{d} se reestructura posteriormente como una matriz \mathbf{D} de dimensiones $N_d \times N_{symbol}$ de tal manera que

$$\mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_{N_{symbol}}], \quad (67)$$

donde el vector columna

$$\mathbf{d}_n = [d_{(n-1)N_d+1} \ \dots \ d_{nN_d}]^T, \quad 1 \leq n \leq N_{symbol}, \quad (68)$$

contiene a los datos que transportará el enésimo símbolo MC-CDMA/vsf. Esta operación es equivalente al procedimiento de agrupación que lleva a cabo el modulador MC-MCDA/vsf para transmitir la información en bloques de N_d datos.

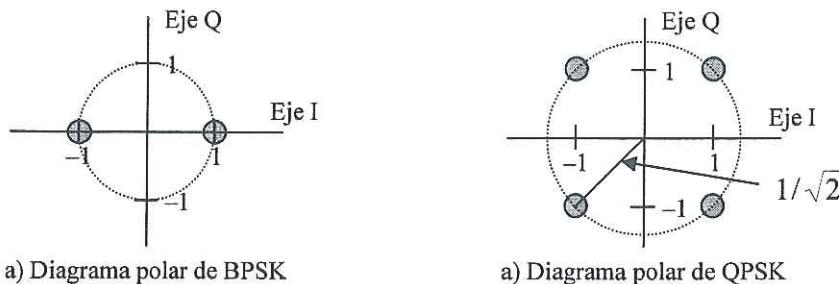


Figura 23. Diagramas polares para (a) BPSK y (b) QPSK

TABLA XI
Codificación para BPSK

Código	Salida I	Salida Q
d_0	m_0	m_1
-1	-1	0
1	1	0

TABLA XII
Codificación para QPSK

Código		Salida I	Salida Q
d_0	d_1	m_0	m_1
-1	-1	-1	-1
-1	1	-1	1
1	-1	1	-1
1	1	1	1

Después, los elementos de cada vector columna de \mathbf{D} se modulan en BPSK o QPSK para obtener así una matriz \mathbf{M} de dimensiones $N_d/\rho \times N_{symbol}$ cuya enésima columna contiene a los símbolos QAM que se transmitirán sobre el enésimo símbolo MC-MCDA/vsf. La modulación de los datos se realiza haciendo que

$$\mathbf{M} = \mathbf{D}, \text{ cuando } \rho = 1, \quad (\text{BPSK}) \quad (69a)$$

$$\langle \mathbf{M} \rangle_{n,k} = \left(\langle \mathbf{D} \rangle_{2(n-1)+1,k} + j \cdot \langle \mathbf{D} \rangle_{2n,k} \right) / \sqrt{2}, \text{ cuando } \rho = 1, \quad (\text{QPSK}) \quad (69b)$$

con $1 \leq n \leq N_d$ y $1 \leq k \leq N_{symbol}$. Note que los símbolos QAM se mapean en el plano IQ siguiendo un formato de codificación Gray. Los diagramas polares para BPSK y QPSK se muestran en la figura 23 y en las tablas XI y XII se muestra la manera en que se lleva a cabo el mapeo de los datos en el plano IQ.

Después de que se modulan los datos el siguiente paso es ensancharlos multiplicándolos por los chips del respectivo código OVSF de ganancia de procesamiento G_{MC} . El código ensanchador se puede representar como un vector $\mathbf{c} = [c_1, \dots, c_{G_{MC}}]^T$ donde $c_n \in \{1, -1\}$, $n = 1, \dots, G_{MC}$, es su enésimo chip. Así, el ensanchamiento de los datos se lleva a cabo calculando el producto de Kronecker de la matriz \mathbf{M} con el vector \mathbf{c} ; de esta forma obtenemos una matriz \mathbf{M}_{spread} dada como

$$\mathbf{M}_{spread} = \mathbf{M} \otimes \mathbf{c}, \quad (70)$$

que contiene a los datos modulados y ensanchados; \otimes es el operador del producto de Kronecker. Los códigos OVSF se pueden generar con base en lo que se explicó en la sección 5.4, en particular, nosotros nos hemos basado en la estructura de árbol.

El siguiente paso consiste en montar a los datos ensanchados sobre sus correspondientes subportadoras. Con base en lo que se explica en la sección 5.5 sobre la manera en que se deben distribuir los datos ensanchados sobre las 128 subportadoras, en el simulador los N_{symbol} símbolos MC-MCDA/vsf en el dominio de la frecuencia están dados por

$$\mathbf{S}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{12, N_{symbol}}; & \mathbf{m}_{spread,1}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,3}; & \mathbf{p}_1; & \mathbf{m}_{spread,4}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,16}; \\ \mathbf{p}_2; & \mathbf{m}_{spread,17}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,29}; & \mathbf{p}_3; & \mathbf{m}_{spread,30}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,42}; \\ \mathbf{p}_4; & \mathbf{m}_{spread,43}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,48}; & \mathbf{0}_{1, N_{symbol}}; & \mathbf{m}_{spread,49}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,54}; \\ \mathbf{p}_5; & \mathbf{m}_{spread,55}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,67}; & \mathbf{p}_6; & \mathbf{m}_{spread,68}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,80}; \\ \mathbf{p}_7; & \mathbf{m}_{spread,81}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,93}; & \mathbf{p}_8; & \mathbf{m}_{spread,94}; & \dots & \mathbf{m}_{spread,96}; \\ \mathbf{0}_{11, N_{symbol}} \end{bmatrix} \quad (71)$$

donde las columnas de la matriz \mathbf{S}_f de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ representan a los N_{symbol} símbolos MC-MCDA/vsf en el dominio de la frecuencia de banda base; $\mathbf{p}_n, n = 1, \dots, 8$, es un vector de dimensiones $1 \times N_{symbol}$ que representa a la subportadora piloto centrada en la

frecuencia $[14 \cdot (n-1) - 49] \times 312.5 \text{ kHz}$; $\mathbf{0}_{k, N_{symbol}}$ es la matriz cero de dimensiones $k \times N_{symbol}$; y $\mathbf{m}_{spread,n}$ es el enésimo renglón de \mathbf{M}_{spread} . De esta forma $\langle \mathbf{S}_f \rangle_{n,k}$ representa a la subportadora modulada (si es el caso) que pertenece al k -ésimo símbolo MC-MCDA/vsf y que está ubicada en la frecuencia $(n-65) \times 312.5 \text{ kHz}$.

Para obtener los correspondientes símbolos MC-CDMA/vsf en el dominio del tiempo debemos calcular la IFFT de las columnas de \mathbf{S}_f . Sin embargo, para calcular la IFFT utilizando MATLAB primero tenemos que reestructurar a \mathbf{S}_f de tal forma que

$$\mathbf{S}_f = [\mathbf{0}_{1, N_{symbol}}; \mathbf{m}_{spread,49}; \dots; \mathbf{m}_{spread,54}; \mathbf{p}_5; \mathbf{m}_{spread,55}; \dots; \mathbf{m}_{spread,67}; \\ \mathbf{p}_6; \mathbf{m}_{spread,68}; \dots; \mathbf{m}_{spread,80}; \mathbf{p}_7; \mathbf{m}_{spread,81}; \dots; \mathbf{m}_{spread,93}; \\ \mathbf{p}_8; \mathbf{m}_{spread,94}; \dots; \mathbf{m}_{spread,96}; \mathbf{0}_{23, N_{symbol}}; \mathbf{m}_{spread,1}; \dots; \mathbf{m}_{spread,3}; \quad (72) \\ \mathbf{p}_1; \mathbf{m}_{spread,4}; \dots; \mathbf{m}_{spread,16}; \mathbf{p}_2; \mathbf{m}_{spread,17}; \dots; \mathbf{m}_{spread,29}; \\ \mathbf{p}_3; \mathbf{m}_{spread,30}; \dots; \mathbf{m}_{spread,42}; \mathbf{p}_4; \mathbf{m}_{spread,43}; \dots; \mathbf{m}_{spread,48};]$$

Lo anterior se debe a que el algoritmo de la IFFT calcula la IDFT sobre los N_{fft} bins asociados a las frecuencias positivas comprendidas entre 0 y $(N_{fft}-1) \cdot \Delta f$ [Brigham, 1988]. De esta manera, y ya que en teoría un símbolo MC-CDMA/vsf discreto es una señal periódica en el dominio de la frecuencia con periodo $N_{fft} \cdot \Delta f$ [Brigham, 1988], el primer renglón de \mathbf{S}_f debe corresponder a la subportadora de DC, el renglón 64 a la subportadora en $63 \times 312.5 \text{ kHz}$, el renglón 65 a la subportadora de máxima frecuencia (negativa) $-64 \times 312.5 \text{ kHz}$, y el renglón 128 a la subportadora centrada en -312.5 kHz .

Una vez que calculamos la IFFT de cada columna de \mathbf{S}_f obtenemos una matriz $\mathbf{S}_t = ifft\{\mathbf{S}_f\}$ de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ cuya enésima columna representa al enésimo símbolo MC-MCDA/vsf en el dominio del tiempo.

El siguiente paso consiste en extender cíclicamente a cada símbolo MC-CDMA/vsf. De acuerdo con lo que explicamos en la sección 4.2.2), los símbolos MC-MCDA/vsf extendidos cíclicamente, denotados aquí por \mathbf{S}_{CP} , se obtienen a partir de

$$\mathbf{S}_{CP} = [\mathbf{s}_{t,97}; \dots; \mathbf{s}_{t,128}; \mathbf{s}_{t,1}; \dots; \mathbf{s}_{t,128}], \quad (73)$$

donde las columnas de \mathbf{S}_{CP} representan a los símbolos MC-CDMA/vsf extendidos cíclicamente y $\mathbf{s}_{t,n}$, $n = 1, \dots, N_{fft}$ es el enésimo renglón de \mathbf{S}_t .

Con respecto al diagrama de bloques de la figura 22, lo siguiente es implementar un bloque de conformación espectral para cada símbolo MC-MCDA/vsf en el dominio del tiempo. Dado que en esta tesis únicamente consideraremos un pulso conformador del tipo rectangular, y ya que el pulso rectangular está implícito en los símbolos MC-CDMA/vsf, no es necesario que realicemos ninguna operación para implementarlo en nuestro simulador.

El último paso es la conversión P/S de los símbolos MC-CDMA/vsf, la cual puede representarse como

$$\mathbf{s}_{CP} = \text{vec}(\mathbf{S}_{CP}), \quad (74)$$

donde \mathbf{s}_{CP} es un vector de dimensiones $(N_{fft}+N_{GI}) \cdot N_{symbol} \times 1$ que representa a la señal MC-CMDA/vsf compuesta por N_{symbol} símbolos MC-CDMA/vsf extendidos cíclicamente; $\text{vec}(\mathbf{A})$ es la vectorización de una matriz \mathbf{A} apilando sus columnas una sobre otra.

En la figura 24 presentamos un diagrama de flujo que resume el proceso que hemos descrito para implementar el simulador del modulador MC-CDMA/vsf. En la figura 25 presentamos un ejemplo de un símbolo MC-CDMA/vsf generado con nuestro simulador considerado que $N_{symbol} = 1$, $\rho = 1$ y $G_{MC} = 32$, y en la figura 26 presentamos su correspondiente espectro discreto. Note que el espectro de la figura 26 corresponde al símbolo MC-CDMA/vsf en banda base pero sin prefijo cíclico.

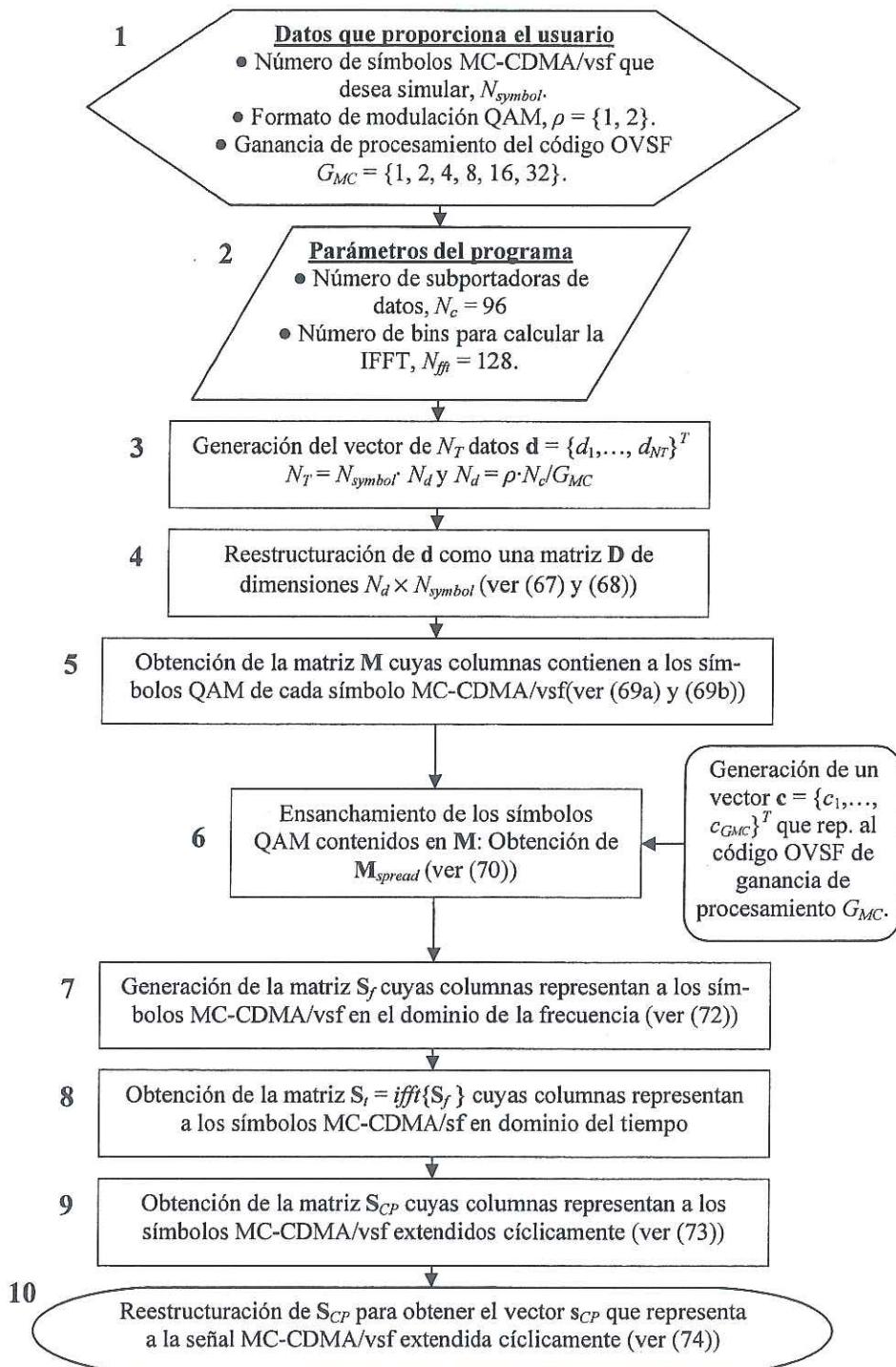


Figura 24. Diagrama de flujo para simular al modulador MC-CDMA/vsf en banda base.

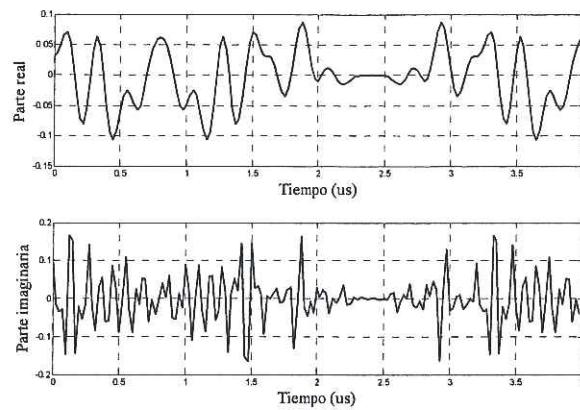


Figura 25. Símbolo MC-CDMA/vsf extendido cíclicamente. (a) Parte real. (b) Parte imaginaria. Parámetros de simulación $N_{symbol} = 1$, $\rho = 1$ y $G_{MC} = 32$.

