

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



**Análisis y Simulación de CDMA Multitono sobre Modulación
Multiportadora (OFDM), conocida como MT-CDMA, como Técnica
de Acceso en Redes Inalámbricas de Cuarta Generación (WLANs)**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

RUTH BERENICE CASTILLO VEGA

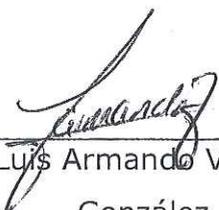
ENSENADA BAJA CFA, MEXICO SEPTIEMBRE DE 2005

TESIS DEFENDIDA POR
Ruth Berenice Castillo Vega
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



Dr. Jaime Sánchez García

Director del Comité



Dr. Luis Armando Villaseñor
González

Miembro del Comité



Dr. José Rosario Gallardo López

Miembro del Comité



Dr. José Antonio García Macías

Miembro del Comité



Dr. Arturo Velázquez Ventura

Miembro del Comité



Dr. Arturo Velázquez Ventura

*Coordinador del Programa en
Electrónica y Telecomunicaciones*



Dr. Raúl Ramón Castro Escamilla

Director de Estudios de Posgrado

28 de Septiembre de 2005

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



CICESE

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

**ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE CDMA MULTITONO SOBRE MODULACIÓN
MULTIPORTADORA (OFDM), CONOCIDA COMO MT-CDMA, COMO TÉCNICA DE
ACCESO EN REDES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN (WLANs)**

TESIS

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

Presenta:

RUTH BERENICE CASTILLO VEGA

Ensenada, Baja California, México, Septiembre de 2005.

RESUMEN de la tesis de **Ruth Berenice Castillo Vega**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Septiembre del 2005.

ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DE CDMA MULTITONO SOBRE MODULACIÓN MULTIPORTADORA (OFDM), CONOCIDA COMO MT-CDMA, COMO TÉCNICA DE ACCESO EN REDES LOCALES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN (WLANs)

Resumen aprobado por:



Dr. Jaime Sánchez García
Director de Tesis

La cuarta generación de sistemas de comunicación inalámbrica, 4G, tiene como objetivos: proporcionar servicio de voz y datos con altas tasas de transmisión, en cualquier espacio, en todo momento y bajo cualquier tecnología. Al mismo tiempo debe emplear eficientemente el espectro de frecuencias disponible y cuidar los efectos producidos por el canal radio tales como: interferencia intersímbolo y desvanecimientos selectivos en frecuencia. A partir de esto se han creado varias líneas de investigación que buscan nuevas técnicas de acceso al medio que consideren lo antes mencionado.

Las técnicas de acceso al medio permiten compartir el medio de transmisión entre varios usuarios, de acuerdo a un criterio de ortogonalidad que puede ser: en tiempo, en frecuencia, en espacio, en código o híbridos. CDMA es la tecnología candidata para sistemas 4G debido a su robustez contra los efectos del canal radio.

Por su parte OFDM es una técnica de modulación multiportadora que permite transmitir altas tasas de datos haciendo uso de subportadoras ortogonales de banda angosta, evitando así los efectos del canal.

Se han reportado tres nuevas tecnologías como resultado de la combinación CDMA-OFDM: CDMA Multiportadora (MC-CDMA), CDMA Multiportadora de Secuencia Directa (MC-DS- CDMA) y CDMA Multitono (MT-CDMA).

En este trabajo de investigación se analiza y simula el sistema MT-CDMA bajo entornos variables de: modulación digital, longitud de código de esparcimiento y canal radio con multitrayectorias. Se obtienen resultados bajo métricas tales como: SNR, BER y ancho de banda. Basándose en el desempeño del sistema se encontraron valores óptimos para los principales parámetros de su implementación.

Palabras clave: WLANs, CDMA, OFDM, MT-CDMA, 4G.

ABSTRACT of the thesis presented by **Ruth Berenice Castillo Vega** as a partial requirement to obtain the **MASTER OF SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, Mexico. September 2005.

ANALYSIS AND SIMULATION OF MULTITONE CDMA OVER MULTICARRIER MODULATION (OFDM), KNOWN AS MT-CDMA, AS FOURTH GENERATION WIRELESS LOCAL AREA NETWORK MULTIPLE ACCESS TECHNIQUE.

The most important objectives of the fourth generation wireless communication systems (4G) are to provide voice and data services at high transmission rates, anywhere, anytime and under any technology, and to use the available limited bandwidth in a spectrally efficient way. All this by taking care of the effects produced by the radio channel such as: intersymbol interference and frequency selective fading. As a consequence, several investigation lines have been created, by searching new media access and physical layer techniques.

Media access techniques let multiple users to share transmission media according to a factor of orthogonally: time, frequency, space, code and/or hybrid. CDMA is a natural candidate technology for 4G systems because of its strength against radio channel effects.