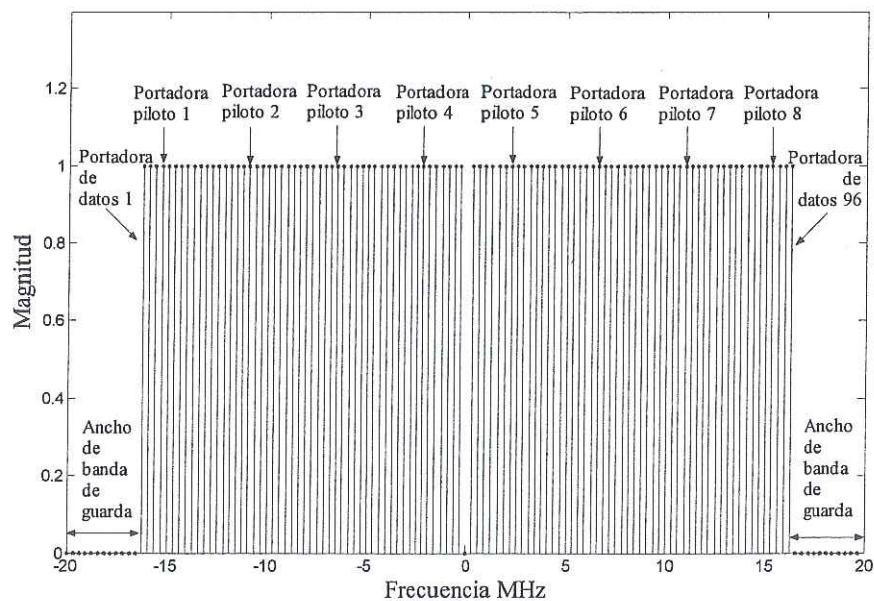


Figura 26. Espectro discreto de un símbolo MC-CDMA/vsf en banda base.

6.2.2 Simulador del demodulador

Para implementar el simulador del demodulador hemos supuesto que no hay errores de sincronización de portadora ni de sincronización de trama ni de periodo de muestreo en las señales recibidas. Además, como mencionamos anteriormente, suponemos que el máximo retardo excesivo del canal no sobrepasa la duración del prefijo cíclico. Así, el simulador del demodulador en banda base se puede implementar siguiendo un proceso inverso al que hemos descrito para el modulador. Dicho proceso se desarrolla de la siguiente manera.

Con respecto al diagrama de la figura 22, inicialmente tenemos que cada símbolo MC-CDMA/vsf que se recibe se debe convertir de S/P. Como la señal MC-CDMA/vsf que llega a la entrada del demodulador en banda base se puede representar como un vector \hat{s}_{CP} de dimensiones $(N_{fft}+N_{GI})N_{symbol} \times 1$, podemos realizar la conversión S/P reestructurando a \hat{s}_{CP} como una matriz \hat{S}_{CP} de dimensiones $(N_{fft}+N_{GI}) \times N_{symbol}$, de tal forma que sus columnas correspondan a cada uno de los símbolos MC-CDMA/vsf extendidos cíclicamente.

Después de la conversión S/P el demodulador elimina al prefijo cíclico de cada símbolo MC-CDMA/vsf recibido. Para esto, en el simulador declaramos una matriz

$$\hat{S}_t = \begin{bmatrix} \langle \hat{s}_{CP} \rangle_{N_{GI}+1,1} & \dots & \langle \hat{s}_{CP} \rangle_{N_{GI}+1,N_{symbol}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle \hat{s}_{CP} \rangle_{N_{GI}+N_{fft},1} & \dots & \langle \hat{s}_{CP} \rangle_{N_{GI}+N_{fft},N_{symbol}} \end{bmatrix}, \quad (75)$$

cuya enésima columna representa al enésimo símbolo MC-CDMA/vsf sin prefijo cíclico.

Una vez que hemos eliminado el prefijo cíclico el siguiente paso es demodular a las subportadoras. Esto se hace calculando la FFT sobre cada columna de \hat{S}_t lo cual produce

una matriz $\hat{\mathbf{S}}_f = \text{fft}\{\hat{\mathbf{S}}_t\}$ cuya enésima columna contiene a los datos modulados y ensanchados que se enviaron sobre las subportadoras del enésimo símbolo MC-CDMA/vsf.

Tal como sucede en el caso de la IFFT, cuando hacemos $\hat{\mathbf{S}}_f = \text{fft}\{\hat{\mathbf{S}}_t\}$ tenemos que el primer renglón de $\hat{\mathbf{S}}_f$ corresponde a la subportadora de DC, el renglón 64 a la centrada en 63×312.5 kHz, el renglón 65 a la de máxima frecuencia (negativa) a -64×312.5 kHz, y el renglón 128 a la de -312.5 kHz. Por ello, en el simulador reestructuramos a $\hat{\mathbf{S}}_f$ colocando sus últimos 64 renglones sobre sus primeros 64, de tal manera que el enésimo renglón de $\hat{\mathbf{S}}_f$ represente a la subportadora centrada en $(n-65) \times 312.5$ kHz, $n = 1, \dots, N_{fft}$.

Por otra parte, hasta aquí no habíamos considerado ni los efectos del canal ni los del ruido, sin embargo, para calcular el BER definitivamente se deben tener en cuenta dichos efectos. Sin que se modifique nada de lo anteriormente descrito, los efectos del canal y del ruido se incluyen considerando que

$$\hat{\mathbf{S}}_f = \mathbf{S}_f \bullet \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (76)$$

donde la k -ésima columna de

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & \dots & H_{1,N_{symbol}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_{fft},1} & \dots & H_{N_{fft},N_{symbol}} \end{bmatrix} \quad (77)$$

representa a la función de transferencia del canal en pasa-bajas (con frecuencia de corte igual a ± 20 MHz) para el k -ésimo símbolo MC-CDMA/vsf transmitido, y donde \mathbf{N} es una matriz de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ que representa al ruido blanco gaussiano de potencia σ^2 .

El operador \bullet denota la multiplicación de dos matrices pero elemento a elemento tal que

$$\langle \mathbf{S}_f \bullet \mathbf{H} \rangle_{n,k} = \langle \mathbf{S}_f \rangle_{n,k} \cdot \langle \mathbf{H} \rangle_{n,k}, \quad n = 1, \dots, N_{fft} \quad y \quad k = 1, \dots, N_{symbol}. \quad (78)$$

Por lo anterior, en lo sucesivo consideraremos que la matriz $\hat{\mathbf{S}}_f$ está dada como en (76).

Más adelante explicaremos como generar la matriz de canal \mathbf{H} y la matriz de ruido \mathbf{N} , por ahora asumiremos que ya disponemos de dichas matrices.

Debido a que los datos contenidos en $\hat{\mathbf{S}}_f$ han sido distorsionados por los efectos del canal y del ruido, es necesario emplear técnicas de igualación de canal y procurar que la SNR de las señales que se reciben sea alta. En la sección 3.5.1 hemos explicado los conceptos básicos de la igualación de canal, la cual, para OFDM y MC-CDMA, prácticamente consiste en invertir a la función de transferencia del canal. Para llevar a cabo la igualación de canal en nuestro simulador supondremos que disponemos de una matriz

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{H}_{1,1} & \dots & \hat{H}_{1,N_{symbol}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{H}_{N_{ff},1} & \dots & \hat{H}_{N_{ff},N_{symbol}} \end{bmatrix} \quad (79)$$

que representa a la función de transferencia del canal que ha estimado el receptor y además asumiremos que el receptor estima perfectamente al canal, por lo que $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$. Aunque este es un caso ideal, es válido para los fines que perseguimos, ya que de otra forma, si supusiéramos que el receptor hace una estimación imperfecta, en lugar de evaluar la funcionalidad de MC-CDMA/vsf con respecto al BER estaríamos evaluando el funcionamiento de alguna técnica de estimación de canal. No obstante, si al lector le interesa, en [Hanzo et al. 2003] encontrará información sobre técnicas de estimación de canal.

Así, a partir de $\hat{\mathbf{H}}$ obtenemos una matriz

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{1,1} & \dots & q_{1,N_{symbol}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{N_{ff},1} & \dots & q_{N_{ff},N_{symbol}} \end{bmatrix} \quad (80)$$

cuya enésima columna contiene los coeficientes de igualación de canal del enésimo símbolo MC-CDMA/vsf. Como MC-CDMA/vsf utiliza un esquema de demodulación con diversidad en la frecuencia, tenemos que los elementos de \mathbf{Q} son más bien coeficientes de combinación. En esta tesis consideramos técnicas de combinación MRC, EGC, ORC y MMSEC; por ello, el usuario debe especificar cual de ellas se empleará. Así, los elementos de \mathbf{Q} se obtienen a partir de $\hat{\mathbf{H}}$ y de acuerdo con las ecuaciones (47), (48), (49) ó (50).

Una vez obtenida la matriz \mathbf{Q} la igualación de canal se lleva a cabo mediante

$$\mathbf{S}_I = \hat{\mathbf{S}}_f \bullet \mathbf{Q}, \quad (81)$$

donde \mathbf{S}_I es una matriz que representa a los N_{symbol} símbolos MC-CDMA/vsf recibidos que ya han pasado por la etapa de igualación de canal. Note que $\hat{\mathbf{S}}_f$ contiene a la matriz de ruido, por lo que a pesar de que hayamos realizado la igualación de canal $\hat{\mathbf{S}}_I$ no es igual a \mathbf{S}_f . Esta es otra de las razones por las que es válido asumir que $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$.

El paso posterior a la igualación de canal consiste en extraer de cada subportadora los datos modulados y ensanchados. Esto se hace en el simulador declarando una matriz $\hat{\mathbf{M}}_{spread}$ de dimensiones $N_c \times N_{symbol}$ de tal manera que

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}_{spread} = & [\hat{s}_{I,13}; \dots; \hat{s}_{I,15}; \hat{s}_{I,17}; \dots; \hat{s}_{I,29}; \hat{s}_{I,31}; \dots; \hat{s}_{I,43}; \\ & \hat{s}_{I,45}; \dots; \hat{s}_{I,57}; \hat{s}_{I,59}; \dots; \hat{s}_{I,64}; \hat{s}_{I,66}; \dots; \hat{s}_{I,68}; \\ & \hat{s}_{I,70}; \dots; \hat{s}_{I,82}; \hat{s}_{I,84}; \dots; \hat{s}_{I,96}; \hat{s}_{I,98}; \dots; \hat{s}_{I,110}; \\ & \hat{s}_{I,112}; \dots; \hat{s}_{I,117};] \end{aligned} \quad (82)$$

donde $\hat{s}_{I,n}$ es el enésimo renglón de $\hat{\mathbf{S}}_I$. De esta forma, la enésima columna de $\hat{\mathbf{M}}_{spread}$ contiene al enésimo dato modulado y ensanchado que se transmitió (podemos ver a $\hat{\mathbf{M}}_{spread}$ como la versión del receptor de la matriz \mathbf{M}_{spread}).

El siguiente paso es desensanchar los datos que se recibieron. Con base en el diagrama de la figura 22 el simulador lleva a cabo el desensanchamiento junto con el proceso de conversión P/S definiendo un vector auxiliar $\hat{\mathbf{m}}_{aux}$ de dimensiones $N_c \cdot N_{fft} \times 1$ tal que

$$\hat{\mathbf{m}}_{aux} = \text{vec}(\hat{\mathbf{M}}_{spread}). \quad (83)$$

Después, el vector $\hat{\mathbf{m}}_{aux}$ se reestructura como una matriz $\hat{\mathbf{M}}_{aux}$ de dimensiones $G_{MC} \times N_d \cdot N_{fft}$. Por último, a partir de $\hat{\mathbf{M}}_{aux}$ se obtiene un vector $\hat{\mathbf{m}}$ de dimensiones $1 \times N_d \cdot N_{fft}$ que contiene a los símbolos QAM recibidos y que está dado como

$$\hat{\mathbf{m}} = \mathbf{c}^T \hat{\mathbf{M}}_{aux}, \quad (84)$$

donde \mathbf{c} es el vector columna que representa al código OVSF de ganancia de procesamiento G_{MC} que se utilizó en el modulador para ensanchar a los datos.

Finalmente, los N_T datos que se transmitieron se recuperan (obviamente con algunos errores producidos por el canal y por el ruido) definiendo un vector

$$\hat{\mathbf{d}} = \text{decisión}[\text{Re}\{\hat{\mathbf{m}}\}], \text{ cuando } \rho = 1 \quad (85a)$$

$$\hat{\mathbf{d}} = \text{decisión} \left[\text{vec} \begin{pmatrix} \text{Re}\{\hat{\mathbf{m}}\} \\ \text{Im}\{\hat{\mathbf{m}}\} \end{pmatrix} \right], \text{ cuando } \rho = 2 \quad (85b)$$

en donde $\text{decisión}[\cdot]$ devuelve un “1” cuando el argumento es mayor que cero y devuelve un “-1” cuando el argumento es menor que cero. Cuando el argumento es un vector de dimensiones $x \times y$ el proceso se lleva a cabo miembro a miembro y devuelve un vector de dimensiones $x \times y$ cuyos elementos son 1 ó -1.

El BER resultante se puede calcular comparando miembro a miembro a los vectores \mathbf{d} y $\hat{\mathbf{d}}$ y dividiendo al número de elementos diferentes entre N_T .

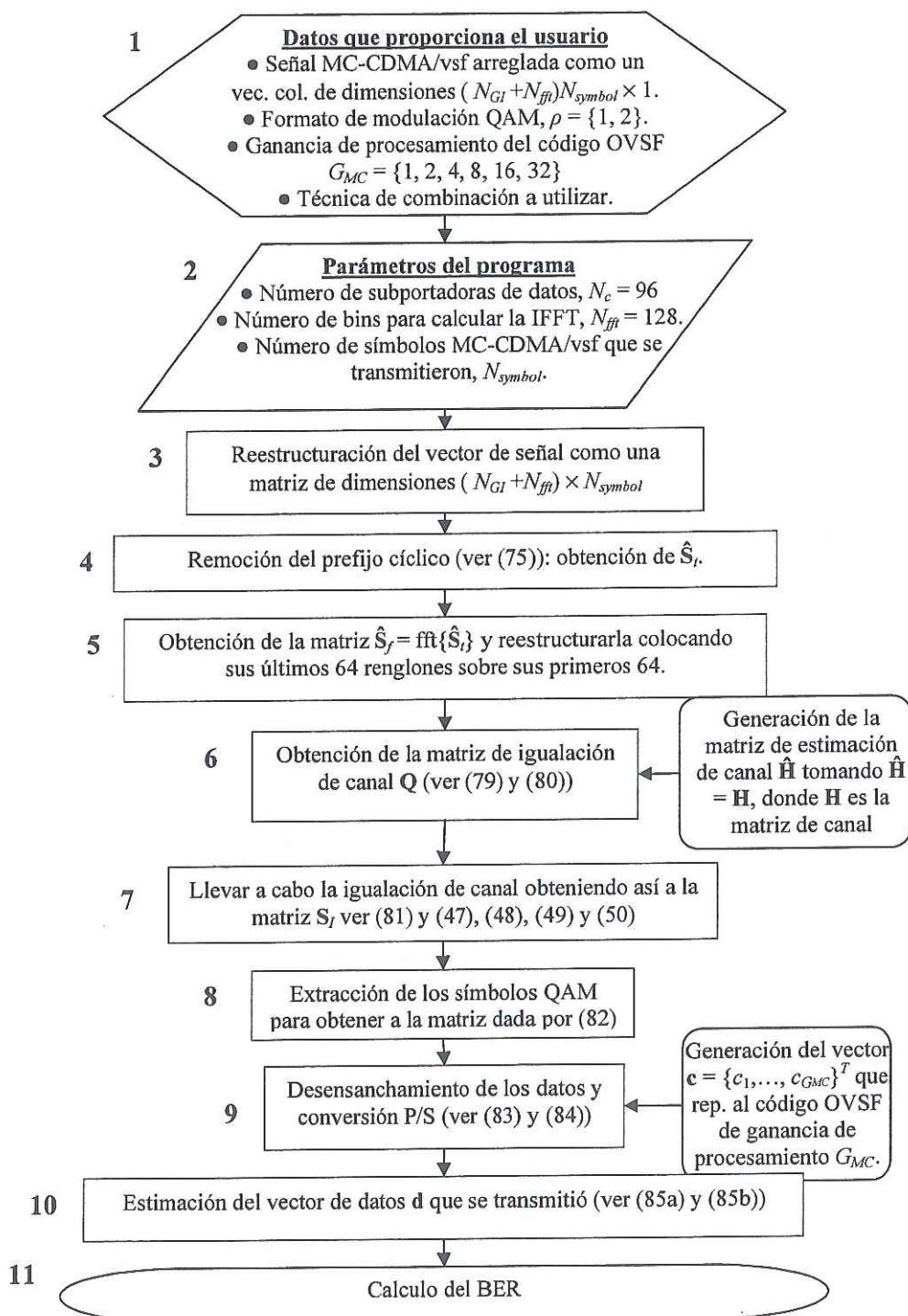


Figura 27. Diagrama de flujo para simular al demodulador MC-CDMA/vsf en banda base.

En la figura 27 presentamos un diagrama de flujo que resume el proceso que hemos descrito para implementar al simulador del demodulador MC-CDMA/vsf.

6.3 Simulación del canal

6.3.1 Consideraciones

El simulador de canal representa a un canal Rician de banda ancha en dos escenarios, uno con selectividad independiente en la frecuencia y otro con selectividad correlacionada en la frecuencia. Para implementarlo hemos supuesto que el tiempo de coherencia del canal es mayor que la duración de un símbolo MC-CDMA/vsf, es decir, suponemos que el canal que percibe cada símbolo MC-CDMA/vsf es constante. Lo anterior se justifica ya que el tiempo de coherencia del canal en entornos cerrados es aproximadamente de 166 ms [VanNee y Prasad, 2000], mucho mayor que la duración del símbolo MC-CDMA/vsf.

Por otra parte, para reducir el tiempo de simulación en el cálculo del BER hemos considerado que el canal es diferente para cada símbolo MC-CDMA/vsf, es decir, el canal cambia de un símbolo a otro. Esto nos permite obtener el BER asintótico más rápidamente que si consideráramos los 166 ms de tiempo de coherencia del canal.

Ahora bien, el modelo típico de una señal recibida está dado por

$$s_{Rx}(t) = s_{Tx}(t) * h(t) + n_\sigma(t). \quad (86)$$

en donde $s_{Tx}(t)$ es la señal que se transmitió, s_{Rx} es la señal que se recibió y n_σ es ruido AWGN de potencia σ^2 . Este modelo se puede representar en la frecuencia como

$$s_{Rx}(f) = s_{Tx}(f)h(f) + n_\sigma(f). \quad (87)$$

Para calcular el BER de MC-CDMA/vsf nos basaremos en el modelo de señal en el dominio de la frecuencia ya que de esa manera no es necesario representar a los símbolos MC-CDMA/vsf en el dominio del tiempo, lo que reduce considerablemente el tiempo de simulación. En particular, el modelo de señal que utilizaremos está dado por (76) en donde S_f está dada por (71). Por ello, el objetivo del simulador de canal es generar la matriz de canal \mathbf{H} cuya enésima columna representa a la función de transferencia del canal para el enésimo símbolo MC-CDMA/vsf bajo cualquiera de los dos escenarios: con selectividad independiente o correlacionada en la frecuencia.

6.3.2 Canal con selectividad independiente

Para simular este escenario la matriz \mathbf{H} debe estar compuesta por números Gaussianos complejos *i.i.d.* con amplitud tipo Rician cuyo factor Rician K es un parámetro que establece el usuario. Para obtener a \mathbf{H} consideramos que

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_R + \mathbf{H}_K \quad (88)$$

en donde \mathbf{H}_R es una matriz de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ cuyos elementos son números Gaussianos complejos *i.i.d* con media cero y varianza σ_R , y \mathbf{H}_K es una matriz de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ cuyos elementos son constantes de valor K/σ_R . De esta forma el problema se simplifica ya que con MATLAB podemos generar fácilmente a \mathbf{H}_R y a \mathbf{H}_K

Como MATLAB cuenta con una función para generar matrices Gaussianas (reales) con elementos *i.i.d*, llamada *normrnd*, en el simulador se genera \mathbf{H}_R como

$$\mathbf{H}_R = \mathbf{H}_{R,real} + j \cdot \mathbf{H}_{K,imag}, \quad (89)$$

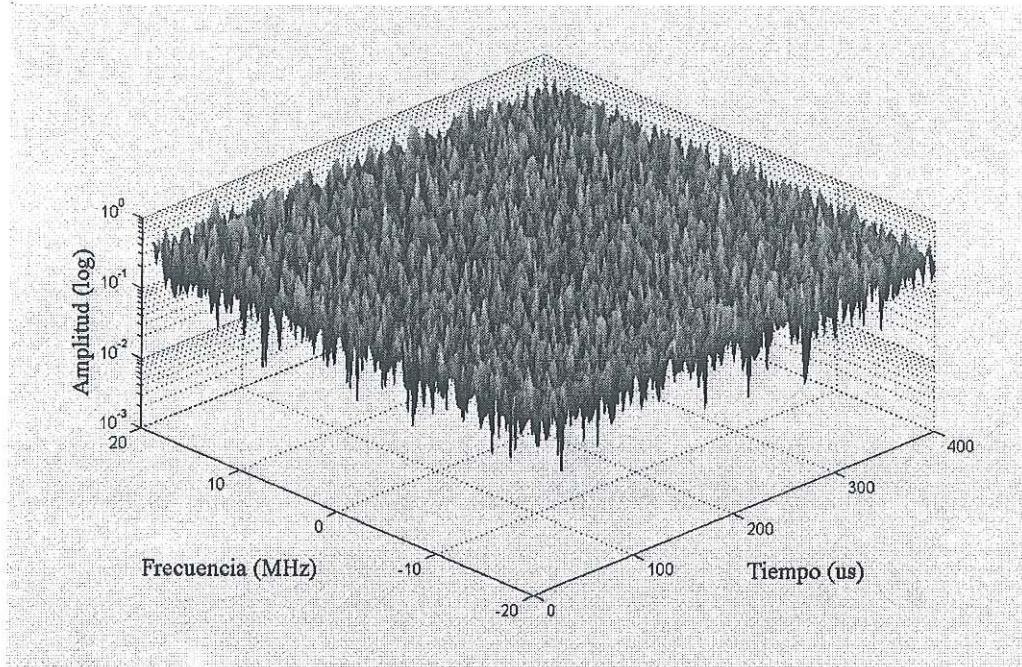


Figura 28. Función de transferencia de un canal simulado con selectividad independiente en la frecuencia y con factor Rician igual a uno.

donde $\mathbf{H}_{R,real}$ y $\mathbf{H}_{R,imag}$ son matrices Gaussianas reales *i.i.d.* de media cero y varianza $\sigma_R/2$ que se obtienen utilizando la función *normrnd* y que representan respectivamente al componente real e imaginario de \mathbf{H}_R . Por otra parte, la matriz \mathbf{H}_K se obtiene como

$$\mathbf{H}_K = \frac{K}{\sigma_R} \cdot \mathbf{1}_{N_{ff}, N_{symbol}} \quad (90)$$

donde $\mathbf{1}_{n,k}$ es una matriz de dimensiones $N_{ff} \times N_{symbol}$ cuyos elementos son iguales a uno.

A pesar de que este tipo de simulador de canal es bastante sencillo, se utiliza frecuentemente para analizar el caso teórico en el que cada subportadora percibe desvanecimientos planos independientes a los de las demás subportadoras.

En la figura 28 presentamos una matriz de canal (función de transferencia) que generamos para 100 símbolos MC-CDMA/vsf con $K = 1$. Además, en la figura 29 mostramos una comparación entre la pdf Rician teórica y la pdf de la amplitud de los elementos de cada

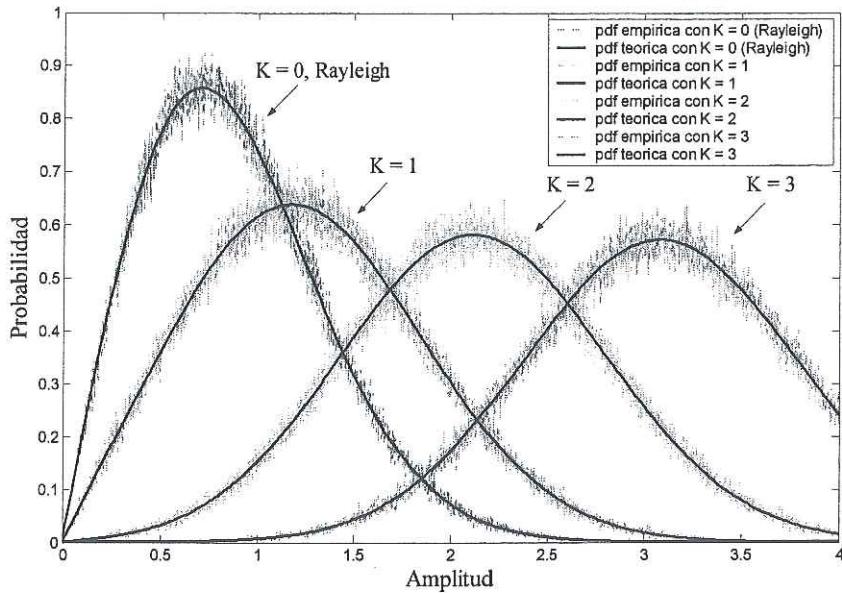


Figura 29. Comparación de la pdf Rice teórica con la pdf que tiene la amplitud de cada renglón de la matriz de canal simulada.

renglón de \mathbf{H} . En esa figura consideramos que $K = 0, 1, 2$ y 3 y las 4 pdf's empíricas se calcularon con respecto a renglones de 400,000 elementos. Se puede observar que las pdf's empíricas se aproximan bastante bien a las teóricas.

6.3.3 Canal con selectividad correlacionada

Para simular este escenario la matriz \mathbf{H} debe estar compuesta por números Gaussianos complejos con amplitud tipo Rician cuyo factor Rician es un parámetro que proporciona el usuario. Además, los elementos de las columnas de \mathbf{H} deben estar correlacionados entre sí mientras que los elementos de los renglones deben ser independientes.

Para obtener a la matriz \mathbf{H} consideramos que ésta está dada por (88) ya que de esa manera el problema solo consiste en darle a la matriz \mathbf{H}_R las características de correlación

que deseamos que tenga \mathbf{H} . Así, el problema está en generar $\mathbf{H}_R = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N_{\text{fft}}}]$, donde \mathbf{h}_n es el enésimo vector columna de \mathbf{H}_R , teniendo en cuenta que

$$E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_k^H\} = \begin{cases} \mathbf{R}_h & ; \text{para } n = k \\ \mathbf{0}_{N_{\text{fft}}, N_{\text{fft}}} & ; \text{para } n \neq k \end{cases} \quad (91)$$

donde

$$\mathbf{R}_h = \begin{bmatrix} R_{1,1} & \dots & R_{N_{\text{fft}}, N_{\text{fft}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N_{\text{fft}}, 1} & \dots & R_{N_{\text{fft}}, N_{\text{fft}}} \end{bmatrix} \quad (92)$$

es la matriz de correlación de las columnas de \mathbf{H}_R y cuyos elementos están dados como

$$R_{n,k} = R((k-n) \cdot \Delta f), \quad (93)$$

donde $R(\cdot)$ es la FCF que deseamos que exhiban las columnas de \mathbf{H} y $\Delta f = 312.5$ kHz.

En [Beaulieu y Merani, 2004], [Gutiérrez et al., 2004a], [Gutiérrez et al., 2004c], entre otros, se han propuesto diferentes algoritmos con los cuales podemos generar \mathbf{H}_R cubriendo los requisitos de correlación antes mencionados. En particular, en esta tesis utilizaremos el algoritmo de la descomposición de Cholesky [Beaulieu y Merani, 2004]. En este algoritmo la matriz \mathbf{R}_h se descompone como $\mathbf{L}\mathbf{L}^H = \mathbf{R}_h$ donde \mathbf{L} es una matriz triangular inferior. Así, para generar cada vector \mathbf{h}_n basta con obtener \mathbf{L} , generar un vector \mathbf{x} de dimensiones $N_{\text{fft}} \times 1$ compuesto por números complejos Gaussianos *i.i.d.* y hacer que $\mathbf{h}_n = \mathbf{Lx}$. De esta manera tenemos que $E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\} = E\{\mathbf{Lxx}^H \mathbf{L}^H\} \rightarrow E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\} = \mathbf{L}\mathbf{L}^H \rightarrow E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\} = \mathbf{R}_h$, lo cual nos dice que los vectores columna de \mathbf{H}_R exhiben la matriz de correlación deseada. MATLAB cuenta con la función *chol()* con la que podemos obtener a \mathbf{L} a partir de \mathbf{R}_h .

En resumen, el proceso para generar \mathbf{H} comienza generando una matriz \mathbf{H}_{aux} de la misma manera en que generamos a \mathbf{H}_R para el caso de selectividad independiente. Después, una

vez establecida la FCF que deseamos, y ya que se haya definido \mathbf{R}_h , obtenemos a \mathbf{L} utilizando la función *chol*. Posteriormente hacemos que

$$\mathbf{H}_R = \mathbf{L}\mathbf{H}_{aux} . \quad (94)$$

Luego generamos a \mathbf{H}_K con base en (90). Finalmente obtenemos a \mathbf{H} utilizando (88).

Ya que la descomposición de Cholesky solo se puede calcular sobre matrices definidas positivas [Noble, 1998], en esta tesis utilizaremos una matriz de correlación definida positiva cuyos elementos se obtienen a partir del modelo de Jakes como

$$R_{n,k} = \frac{1}{1 + [2\pi((k-n) \cdot \Delta f)D_s]^2}, \quad (95)$$

en donde D_s es el delay spread del canal. No obstante, una matriz positiva definida puede convertirse en definida no-positiva como resultado de un mal acondicionamiento, en [Sorooshayari y Daut, 2003] y [Baddour y Beaulieu, 2004] se describen algunas estrategias para resolver ese problema.

En la figura 30 presentamos una matriz de canal que generamos para 100 símbolos MC-CDMA/vsf utilizando un factor Rician igual a uno y considerando una matriz de correlación con elementos dados por (95) para un delay spread de 60 ns. Note que la variación del canal de una subportadora a otra es bastante suave a diferencia de la figura 28, en la que debido a la selectividad independiente el canal varía abruptamente de una subportadora a otra.

En la figura 31 mostramos una comparación entre la FCF teórica y la FCF que exhiben las columnas del canal simulado, como puede verse, la FCF empírica se aproxima bastante bien a la teórica. Finalmente, en la figura 32 mostramos el diagrama de flujo del simulador de canal para los dos escenarios.

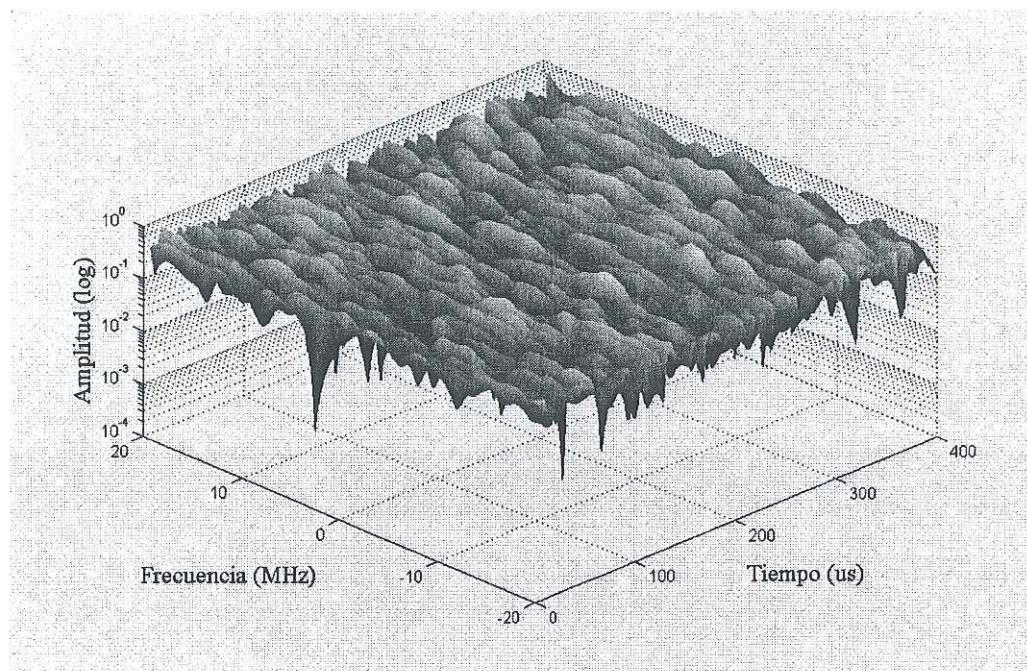


Figura 30. Función de transferencia de un canal simulado con selectividad correlacionada en la frecuencia con delay spread igual a 60 ns y factor Rician igual a uno.