Otherwise OFDM is a multicarrier modulation technique which allows transmitting high data rates, by using orthogonal narrow band subcarriers, this way avoiding negative channel effects.

There are three new technologies reported as a result of the CDMA-OFDM combination: Multicarrier CDMA (MC-CDMA), Multicarrier Direct Sequence CDMA (MC-DS-CDMA) and Multitone CDMA (MT-CDMA).

In this research work the MT-CDMA system is analyzed and simulated under several scenarios by combining: digital modulation, spreading code length and multipath radio channel. Results are analyzed from metrics such as: SNR, BER and bandwidth. According to the performance analysis and simulation results, optimum values for main parameters of proposed system were found.

Keywords: WLANs, CDMA, OFDM, MT-CDMA, 4G

DEDICATORIA

A mi futuro esposo, el ser más importante de mi vida quien a pesar de la distancia siempre estas a mi lado, por tu ayuda incondicional en cada momento, por darle sentido a mi vida...gracias AMOR, gracias ICARO, gracias GORDO, gracias *Salvador Moreno Quiroz*.

A mis padres: *Abraham Castillo Velasco* y *Ma. Trinidad Vega de Castillo*, por darme la vida, por el ser el fruto de su amor y por el apoyo en todas mis decisiones... espero algún día llegar a retribuirles una milésima parte de lo recibido.

A mis hermanos: Chuy, Nene (Abraham), Pamena (Lorena), Chiquis (Isabel), Lita (Marisol) y Cache (Rubén), por el amor recibido durante toda mi vida.

A mis cuñados: Joel, Vero y Lupita; a mis niños: Fer, Oscar, Faty, Candy, y Joelito por tanta alegría brindada.

A mis familiares quienes hicieron mi estancia lejos de casa más fácil: tío Lupe (Pa'), tía Mary, tía Ramona, Mamá Chayo, tía Oli, tía Aideé, tío Fidencio, Sandra, Cristy, Pancho, Juan, Charo, Marisol, Nico, Sebas, Lupita, Joaquín, Katy ...y los que faltan.

AGRADECIMIENTOS

A *DIOS*, por la vida.

A las niñas: Abi, Roshell, Anita, Eli, Karen, Brenda, Bere y Caro, por su apoyo en cada momento, por ser mi familia de Ensenada.

A Maricarmen, Vero, Sarita, Josefina, Lulú, Carmen, Dany, Jasiel, Zavdi, por los felices momentos compartidos.

A los niños: Pedro, Ulises...Nooooooooo!, Rafita, Puma (Gabriel), Darío, Aarón, Iván, Adrián, Damián, Hugo, Adán, Daniel, Luis, Charly, José, Conejo (Luis Felipe...qué ondas pela'o!), Roger...wamara! y el Vale (Arturo), por su compañía, las discadas, y las interminables carcajadas.

A los tesisistas: Paúl, Carlitos, Ángel, Cabanillas, Julio y Canek, por su ayuda y recomendaciones.

Al Dr. Jaime Sánchez García, a mis sinodales y profesores por sus acertados comentarios y valiosos conocimientos proporcionados.

Al Dr. Arturo Velásquez Ventura, por su apoyo y confianza en los Colima's.

Al CONACYT, por la beca brindada.

CONTENIDO

	Página
I INTRODUCCIÓN	12
I.1 Antecedentes	12
I.2 Planteamiento del problema.....	6
I.3 Objetivos	8
I.4 Organización del trabajo	8
II CANAL RADIO EN INTERIORES	10
II.1 Introducción.....	10
II.2 Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN)	10
II.3 Pérdidas por propagación	12
II.4 Mecanismos de propagación	12
II.5 Propagación multitrayectoria.....	13
II.6 Modelo matemático del canal multitrayectoria	14
II.7 Desvanecimiento Rician y Rayleigh.....	16
II.8 Coherencia del canal.....	20
II.8.1 Coherencia en tiempo	20
II.8.2 Desplazamiento Doppler	21
II.8.3 Coherencia en Frecuencia.....	23
III Principios básicos de OFDM.....	25
III.1 Origen de OFDM	25
III.2 Modulación con la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT)	26
III.3 Prefijo cíclico	31
III.4 Relación de la Potencia Pico-Promedio de la Envolvente (PMEPR).....	32
III.5 Implementación de OFDM en WLANs	33
IV Acceso Múltiple por División de Código (CDMA).....	35
IV.1 Introducción	35
IV.2 Principio de CDMA	35
IV.3 Secuencias de esparcimiento.....	38
IV.4 Clasificación de CDMA.....	39
IV.5 Receptor RAKE	40
IV.6 Implementaciones	41
V CDMA MULTIPORTADORA.....	43
V.1 Introducción.....	43
V.2 Sistema MC-CDMA.....	44
V.3 Sistema MC-DS-CDMA	47
V.4 Sistema MT-CDMA	49
V.4.1 Esquema alternativo	51
V.4.2 Ancho de banda MT-CDMA.....	52
V.5 Comparación de sistemas CDMA multiportadora	55
VI SIMULACIÓN Y RESULTADOS.....	58
VI.1 Introducción	58