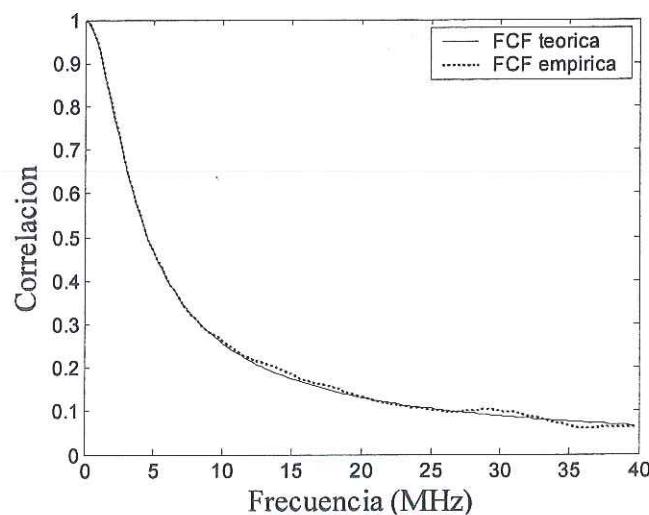


Figura 31. Comparación entre la FCF teórica dada por (95) y la FCF que exhiben las columnas del canal simulado para un delay spread de 60 ns.

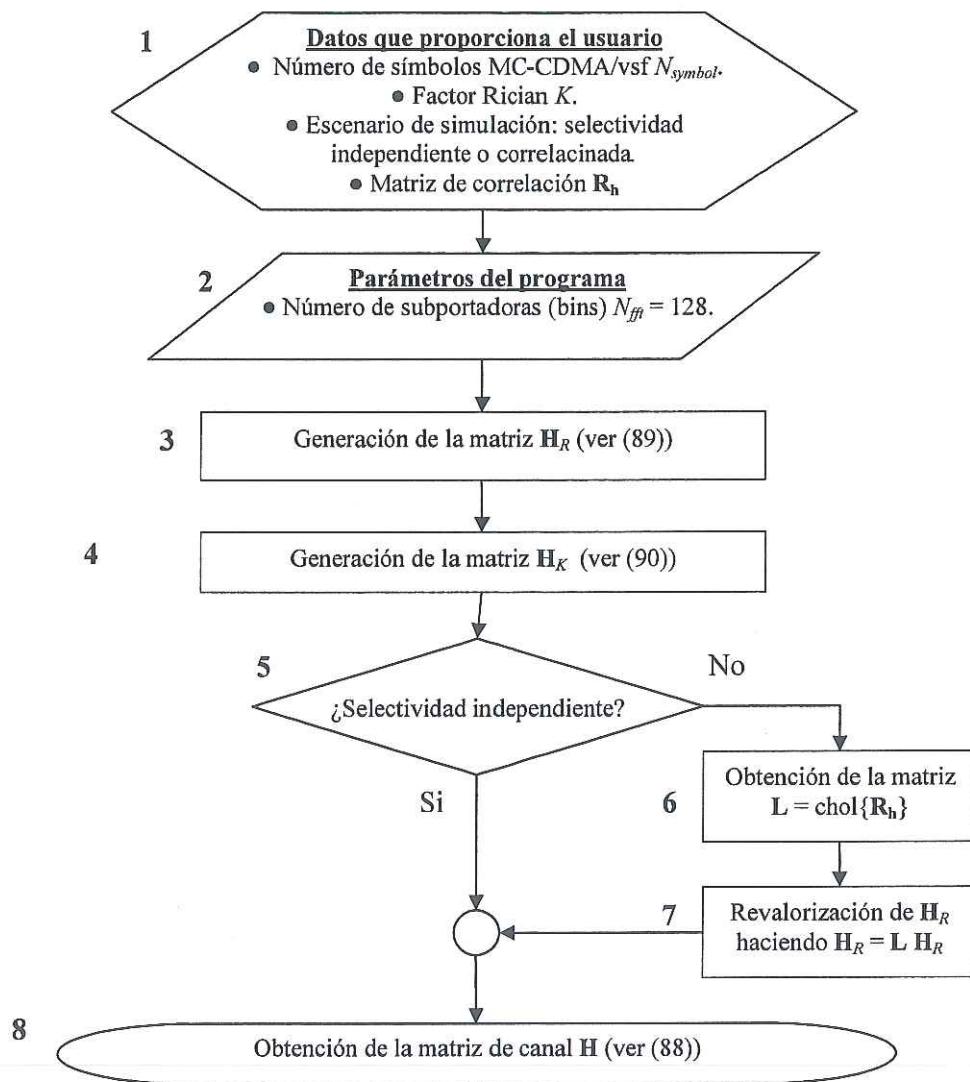


Figura 32. Diagrama de flujo para simular al canal.

6.4 Simulación del ruido AWGN

En el simulador se genera la matriz \mathbf{N} de ruido AWGN con potencia σ^2 con base en

$$\mathbf{N} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{N}_{real} + j \cdot \mathbf{N}_{imag}), \quad (96)$$

donde \mathbf{N}_{real} y \mathbf{N}_{imag} son matrices Gaussianas reales de dimensiones $N_{fft} \times N_{symbol}$ y cada una tiene potencia

$$\sigma^2 = \frac{P_{Rx}}{\log_{10}^{-1}((E_b / N_0) / 10)} \times \frac{N_{fft}}{\rho(N_c + N_{pilot})} \times \frac{(T_{fft} + T_{GI})}{T_{fft}}, \quad (97)$$

donde E_b/N_0 es la energía de bit por densidad de ruido y P_{Rx} es la potencia de la señal recibida. Note que el último cociente en (97) corresponde a las pérdidas que introduce el intervalo de guardia en la SNR de la señal recibida.

VII. RESULTADOS Y ANÁLISIS

7.1 Introducción

Con la ayuda del simulador descrito en el capítulo anterior hemos calculado el BER que presenta MC-CDMA/vsf en un canal Rician de banda ancha considerando tanto selectividad independiente en la frecuencia como selectividad correlacionada. En este capítulo presentamos y analizamos los resultados que obtuvimos.

Inicialmente presentaremos el modelo de una señal MC-CDMA/vsf transmitida así como el modelo de la señal recibida. Posteriormente describiremos la manera en que se llevaron a cabo las simulaciones. Finalmente mostraremos y analizaremos los resultados obtenidos.

7.2 Modelos de señal MC-CDMA/vsf

Debido a que MC-CDMA/vsf le proporciona al AP la capacidad de enviar información simultáneamente a U usuarios, la señal (s_{MC}) que transmite el AP se puede representar (a nivel de símbolo) en banda base como

$$s_{MC}(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{m=1}^{N_d^u} \sum_{k=1}^{G_{MC}^u} \frac{c_k^u d_m^u}{\sqrt{\rho_u}} \exp[j2\pi\zeta_\psi t] + n_p \sum_{n=1}^{n_p} p_n \exp[j2\pi\zeta_n t], \quad (98)$$

$$\text{con } \psi = G_{MC}^u(m-1) + k, \text{ y } 0 \leq t \leq T_{MC} \quad (99)$$

en donde d_m^u es el enésimo símbolo QAM del usuario u modulado con una eficiencia ρ_u y c_k^u es el k -ésimo chip del código OVSF de ganancia de procesamiento G_{MC}^u que se le asignó a ese usuario; ζ_ψ es la ψ -ésima subportadora de datos ($\psi = 1, \dots, 96$); $n_p = 8$ es el número de subportadoras piloto y p_n es el código que modula a la enésima subportadora piloto ζ_n . Para la representación anterior hemos considerado que el AP gestiona correctamente los códigos.

Ahora bien, suponiendo que el usuario u recibe a la señal s_{MC} sin errores de sincronismo y sin errores de muestreo, podemos representar a la señal recibida, denotada por \hat{s}_{MC} , como

$$\hat{s}_{MC}(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{m=1}^{N_d^u} \sum_{k=1}^{G_{MC}^u} \frac{c_k^u d_m^u}{\sqrt{\rho_u}} H_{\zeta_\psi} \exp\{j2\pi\zeta_\psi t\} + n_p \sum_{n=1}^{n_p} p_n H_{\zeta_n} \exp\{j2\pi\zeta_n t\} + \eta(t), \quad (100)$$

donde H_{ζ_ψ} y H_{ζ_n} son respectivamente los coeficientes de atenuación del canal para las frecuencias de las subportadoras de datos ζ_ψ y piloto ζ_n y $\eta(t)$ es ruido AWGN complejo. Por lo anterior, y con base en la figura 22, después de que \hat{s}_{MC} pasa por el proceso de igualación de canal tenemos que el enésimo símbolo QAM del usuario u está dado como

$$\hat{d}_m^u = \underbrace{\frac{d_m^u}{G_{MC}^u} \cdot \sum_{k=1}^{G_{MC}^u} q_{\zeta_\psi} \cdot H_{\zeta_\psi}}_{\text{Enésimo símbolo QAM del usuario } u} + \underbrace{\sum_{v=1, v \neq u}^U \frac{d_v^u \cdot \sqrt{\rho_u}}{G_{MC}^u} \sum_{k=1}^{G_{MC}^u} q_{\zeta_\psi} \cdot H_{\zeta_\psi} \cdot c_m^u \cdot c_m^v}_{\text{Interferencia de acceso múltiple (MAI)}} + \underbrace{\frac{\sqrt{\rho_u}}{G_{MC}^u} \sum_{m=1}^{G_{MC}^u} q_{\zeta_\psi} \cdot c_m^u \cdot n_{\zeta_\psi}}_{\text{Ruido AWGN}} \quad (101)$$

en donde q_{ζ_ψ} es el coeficiente de igualación de canal asociado a la subportadora de datos ζ_ψ . Note que el primer elemento en el término a la derecha de (101) contiene al enésimo dato dirigido al usuario u pero multiplicado por un factor $\sum_{k=1}^{G_{MC}^u} q_{\zeta_\psi} \cdot H_{\zeta_\psi}$. El segundo elemento corresponde a las señales dirigidas a los demás usuarios, que desde el punto de vista del

usuario u producen un tipo de interferencia conocida como interferencia de acceso múltiple (*multiple access interference*, MAI). El tercer elemento corresponde al ruido AWGN atenuado o amplificado por los coeficientes de igualación de canal.

Como puede verse en (101), la correcta decodificación de la información depende de la capacidad que tenga el demodulador MC-CDMA/vsf para neutralizar los efectos del canal y del ruido, así como para eliminar la MAI. La capacidad para contrarrestar los efectos del canal y del ruido depende de las técnicas de igualación de canal y combinación (MRC, EGC, ORC o MMSEC) que se empleen. Por otra parte, la capacidad del demodulador para eliminar la MAI depende del esquema de detección de señales que éste utilice.

Básicamente podemos identificar dos esquemas de detección de señales: esquemas de detección de la señal de un usuario único (*single user detection*, SUD) y esquemas de detección de las señales de usuarios múltiples (*multiple user detection*, MUD). En el esquema SUD el receptor solamente tiene conocimiento del código de ensanchamiento que se le asignó, por lo que únicamente detecta la señal dirigida a él y trata a las señales dirigidas a los otros usuarios como si fueran ruido. En el esquema MUD el receptor conoce los códigos de ensanchamiento de los otros usuarios, por lo que es capaz de desechar las señales que no van dirigidas a él, eliminando así la MAI. A pesar de que el esquema MUD proporciona mejores resultados que el esquema SUD, tiene una complejidad mucho mayor. En esta tesis solo consideramos al esquema SUD.

Ya que la confiabilidad del enlace se ve alterada por los efectos del canal, del ruido y de la MAI, en nuestros cálculos del BER hemos considerado tanto el escenario en el que la MAI es cero como el escenario en el que la MAI es máxima.

7.3 Consideraciones para las simulaciones

Como se ha ido mencionando a través de esta tesis, para llevar a cabo las simulaciones hemos considerado que:

- el máximo retardo excesivo del canal no sobrepasa la duración del intervalo de guardia de los símbolos MC-CDMA/vsf, por lo que no hay ISI y cada subportadora modulada que se transmite percibe desvanecimientos planos en la frecuencia.
- el canal es constante para cada símbolo MC-CDMA/vsf que se transmite y cambia de un símbolo a otro, es decir, el canal es quasi-invariante.
- no hay errores de sincronismo de portadora, ni de sincronismo de trama, ni errores de muestreo en las señales MC-CDMA/vsf que se reciben.
- disponemos de una fuente de información que entrega datos codificados y entrelazados arreglados en un formato NRZ.
- el BER se calcula sin realizar la corrección de errores.
- se utilizan únicamente esquemas de detección tipo SUD.
- el AP transmite las señales de todos los usuarios con la misma potencia.
- el demodulador dispone de datos para la estimación perfecta de canal.

Además, las simulaciones se desarrollaron tomando en cuenta

- un canal Rician de banda ancha con selectividad independiente en la frecuencia.
 - un canal Rician de banda ancha con selectividad correlacionada en la frecuencia.
- Para este escenario hemos empleado la función de correlación dada por (95) con un delay spread de 60 ns; el anterior es un valor típico para oficinas y edificios.
- Factor Rician $K = \{0 \text{ (Canal Rayleigh)}, 1\}$.

- técnicas de combinación MRC, EGC, ORC y MMSEC.
- ganancias de procesamiento $G_{MC} = 1, 2, 4, 8, 16, 32$. Note que MC-CDMA/vsf se convierte en un sistema OFDM convencional cuando $G_{MC} = 1$. Además, como el BER que presenta MC-CDMA/vsf cuando $G_{MC} = 1$ es el mismo que se obtiene con el 802.11g, tomaremos este caso como referencia para comparar el BER de MC-CDMA/vsf ($G_{MC} > 1$) con el del 802.11g ($G_{MC} = 1$).
- modulaciones BPSK y QPSK.
- un escenario sin MAI (el AP solo envía información a un usuario).
- un escenario en el que la MAI es máxima. En este escenario se evalúa el BER con respecto a un usuario u con ganancia de procesamiento G^u y la MAI se maximiza transmitiendo simultáneamente información para $(32-32/G_u)$ usuarios cada uno con ganancia de procesamiento $G_{MAI} = 32$. La información de los $(32-32/G_u)$ usuarios se modula en QPSK independientemente de la modulación que utilice el usuario u .

Aunque el simulador del modulador MC-CDMA/vsf es capaz de generar símbolos MC-CDMA/vsf en el dominio del tiempo, y el simulador del demodulador es capaz de decodificarlos, para calcular el BER todas las simulaciones se llevaron a cabo en el dominio de la frecuencia. Por ello, el simulador del modulador se redujo a los bloques 1, 2, 3, 4, 5 y 6 del diagrama de flujo de la figura 24, y en el diagrama de flujo del simulador del demodulador se eliminaron los bloques 4 y 5. Así, para calcular el BER trabajamos sobre la matriz S_f dada por (71) y sobre la matriz \hat{S}_f dada por (76).

A continuación presentamos y analizamos los resultados que obtuvimos.

7.4 BER de MC-CDMA/vsf en un escenario sin MAI

7.4.1 Selectividad independiente en la frecuencia

7.4.1.1 Factor Rician igual a cero

En las figuras 33, 34, 35 y 36 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK en un escenario sin MAI utilizando MRC, EGC, ORC y MMSEC, respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad independiente y $K = 0$.

En las cuatro figuras se ve claramente que cuando $G_{MC} > 1$ el BER de MC-CDMA/vsf es mejor que el de OFDM ($G_{MC} = 1$). También se puede ver en ellas que el BER disminuye conforme aumenta la ganancia de procesamiento. Esto se debe a que el número de subportadoras sobre las que se transmite un dato ensanchado (en las que se envía cada chip) aumenta conforme se incrementa la ganancia de procesamiento. Como los desvanecimientos que percibe cada subportadora son independientes de los que perciben las demás, al aumentar la ganancia de procesamiento se incrementa la diversidad del sistema, lo cual reduce el BER. Note que, excepto para ORC, cuando $G_{MC} = 32$ el BER es prácticamente nulo.

El BER que se obtiene con BPSK es el mismo que el que se obtiene con QPSK. Así mismo, con ambos formatos de modulación se mantiene que MRC proporciona mejores resultados que cualquiera de las otras tres técnicas de combinación. Lo anterior se debe a que MRC hace la combinación de las señales maximizando la SNR [Rappaport, 2002]. En contraparte, con ORC se obtienen los peores resultados ya que, como mencionamos en el capítulo III, amplifica excesivamente el ruido cuando los desvanecimientos de las subportadoras son profundos. El rendimiento de EGC es ligeramente superior al de MMSEC.

Note que el BER de MC-CDMA/vsf con $G_{MC} = 1$ es el mismo independientemente de la técnica de combinación que se utilice. Esto se debe a que MRC, EGC, ORC y MMSEC tienen la misma SNR cuando solo se considera una señal.

Las conclusiones anteriores se repiten para los demás casos en los que la MAI es cero ya que la tendencia de las curvas del BER es bastante similar. Por ello, en los demás casos solo analizamos las diferencias que se producen entre ellos como resultado de la correlación entre las subportadoras y de la variación del factor Rician.

7.4.1.2 Factor Rician igual a uno

En las figuras 37, 38, 39 y 40 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK en un escenario sin MAI cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y MMSEC, respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad independiente en la frecuencia y factor Rician igual a uno.

Con respecto al caso anterior podemos notar una ligera mejoría general en el BER, sobre todo cuando se utiliza MRC ó MMSEC. Esto se debe a que los desvanecimientos que perciben las subportadoras moduladas son menos profundos conforme aumenta el factor Rician.

7.4.2 Selectividad correlacionada en la frecuencia

7.4.2.1 Factor Rician igual a cero

En las figuras 41, 42, 43 y 44 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y MMSEC respectivamente, en un

canal Rician de banda ancha con selectividad correlacionada en la frecuencia y factor Rician cero.

En este caso al incrementar la ganancia de procesamiento no se obtiene una mejoría tan significativa en el BER como en los dos casos anteriores; esto es evidente ya que, a diferencia de los casos anteriores, ahora sí se alcanza a medir el BER para $G_{MC} = 32$. Lo anterior se debe a que los desvanecimientos de las subportadoras están correlacionados, por lo que no se obtiene la misma diversidad que en el caso de selectividad independiente.

7.4.2.2 Factor Rician igual a uno

En las figuras 45, 46, 47 y 48 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y MMSEC respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad correlacionada en la frecuencia y factor Rician igual a uno. En este caso podemos notar que el BER para $G_{MC} = 1$ es menor que en el caso anterior pero es mayor cuando $G_{MC} = 32$. Esto se debe a que los desvanecimientos de las subportadoras son menos profundos pero debido a la correlación entre ellas no se obtiene suficiente diversidad en el sistema.

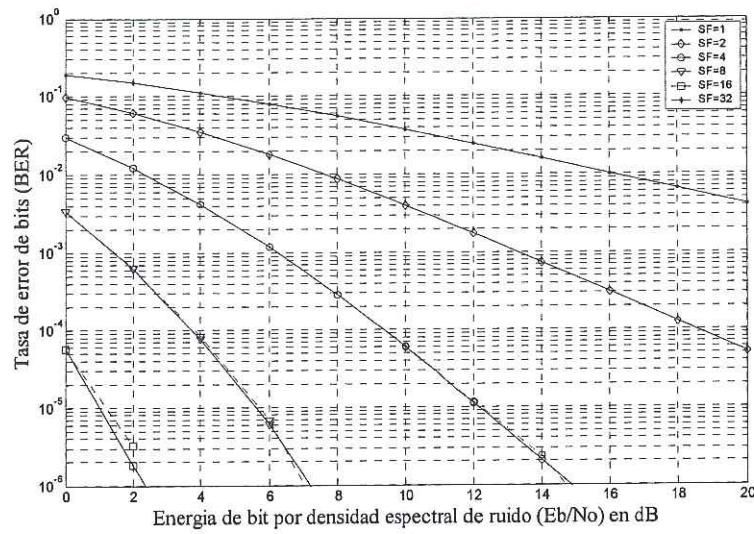


Figura 33. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

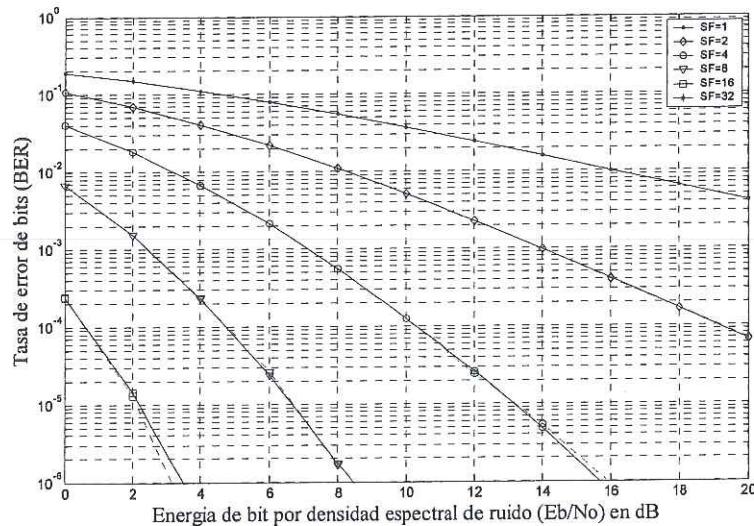


Figura 34. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

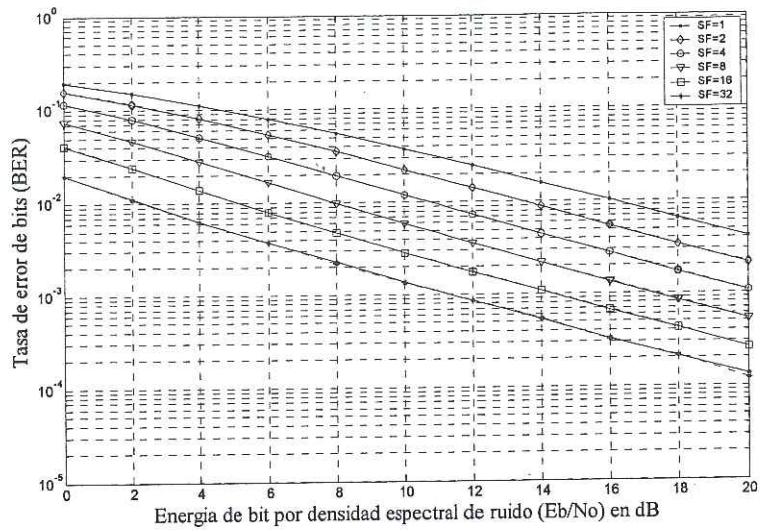


Figura 35. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

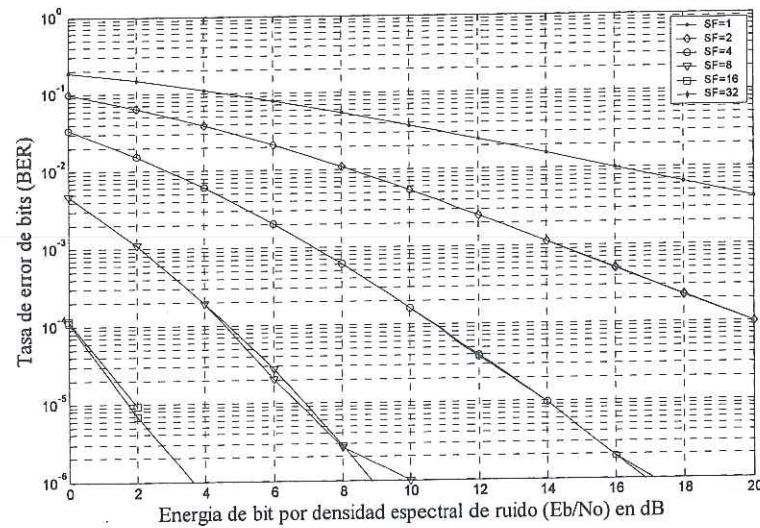


Figura 36. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

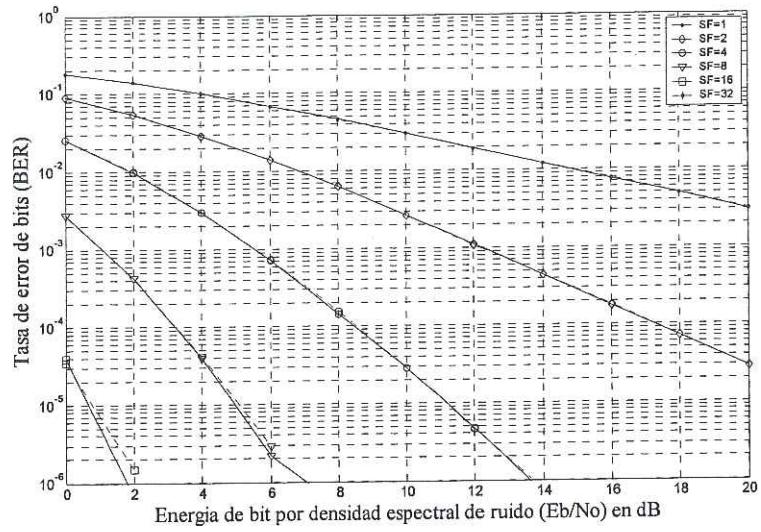


Figura 37. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

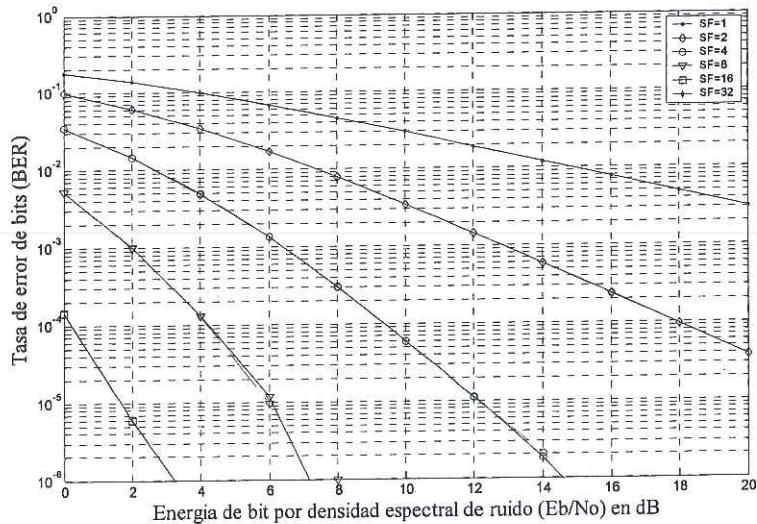


Figura 38. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

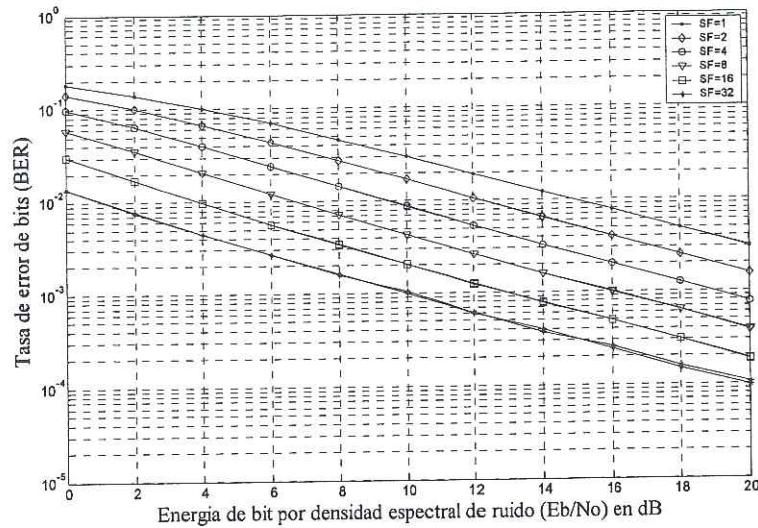


Figura 39. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

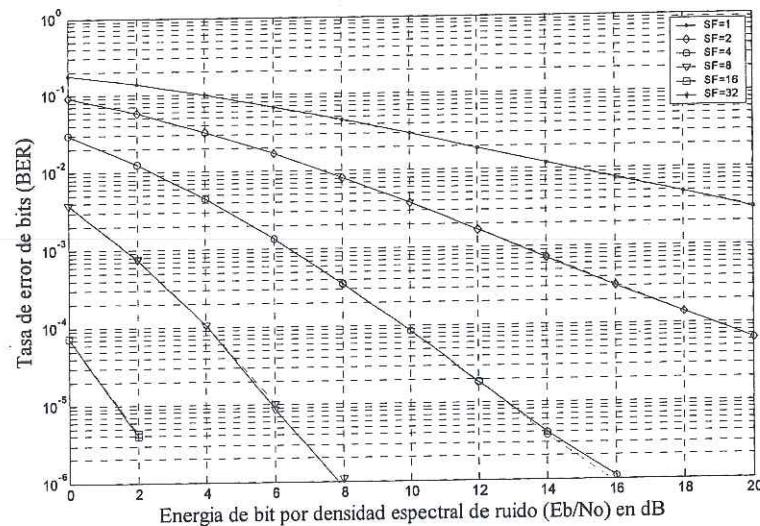


Figura 40. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

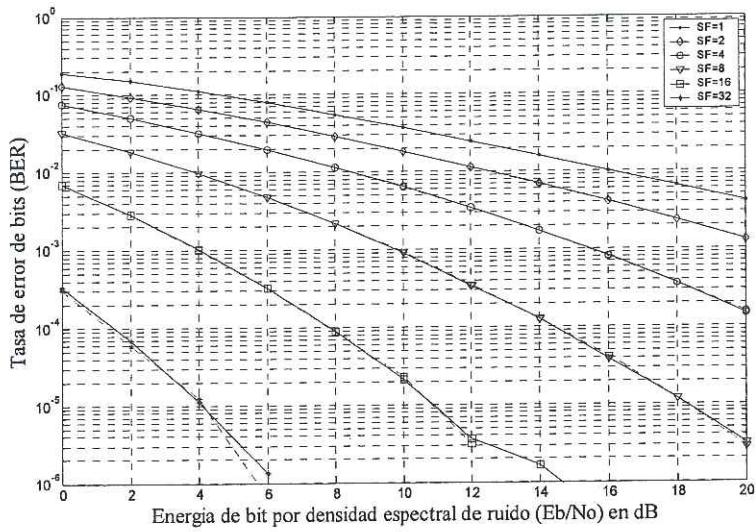


Figura 41. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

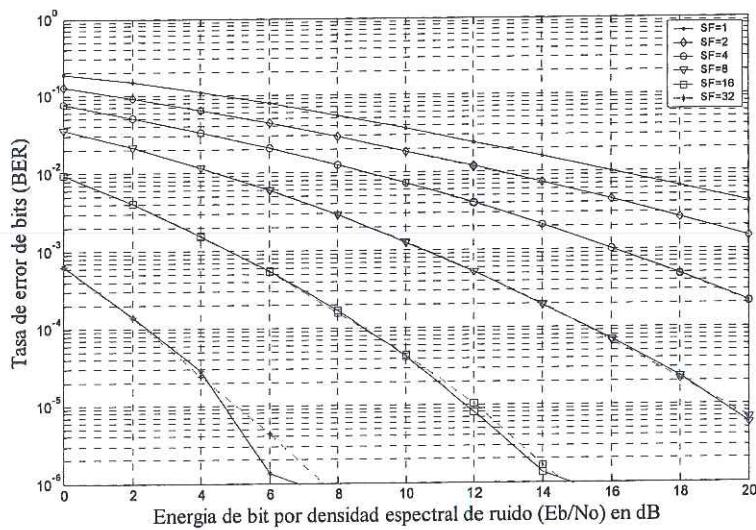


Figura 42. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

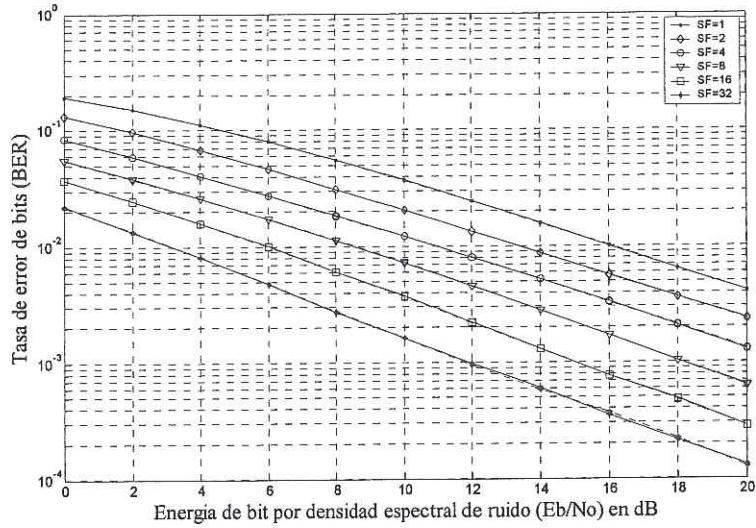


Figura 43. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

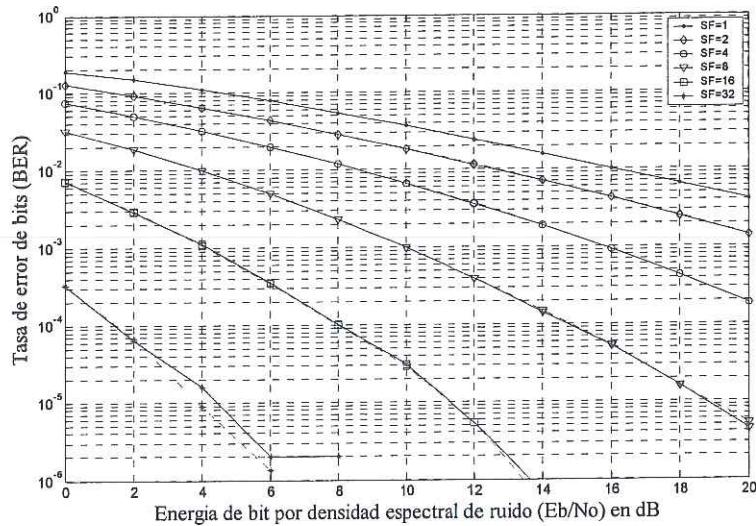


Figura 44. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ (canal Rayleigh) y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