CONTENIDO (continuación)

	Página
VI.2 Esquema MT-CDMA 1.....	58
VI.2.1 Bloque IDFT propuesto	61
VI.3 Esquema MT-CDMA 2.....	62
VI.3.1 Receptor RAKE	64
VI.3.2 Canal Radio.....	65
VI.4 Consideraciones de la simulación	67
VI.5 Resultados	68
VI.5.1 Análisis de ancho de banda.....	68
VI.5.2 Análisis de BER, SNR	74
VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	80
VII.1 Conclusiones.....	80
VII.1.2 Implementación	81
VII.1.3 Ancho de banda	82
VII.1.4 BER.....	83
VII.2 Aportaciones	85
VII.3 Recomendaciones	85
LITERATURA CITADA.....	86
GLOSARIO.....	89

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Características de un canal AWGN: a) Función de Densidad Espectral de Potencia, b) Función de Autocorrelación.....	11
2	Modelo de canal radio multitrayectorias.....	14
3	Modelo de respuesta al impulso variante en tiempo para un canal radio multitrayectorias.....	16
4	Efecto Doppler.....	21
5	Ancho de banda requerido por la técnica de modulación (a) SCM y (b) MCM.....	25
6	Representación en tiempo y frecuencia de 4 subportadoras ortogonales.....	27
7	Forma de onda muestreada con intervalo de tiempo T_s	28
8	Modulación de 4 subportadoras ortogonales por medio de la IDFT	29
9	Comparación de multiplicaciones requeridas por el algoritmo FFT	30
10	Efecto de ICI entre subportadoras con tiempo de guarda sin transmisión.....	32
11	Inserción de prefijo cíclico.....	32
12	Diagrama a bloques de un sistema OFDM.....	34
13	Esquemas de transmisión simultánea.....	36
14	a) Señal original esparcida en tiempo, b) Espectro esparcido.....	37
15	Función de Autocorrelación.....	38
16	Clasificación de CDMA.....	40
17	Principio del receptor RAKE.....	41
18	Diagrama a bloques de transmisor MC-CDMA.....	45
19	Espectro de potencia de señal MC-CDMA.....	46
20	Sistema transmisor/receptor de sistema MC-DS-CDMA.....	48
21	Espectro de potencia de señal MC-DS-CDMA.....	49
22	Sistema transmisor/receptor MT-CDMA.....	50
23	Diagrama a bloques de transmisor MT-CDMA.....	51
24	Diagrama a bloques de receptor MT-CDMA.....	52
25	Espectro de potencia de señal MT-CDMA.....	53
26	Sistema MT-CDMA con ocho subportadoras con esparcimiento: a) uno ($G_{MT}=1$), b) dos ($G_{MT}=2$), c) cuatro ($G_{MT}=4$), c) ocho ($G_{MT}=8$).....	54
27	Modelo de transmisor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque IFFT después del esparcimiento).....	59
28	Modelo de procesamiento MT-CDMA de a) 4 subportadoras ortogonales, b) espectro MT-CDMA esperado, c) espectro resultante de modulación con el bloque IFFT de SIMULINK.....	60
29	Bloque IDFT creado con 64 moduladores exponenciales.....	62
30	Modelo de transmisor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque IFFT antes del esparcimiento).....	63

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
31	Modelo de receptor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque FFT después del desesparcimiento).....	64
32	Modelo de receptor RAKE de tres brazos en SIMULINK.....	65
33	Modelo de canal radio implementado en SIMULINK.....	65
34	Modelo de sistema MT-CDMA en SIMULINK.....	67
35	Espectro de potencia de símbolo OFDM.....	69
36	Espectro de potencia del sistema MT-CDMA 1.....	69
37	Espectro de potencia del sistema MT-CDMA 1 con bloque IDFT propuesto.....	70
38	Espectro en potencia de símbolo MT-CDMA con esparcimiento: a) 8, b) 16, c) 32, d) 64, e) 128.....	72
39	Ancho de Banda contra esparcimiento del sistema MT-CDMA.....	74
40	Porcentaje de ancho de banda necesitado por una subportadora esparcida con respecto al total.....	74
41	BER contra esparcimiento en sistemas MT-CDMA con modulación BPSK, sin multitrayectorias.....	75
42	BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de esparcimiento variable con modulación digital BPSK.....	76
43	BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de esparcimiento variable con modulación digital QPSK.....	76
44	BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de usuario único con BPSK y QPSK con esparcimiento 32.....	77
45	MT-CDMA contra OFDM con modulación a) BPSK, b) QPSK....	78
46	BER contra SNR en sistema MT-CDMA de 1, 2 y 3 usuarios con esparcimiento 32.....	79