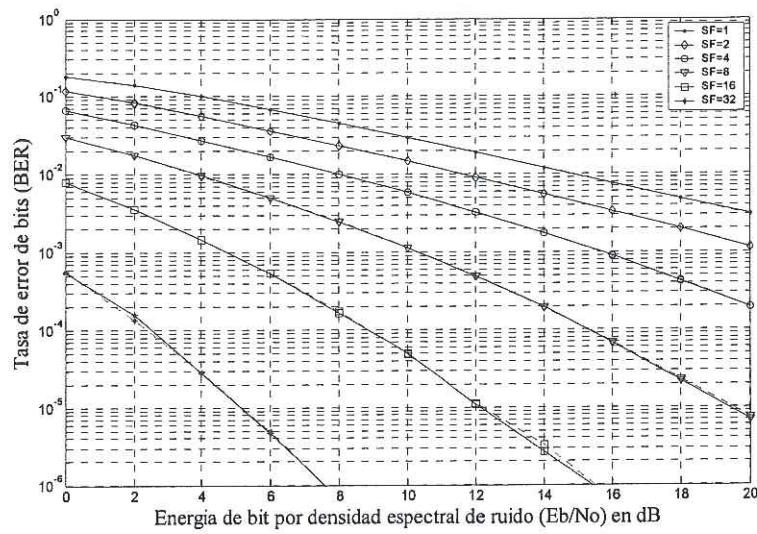


Figura 45. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

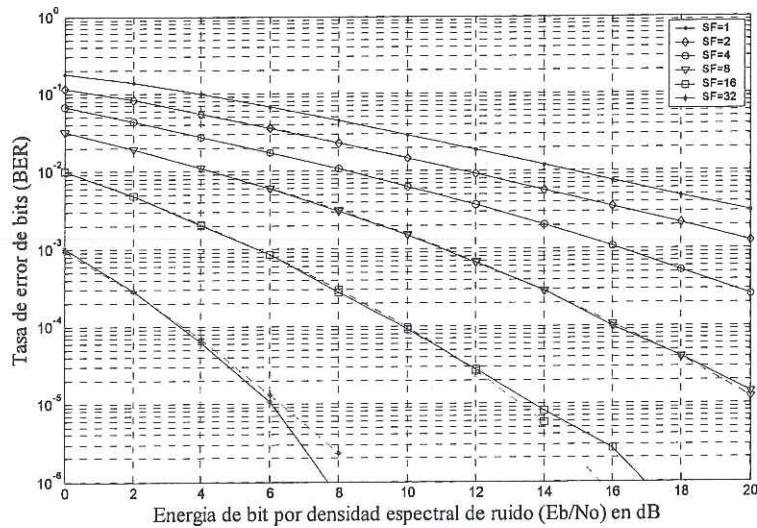


Figura 46. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

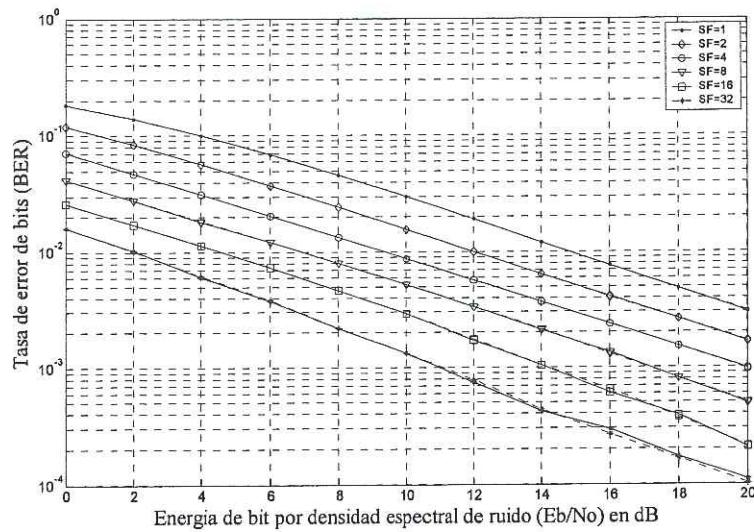


Figura 47. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

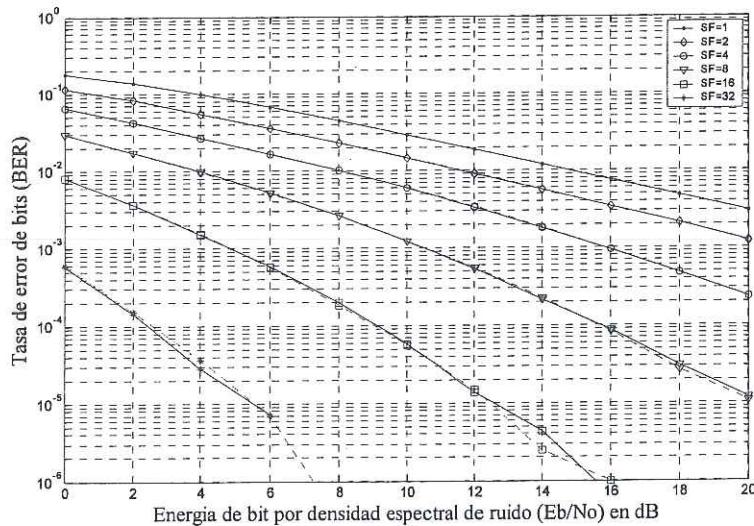


Figura 48. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario sin MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

7.5 BER de MC-CDMA/vsf en un escenario con MAI

7.5.1 Selectividad independiente en la frecuencia

7.5.1.1 Factor Rician igual a cero

En las figuras 49, 50, 51 y 52 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK en un escenario con MAI utilizando MRC, EGC, ORC y MMSEC, respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad independiente y $K = 0$.

En este caso notamos un cambio radical en el rendimiento de las cuatro técnicas de combinación. Esto es obvio ya que MRC es ahora la técnica que arroja los peores resultados; tanto así que el BER de MC-CDMA/vsf con MRC ($G_{MC} > 1$) es, en general, peor que el de OFDM ($G_{MC} = 1$). Lo anterior se debe a que MRC destruye la ortogonalidad de los códigos de los U usuarios [Kaiser, 2002], por lo que MC-CDMA/vsf con MRC se vuelve sumamente susceptible a la MAI. Por otro lado, EGC se comporta mejor que MRC ya que aunque EGC no devuelve la ortogonalidad a los códigos de los U usuarios, a diferencia de MRC, no la destruye más. Sin embargo, excepto cuando $G_{MC} = 32$, el BER de MC-CDMA/vsf con EGC sigue siendo mayor al BER de OFDM. En contraparte, los resultados con ORC y MMSEC son bastante favorables ya que con ambas técnicas se obtiene un BER menor al de OFDM. En particular podemos observar que el BER que se obtiene con ORC es el mismo BER independientemente de la MAI. Esto se debe a que ORC neutraliza los efectos del canal y devuelve por ello la ortogonalidad a los códigos de los U usuarios con lo cual se elimina totalmente la MAI. El BER de MMSEC es todavía mejor que el de ORC y por lo tanto mejor que el de MRC y EGC ya que MMSEC invierte la función de

transferencia del canal tomando en cuenta el nivel de ruido, por lo que restaura la ortogonalidad de los códigos y además es capaz de reducir los efectos del ruido.

En las figuras también podemos observar que el BER de BPSK es menor que el de QPSK ya que aún cuando el E_b/N_0 es el mismo, QPSK es más susceptible a la MAI ya que las zonas de decisión de QPSK son más selectivas que las de BPSK.

Las conclusiones anteriores son validas para los demás casos de análisis. Por ello, en adelante solo analizaremos las diferencias que se producen entre los cuatro casos como resultado de los efectos de la correlación y del factor Rician.

7.5.1.2 Factor Rician igual a uno

En las figuras 53, 54, 55 y 56 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf en un escenario con MAI con BPSK y QPSK cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y MMSEC respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad independiente en la frecuencia, y factor Rician igual a uno.

Como resultado del incremento en el factor Rician podemos notar una ligera mejoría en el BER. No obstante, los resultados de MRC y EGC siguen siendo malos.

7.5.2 Selectividad correlacionada en la frecuencia

7.5.2.1 Factor Rician igual a cero

En las figuras 57, 58, 59 y 60 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf en un escenario con MAI, modulación BPSK y QPSK, cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y

MMSEC respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad correlacionada en la frecuencia y factor Rician igual a cero.

En las figuras podemos ver que el funcionamiento de MC-CDMA/vsf con MRC y EGC se deteriora con respecto al escenario con selectividad incorrelacionada. Esto se debe a la disminución en la diversidad del sistema. En contraparte, el BER de ORC y MMSEC mejora aunque dicha mejoría no es tan significativa para ganancias de procesamiento grandes.

7.5.2.2 Factor Rician igual a uno

En las figuras 61, 62, 63, y 64 mostramos el BER que presenta MC-CDMA/vsf en un escenario con MAI, modulación BPSK y QPSK, cuando se utiliza MRC, EGC, ORC y MMSEC respectivamente, en un canal Rician de banda ancha con selectividad correlacionada en la frecuencia y factor Rician igual a uno.

En este caso podemos ver un comportamiento similar al del caso de la selectividad independiente ya que aunque hay una disminución en el BER cuando $G_{MC} = 1$, no se obtiene un mejoría equiparable cuando $G_{MC} > 1$.

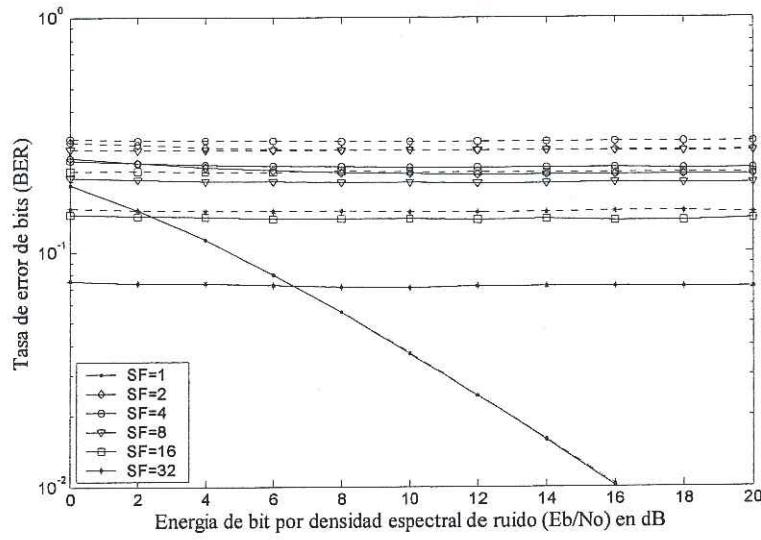


Figura 49. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

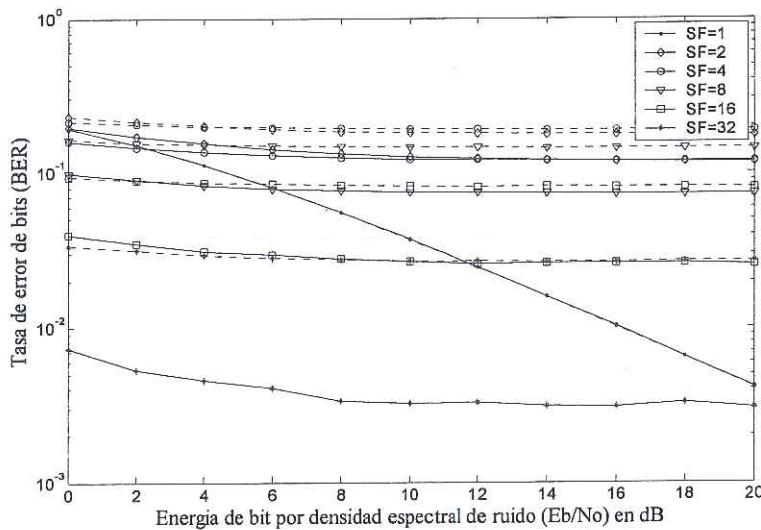


Figura 50. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

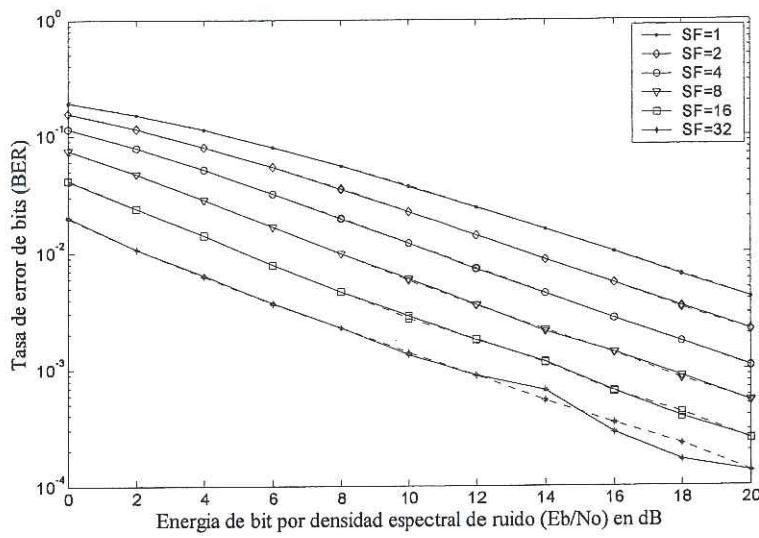


Figura 51. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

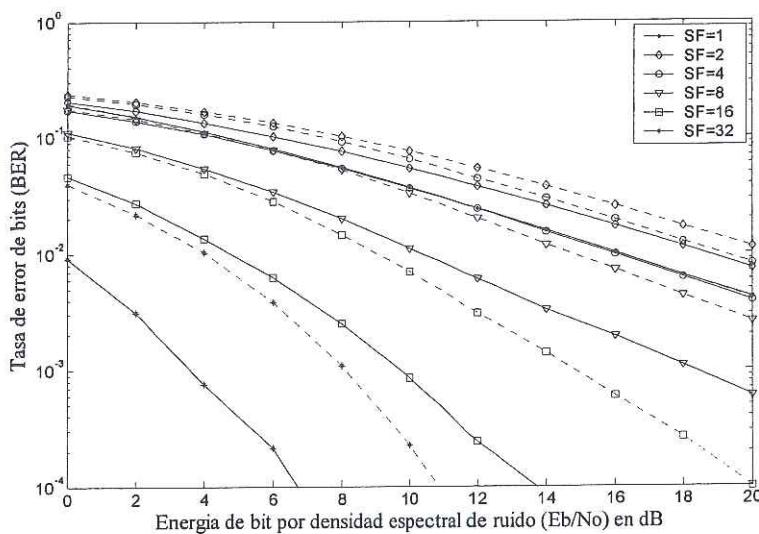


Figura 52. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

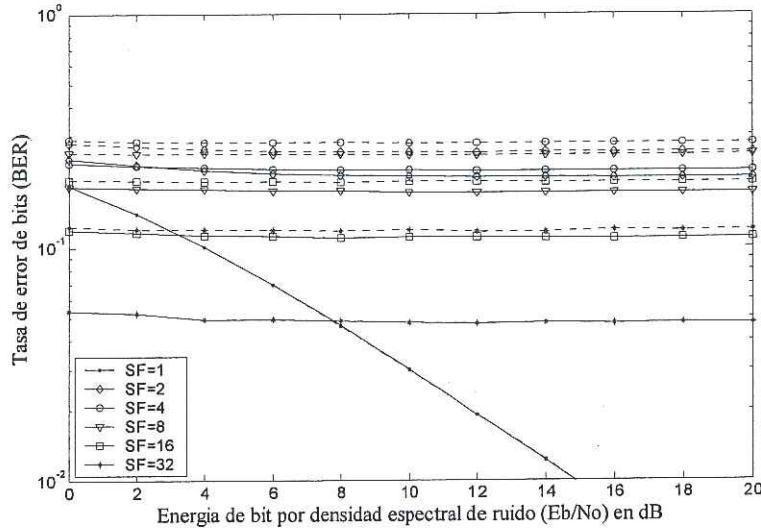


Figura 53. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

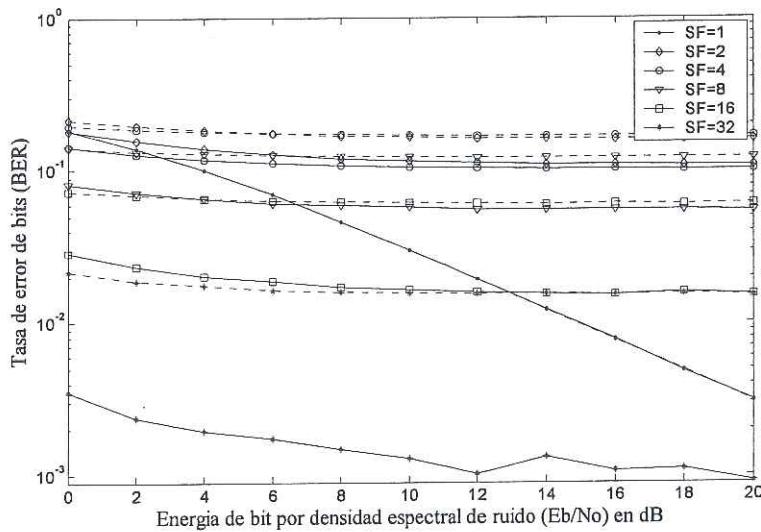


Figura 54. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI. BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

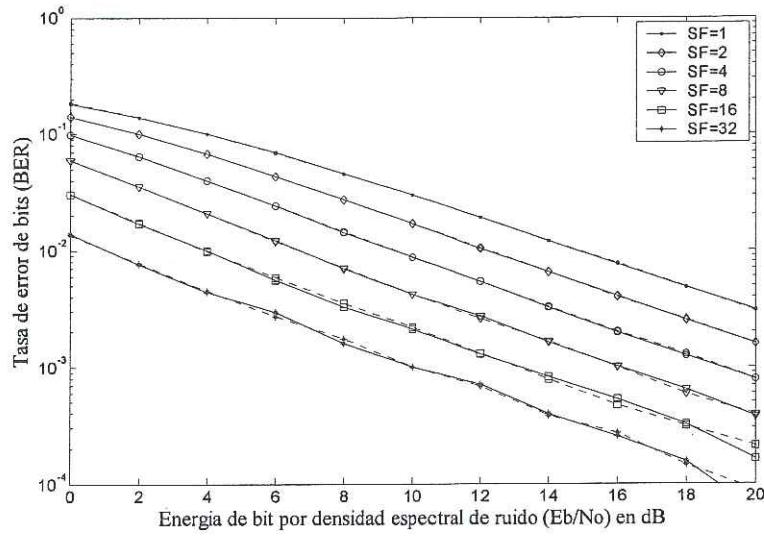


Figura 55. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

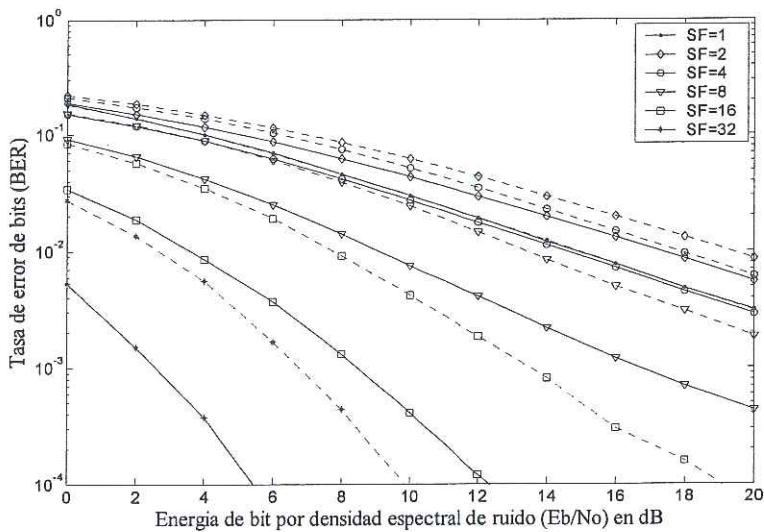


Figura 56. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSECC con $K = 1$ y selectividad independiente en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

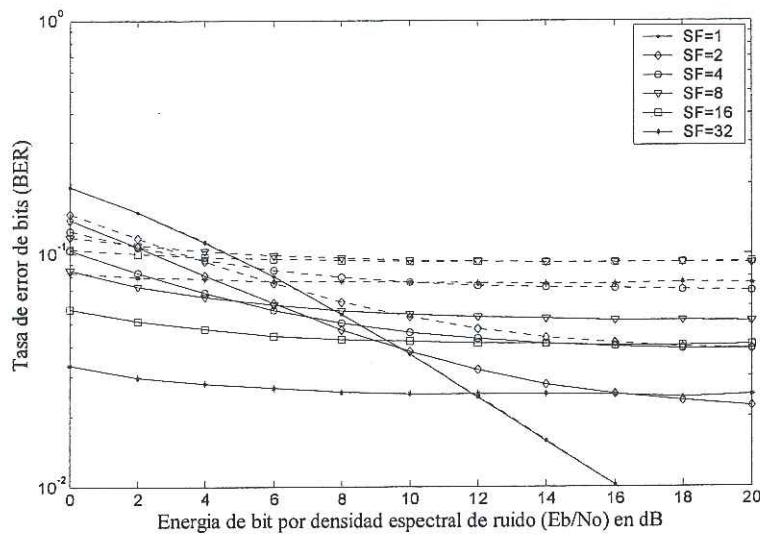


Figura 57. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

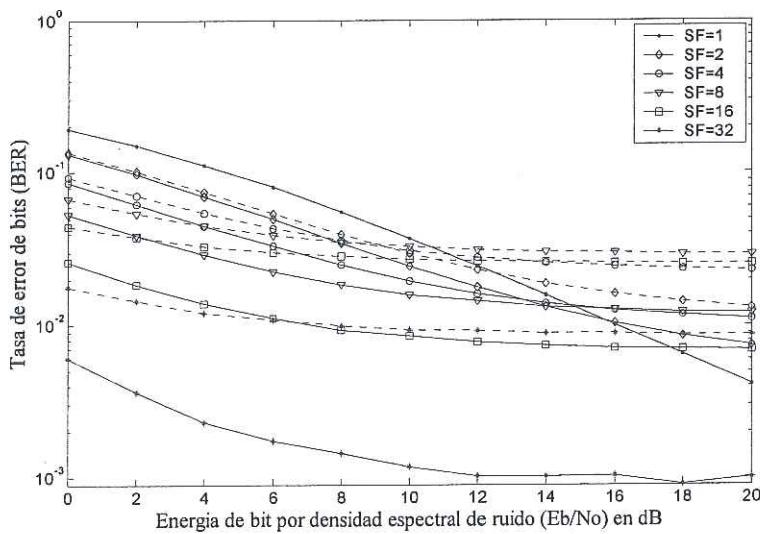


Figura 58. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

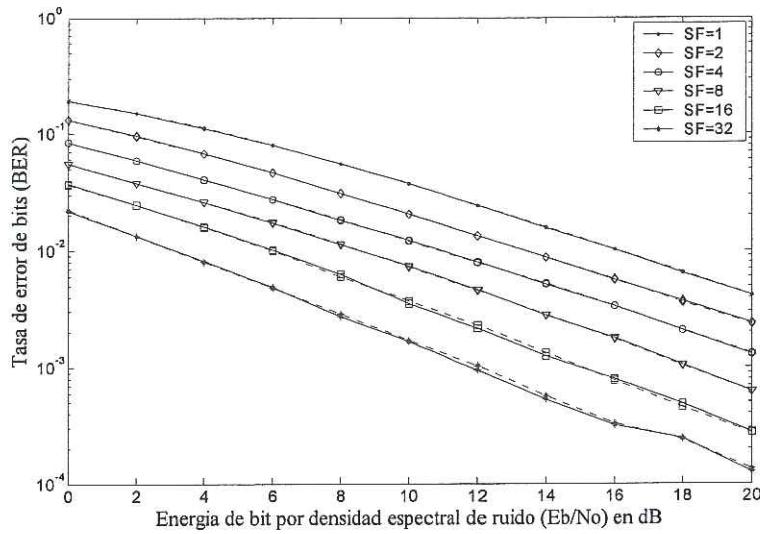


Figura 59. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

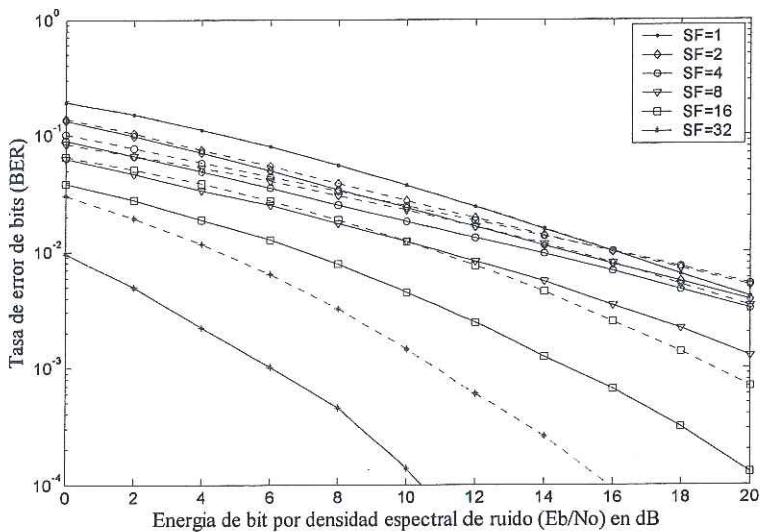


Figura 60. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 0$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

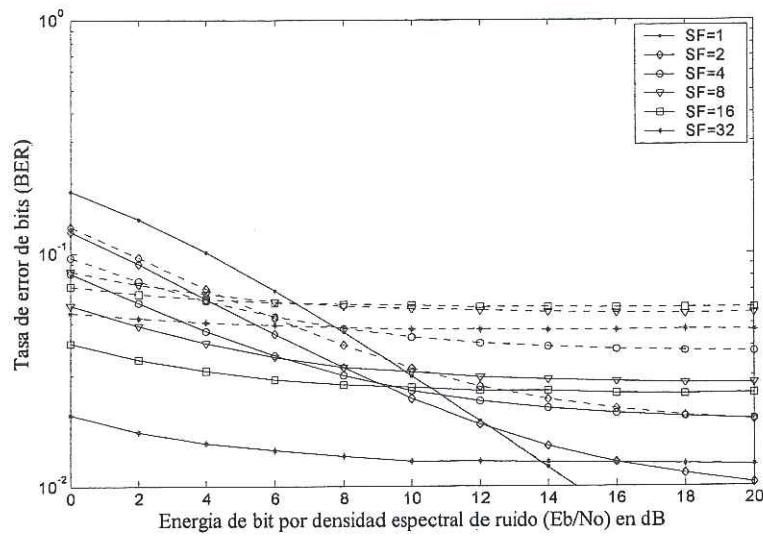


Figura 61. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MRC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

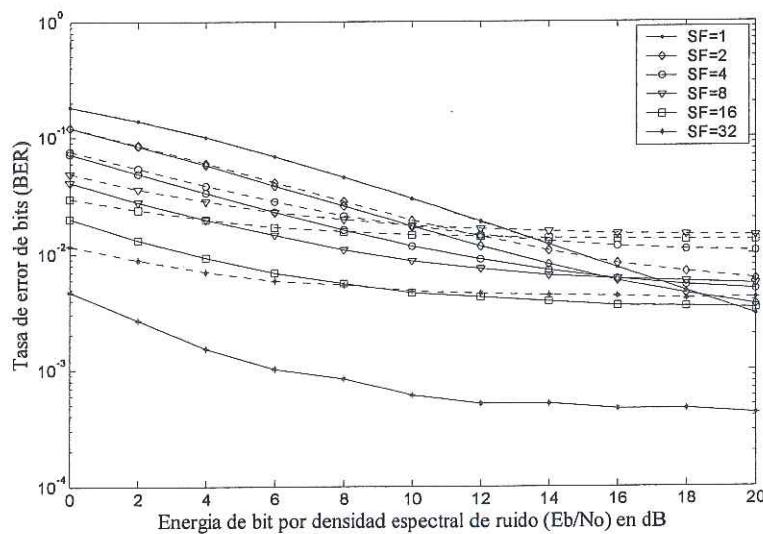


Figura 62. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para EGC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

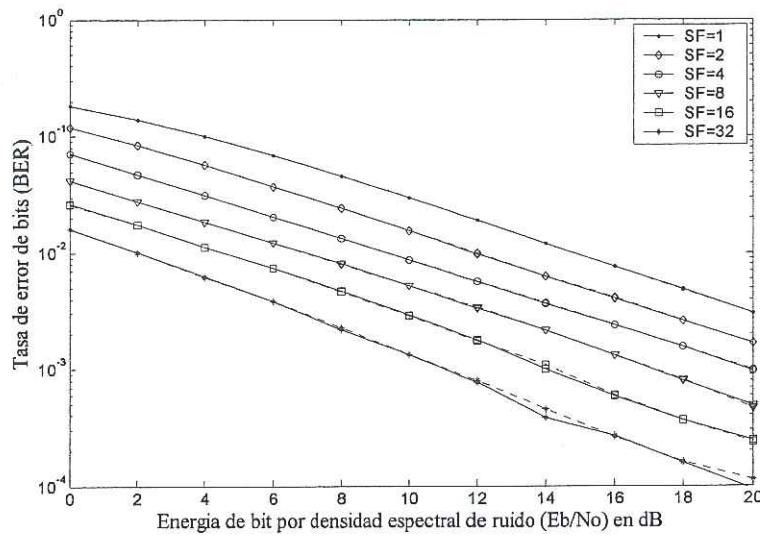


Figura 63. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para ORC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

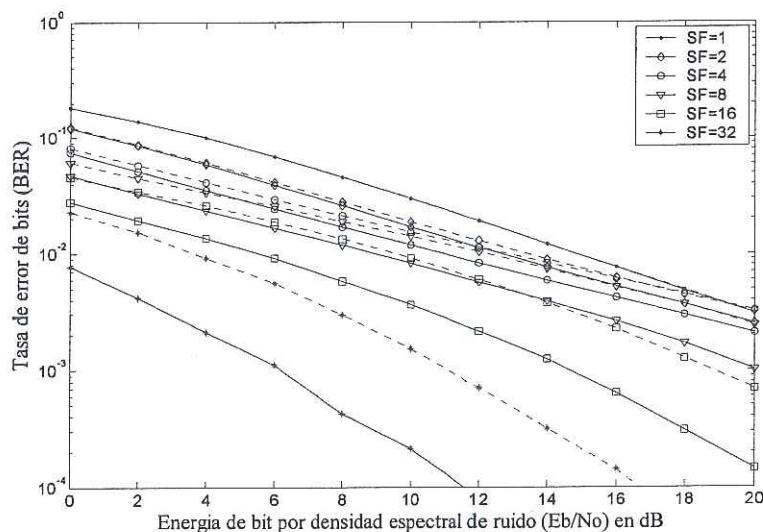


Figura 64. BER de MC-CDMA/vsf con BPSK y QPSK para MMSEC con $K = 1$ y selectividad correlacionada en la frecuencia en un escenario con MAI.
BPSK líneas continuas; QPSK líneas punteadas.

VIII. CONCLUSIONES

8.1 Conclusiones

En esta tesis hemos propuesto un nuevo esquema para la capa física del enlace descendente de las WLANs basado en MC-CDMA. Este esquema, al que hemos denominado MC-CDMA/vsf, permite que un AP envíe información simultáneamente a múltiples usuarios aún cuando éstos demanden tasas de transmisión diferentes. Esta es una característica importante que permitirá cursar tráfico multimedia en las WLANs descongestionando además el enlace descendente.

MC-CDMA/vsf permite alcanzar tasas de transmisión iguales e incluso mayores a las que se ofrecen en el estándar 802.11g con modulación BPSK y QPSK, siendo la máxima tasa bruta de transmisión igual a 48 Mbps cuando no se utiliza codificación de canal ó igual a 36 Mbps cuando se utiliza codificación FEC con tasa 3/4.

Con respecto a la confiabilidad de los enlaces, en los capítulos VI y VII analizamos el BER que se obtiene con MC-CDMA/vsf en un canal Rician de banda ancha considerando selectividad independiente en la frecuencia y selectividad correlacionada en la frecuencia. Además, hemos analizado el BER que se obtiene tanto en un escenario sin MAI como en un escenario en el que la MAI es máxima. Para el análisis hemos considerado técnicas de combinación MRC, EGC, ORC y MMSEC, así como un esquema de detección de señales

SUD. Los resultados indican que es mejor utilizar MRC cuando no hay MAI en el sistema mientras que es mejor utilizar MMSEC cuando la MAI es máxima.

En el caso en el que la MAI es cero el BER de MC-CDMA/vsf bajo cualquiera de las cuatro técnicas de combinación es mejor que el que se obtiene con OFDM convencional. No obstante, a diferencia de MRC, EGC o MMSEC, MC-CDMA/vsf con ORC no presenta una ventaja sustancial sobre el BER de OFDM.

Para el caso en el que la MAI es máxima los resultados indican que el BER de MC-CDMA/vsf es menor que el de OFDM solo cuando se utilizan técnicas de combinación ORC o MMSEC ya que EGC y MRC funcionan mal en presencia de la MAI. En particular, los resultados con ORC se mantienen iguales sin importar si hay o no MAI.

En general tenemos que el BER de MC-CDMA/vsf se reduce conforme aumenta la ganancia de procesamiento de los códigos OVSF. No obstante, el BER es susceptible a la correlación entre subportadoras y al factor Rician del canal. La correlación entre subportadoras reduce la mejoría en el BER que se obtiene al incrementar la ganancia de procesamiento. El factor Rician conlleva una mejoría en el BER ya que los desvanecimientos que perciben las subportadoras son menos profundos conforme aumenta el factor Rician. En un entorno de propagación cerrado el valor del factor Rician oscila entre 1 y 2.

En resumen, y con base en los resultados que presentamos en el capítulo VII, es conveniente utilizar a MMSEC como técnica de combinación para MC-CDMA/vsf ya que es la que mejores resultados arroja tomando como criterio de evaluación al balance entre el BER de MC-CDMA/vsf en un escenario sin MAI y el BER en un escenario con MAI.

Note que en esta tesis hemos calculado el BER considerando un escenario ideal en el cual no hay errores ni de sincronismo ni de muestreo en las señales que se reciben y en el

que se dispone de estimados perfectos del canal para llevar a cabo el proceso de igualación de canal. Por ello, los resultados que presentamos aquí corresponden a MC-CDMA/vsf funcionando de manera óptima. Por eso, y aunque en la práctica es difícil conseguir que un sistema funcione óptimamente, nuestros resultados pueden utilizarse como referencia para diseñar transceptores MC-CDMA/vsf cuyo funcionamiento se aproxime al óptimo.

En general podemos concluir que MC-CDMA/vsf es una opción atractiva para sustentar a la capa física del enlace descendente de las WLANs de próxima generación.

8.2 Trabajo futuro

MC-CDMA, al igual que CDMA, es una técnica de señalización cuyo buen funcionamiento depende de la capa MAC. Por ello, para MC-CDMA/vsf debe diseñarse un esquema MAC que permita explotar al máximo sus características.

Por otra parte, es conveniente extender el análisis del BER que presenta MC-CDMA/vsf al caso en el que no hay sincronismo perfecto ni estimados perfectos del canal, sobre todo para evaluar el impacto que tienen esos inconvenientes en el buen funcionamiento del sistema. Así mismo es importante investigar tanto técnicas de sincronismo eficientes como técnicas de estimación de canal adecuadas para MC-CDMA/vsf. Además, es necesario conocer el BER que se obtiene al emplear codificación de canal.

REFERENCIAS

- Anastasi G., L. Lenzini, E. Mingozi, A. Hettich y A. Krämling.** 1998. "MAC protocols for wideband wireless local access: Evolution toward wireless ATM". *IEEE Personal Communications*. 5(5): 53-64 p.
- Anastasi G., L. Lenzini, y E. Mingozi.** 2000. "HIPERLAN/1 MAC Protocol: Stability and performance analysis". *IEEE Jour. Selec. Areas Commun.* 18(9): 1787-1798 p.
- Andren C.** 1998. "IEEE 802.11 wireless LAN: Can we use it for multimedia?". *IEEE Multimedia*. 5(2): 84-89 p.
- Baddour K. E., y N. C. Beaulieu.** 2004. "Accurate simulation of multiple cross-correlated Rician fading channels". *IEEE Trans. Commun.* 52(11): 1980-1987 p.
- Beaulieu N. C.** 1999. "Generation of correlated Rayleigh fading envelopes". *IEEE Commun. letters*. 3(6). 172-174 p.
- Beaulieu N. C., y M. L. Merani.** 2004. "Generation of multiple Rayleigh fading sequences with specified cross-correlations". *Eur. Trans. Telecommun.* 15:471-476 p.
- Bingham J. A. C.** 1990. "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come". *IEEE Commun. Mag.* 28(5): 5-14 p.
- Blake R.** 2004. "Sistemas electrónicos de comunicaciones". *Thompson Learning*. Segunda edición. México D.F.. 985 pp.
- Brigham E. O.** 1988. "The fast Fourier transform and its applications". *Prentice Hall*. Englewood Cliffs, New Jersey. 448 pp.
- Bultitude R. J. C.** 1987. "Measurements, characterization and modeling of indoor 800/900 MHz radio channels for digital communications". *IEEE Commun. Mag.* 25(6): 5-12 p.

Charalambos C. D., y N. Menemenlis. 1999, "Stochastic models for short-term multipath fading channels: Chi-square and Ornstein-Uhlenbeck processes". *Proc. of the IEEE CDC'99*. Phoenix Az., U.S.A. 12-15 Dic., 1999: 4959-4964 p.

Chouly A., A. Brajal, y S. Jourdan. 1993. "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems". *Proc. of the IEEE GLOBECOM'93*. Houston Tx., U.S.A. 29 Nov.-2 Dic: 1723-1728 p.

Chryssomallis M. 2002. "Simulation of mobile fading channels". *IEEE Antennas and Propagation Mag.* 44(6): 172-183 p.

Chuang J. C.-I. 1987. "The effects of time delay spread on portable radio communications channel with digital modulation". *IEEE JSAC. SAC-5(6)*: 879-889 p.

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

Clarke R. H. 1968. "A statistical theory of mobile-radio reception". *Bell System Technical Journal*. 47: 957-1000 p.

Cox D. C. 1973. "910 MHz urban mobile radio propagation: Multipath characteristics in New York city". *IEEE Trans. Commun. COM-21(11)*: 1188-1194 p.

Crow B. P., Widjaja I., Kim J. G., y Sakai P. T. 1997. "IEEE 802.11 wireless local area networks," *IEEE Commun. Mag.* 35(9):116-126 p.

Doufexi A., S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, y J. McGeehan. 2002. "A comparision of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards". *IEEE Commun. Mag.* 40(5): 172-180 p.

Edbauer F. "Performance of interleaved trellis-coded differential 8-psk modulation over fading channels". *IEEE Jour. Select. Areas Commun.* 7(9): 126-133 p.

Ertel R., y J. H. Reed. 1998. "Generation of two equal power correlated Rayleigh fading envelopes". *IEEE Commun. letters.* 2(10): 276-278 p.

Fazel K., y L. Papke. 1993. "On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system". *Proc. of the IEEE PIMRC'93*. Yokohama, Japón. Sept. 9-11, 1993: 468-472 p.

Flatman A. 1994. "Wireless LANs: developments in technology and standards". *IEE Computing and Control Engineering Journal*. 5(5): 219-224 p.

Ganesh R. y K. Pahlavan. 1991. "Statistical modeling and computer simulation of indoor radio channel". *Proc. of the IEE, part I: communications, speech and vision*. 138(3): 153-161 p.

Gutiérrez C. A., J. Sánchez, y L. A. Gutiérrez. 2003a. "Contramedidas a los efectos de los desvanecimientos rápidos y selectivos en frecuencia en comunicaciones móviles multitasa". *Congreso internacional de Computación (CIC'2003)*. D. F., México. 15-16 Oct., 2003.

Gutiérrez C. A., J. Sánchez, L. A. Gutiérrez, y C. Valdez. 2003b. "Diversidad espacial y entrelazado de bit en comunicaciones móviles multitasa con desvanecimientos de plazo corto". *Memorias del ROC&C'2003 del IEEE secc. México*. Acapulco Gro., México. 26-30 Nov., 2003.

Gutiérrez C. A., M. Cabrera, y J. Sánchez. 2004a. "On the generation of correlated Rayleigh envelopes for representing the variant behavior of the indoor radio propagation channel". *Proc. of the IEEE PIMRC'2004*. Barcelona, España. 5-8 Sept., 2004.

Gutiérrez C. A., J. Sánchez, M. Cabrera, y L. A. Gutiérrez. 2004b. "MC-CDMA/vsf for the downlink physical layer in next generation wireless local area networks". *Proc. of the IEEE SIPS'2004*. Austin Tx., U.S.A. 13-15 Oct., 2004.

Gutiérrez C. A., M. Cabrera, y J. Sánchez. 2004c. "Generation of correlated Rayleigh-fading envelopes for simulating the variant behavior of indoor radio propagation channels". *Proc. of the IEEE VTC'fall2004*. Los Angeles CA., U.S.A. 26-29 Sept., 2004.

Halls G. A. 1994. "HIPERLAN: the high performance radio local area network standard". *IEE Electronics and Communications Engineering Journal*. 6(6):289-296 p.

Hanzo L., M. Münster, B. J. Choi, y T. Keller. 2003. “OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and Broadcasting”. *IEEE press, Wiley & Sons*. West Sussex, Inglaterra. 978 pp.

Hara S., R. Prasad. 1997. “Overview of multicarrier CDMA”. *IEEE Commun. Mag.* 35(12): 126-133 p.

Harris C. A. 1998. “IEEE 802.11 wireless LAN: Can we use it for multimedia?”. *IEEE Multimedia Mag.* 5(2): 84-89 p.

Hashemi H., y D. Tholl. 1992. “Analysis of the rms delay spread of indoor radio propagation channels”. *Proc. of the IEEE ICC'92*. Chicago, U. S. A. 14-18 Junio, 1992: 14-17 p.

Hashemi H., D. Tholl, y G. Morrison. 1992a. “Statistical modeling of the indoor radio propagation channel – Part I”. *Proc. of the IEEE VTC'spring1992*. Denver, U. S. A. 10-13 Mayo, 1992: 338-342 p.

Hashemi H., D. Lee, y D. Ehman. 1992b. “Statistical modeling of the indoor radio propagation channel – Part II”. *Proc. of the IEEE VTC'spring1992*. Denver, U. S. A. 10-13 Mayo, 1992: 839-843 p.

Hashemi H. 1993a. “Impusle response modeling of indoor radio propagation channels”. *IEEE Jour. Selec. Areas Commun.* 11(7): 967-978 p.

Hashemi H. 1993b. “The indoor radio propagation channel”. *Proc. of the IEEE*. 81(7): 943-968 p.

Hashemi H. 1994. “A study of temporal and spatial variations of the indoor radio propagation channel”. *Proc. of the IEEE PIMRC'1994*. Den Haag, Netherlands. 18-23 Sept., 1994: 127-133 p.

Hashemi H., M. McGuire, T. Vlasschaert, y D. Tholl. 1994. “Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel”. *IEEE Trans. Vehic. Tech.* 43(3): 733-737 p.

Hashemi H., y D. Tholl. 1994. "Statistical modeling and simulation of the rms delay spread of indoor radio propagation channels". *IEEE Trans. Vehicular Tech.* 43(1): 110-120 p.

Heegard Ch., J. T. Coffey, S. Gummadi, P. A. Murphy, R. Provencio, E. J. Rossin, S. Schrum, y M.B. Shoemake. 2001. "High-performance wireless Ethernet". *IEEE Commun. Mag.* 39(11): 64-73 p.

Iwai H., y Y. Karasawa. 1993. "Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the near-far problem in CDMA mobile radio systems". *IEICE Trans. Commun.* E76-B(2): 103-112 p.

Jakes W. C. 1974. "Microwave mobile communications". *Wiley - IEEE Press*. Segunda edición. New York. 656 p.

Kaiser S. 2002. "OFDM code-division multiplexing in fading channels". *IEEE Trans. Commun.* 50 (8): 1266-1273 p.

Khun-Jush J., P. Schramm, G. Malmgren, y J. Torsner. 2002. "HiperLAN2: Broadband wireless communications at 5 GHz". *IEEE Commun. Mag.* 40(6): 130-136 p.

Kim S.-C., H. L. Bertoni, y M. Stern. 1996. "Pulse propagation characteristics at 2.4 GHz inside buildings". *IEEE Trans. Vehicular Tech.* 45(3): 579-592 p.

Kubbar O., y H. T. Mouftah. 1997. "Multiple access control protocols for wireless ATM: Problem definition and design objectives". *IEEE Commun. Mag.* 35(11):93-99 p.

Kumar S. P. T., B. Farhang-Borjeny, S. Uysal, y C. S. Ng. 1999. "Microwave indoor radio propagation measurements and modeling at 5 GHz for future wireless LAN systems". *Proc. of the Asia Pacific Microwave Conference*. Singapore, Singapore. Dic. 1999: 606-609 p.

LaMaire R. O., A. Krishna, y P. Bhagwat. 1996. "Wireless LANs and mobile networking: Standards and future directions". *IEEE Commun. Mag.* 34(8): 86-94 p.

Litwin L., y M. Pugel. 2001. "The principles of OFDM". Disponible en <http://www.rfdesign>. 30-48 p.

Natarajan B., C. R. Nassar, y V. Chandrasekhar. 2000. "Generation of correlated Rayleigh fading envelopes for spread spectrum applications". *IEEE Commun. letters*. 4(1): 9-11 p.

Noble B., y J. D. Daniel. 1998. "Applied linear algebra". *Prentice hall*. Tercera edición, London, UK. 521 pp.

Ojanperä T., y R. Prasad. 2001. "WCDMA: Towards IP mobility and mobile internet". *Artech House*. Boston. 477 pp.

Pahlavan K., A. Zahedi, and y P. Krishnamurthy. 1997. "Wideband local access: Wireless LAN and Wireless ATM". *IEEE Commun. Mag.* 35(11): 34-40 p.

Pickholtz R. L., D. L. Schilling, y L. B. Milstein. 1982. "Theory of spread-spectrum communications – A tutorial". *IEEE Trans. Commun.* COM-30(5): 855-884 p.

Proakis J. G. 2001. "Digital communications". *McGraw Hill*. Cuarta edición. Boston, U. S. A. 1002 pp.

Rappaport T. S. 2002. "Wireless communications: Principles and practice". *Prentice Hall*. Segunda edición. New Jersey. 707 pp.

Saleh A. A. M., y R. Valenzuela. 1987. "A statistical modeling for indoor multipath propagation". *IEEE JSAC*. SAC-5(2): 128-137 p.

Simoens S., P. Pellati, J. Gosteau, y K. Gosse. 2003. "The evolution of 5 GHz WLAN toward higher throughputs". *IEEE Commun. Mag.* 10(6): 6-13 p.

Sklar B. 1997a. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. Part I: Characterization". *IEEE Commun. Mag.* 35(7): 90-100 p.

Sklar B. 1997b. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems". Part II: Mitigation". *IEEE Commun. Mag.* 35(7): 102-109 p.

- Sorooshyari** S., y D. G. Daut. 2003. "Generation of correlated Rayleigh fading envelopes for accurate performance analysis of diversity systems". *Proc. Of the IEEE PIMRC 2003*. Beijin, China. 7-10 Sept., 2003: 1800-1804 p.
- Stallings** W. 2004. "IEEE 802.11: Wireless LANs from a to n ". *IEEE IT Pro.* 6(5): 32-37 p.
- Suzuki** H. 1977. "A statistical model for urban radio propagation". *IEEE Trans. Commun.* COM-25(7): 673-680 p.
- Tam** W. K., y V. N. Tran. 1995. "Propagation modeling for indoor wireless communications". *Electronics and Communication Engineering Journal*. 7(5): 221-228 p.
- VanNee** R., y R. Prasad. 2000. "OFDM for wireless multimedia communications". *Artech House*. Boston. 260 p
- Walker** E., H.-J. Zepernick, y T. Wysocki. 1998. "Fading measurements at 2.4 GHz for the indoor radio propagation channel". *Proc. of the IEEE International Zurich Seminar on Broadband Communications*. Zurich, Switzerland. 17-19 Feb., 1998: 171-176 p.
- Weinstein** S. B., y P. M. Ebert. 1971. "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform". *IEEE Trans. Commun.* COM-19(5): 628-634 p.
- Yee** N., J.-P. Linnartz, y G. Fettweis. 1993. "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks". *Proc. of the IEEE PIMRC'93*. Yokohama, Japón. Sept., 1993: 109-113 p.
- Zepernick** H.-J., y T. A. Wysocki. 1999. "Multipath chanel parameters for the indoor radio at 2.4 GHz ISM band". *Proc. of the IEEE VTC'spring, 1999*. 16-20 Mayo, 1999: 190-193 p.
- Zou** W. Y., y Y. Wu. "COFDM: an overview". *IEEE Trans. Broadcasting*. 41(1): 1-8 p.