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Breve historia de tecnologías de telefonía móvil.....	4
II	Estándares WLAN.....	6
III	Comparación de sistemas CDMA multiportadora.....	56
IV	Parámetros de canal radio utilizados en la simulación.....	66
V	Parámetros del sistema MT-CDMA.....	68
VI	Ancho de banda y tasa de transmisión para distintos factores de esparcimiento en el sistema MT-CDMA.	73

I INTRODUCCIÓN

I.1 Antecedentes

La historia de evolución de servicios móviles comienza en la década de 1970, con el sistema llamado de primera generación (1G). Este sistema estaba basado en tecnología analógica y la estructura celular de comunicaciones móviles.

En la década de 1980 surgieron los sistemas de segunda generación (2G) los cuales son usados principalmente para aplicaciones de voz pero, a diferencia de 1G, están basados en tecnología digital, incluyendo las técnicas de procesamiento digital de señales. Estos sistemas proporcionan servicios de comunicación de datos basados en la conmutación de circuitos a baja velocidad.

La competencia por diseñar e implementar sistemas digitales provocó una vez más el surgimiento de varios estándares incompatibles tales como: GSM (Sistema Móvil Global) el cual se implementó principalmente en Europa; TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempo) (IS-54/IS-136) en los Estados Unidos de Norteamérica; PDC (Celular Digital Personal) en Japón, y CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) (IS-95) también implementado en los EUA. Estos sistemas operan de manera nacional o internacional y son los más utilizados actualmente.

Existe un paso intermedio entre 2G y 3G, 2.5G el cual surge como una solución a la demanda de mayor ancho de banda y la tardía implementación de 3G. Este es básicamente una mejora de las principales tecnologías 2G para proveer un incremento en la capacidad en el canal radio 2G e introducir un rendimiento de servicio de datos más alto, por arriba de 384 kbps. Dos aspectos importantes de 2.5G son la optimización de los canales para los paquetes de datos, y la introducción de dispositivos móviles de acceso a Internet. Sin embargo, la demanda de comunicación multimedia de alta velocidad es aún mayor a lo hasta ahora proporcionado.

Durante la década de 1990, dos organizaciones forman un grupo de trabajo llamado IMT-2000 (Telecomunicación Móvil Internacional 2000) para desarrollar el sistema de tercera generación (3G). Este nuevo sistema eliminaría las incompatibilidades y se convertiría en un verdadero sistema global. Además 3G tendría canales de mayor calidad de voz, así como capacidad de datos de banda ancha, al menos 144 kbps en vehículos y 2 Mbps en interiores. 3G provee servicio por medio del esquema CDM/CDMA y soporta servicios de conmutación de circuitos y conmutación de paquetes. Desafortunadamente, las dos organizaciones creadoras de 3G no pudieron arreglar sus diferencias, de esta manera surgirían varios estándares para 3G [UMTS y CDMA2000].

Inducido por la necesidad de soportar servicios y aplicaciones multimedia, los sistemas inalámbricos de cuarta generación (4G) tendrán la tarea de proporcionar tasas de datos de alta velocidad tanto en el enlace de bajada (de la base al móvil) como en el de subida (del móvil a la base).

Los sistemas de comunicación móvil 4G son proyectados para resolver los problemas de los sistemas 3G además de proveer una variedad de nuevos servicios, desde voz de alta calidad hasta video de alta definición e incluso canales inalámbricos de alta tasa de datos. Las características principales de 4G, basadas en la tendencia de comunicaciones móviles, serán un ancho de banda mayor, tasas de datos más altas (20 a 100 Mbps) y handoff (transferencia de llamada entre distintas células) más suave y rápido. Además de asegurar servicios gratuitos a través de una gran cantidad de sistemas inalámbricos y redes.

El término 4G no solo se refiere a sistemas de telefonía celular, sino que abarca varios tipos de sistemas de comunicación inalámbrica como las Redes de Área Local Inalámbricas (WLANs). Uno de los términos usados para describir a 4G es MAGIC (Mobile multimedia, Anytime anywhere, Global mobility support, Integral wireless solutions and personal service Customized) [Ibrahim, 2002].

Los principios de la infraestructura 4G son: el acceso a información en cualquier lugar, a cualquier hora, conexión sin costo a un amplio rango de información, datos, imágenes, video, y más. Esta infraestructura consistirá de un conjunto de varias redes basadas puramente en IP (Internet Protocol) permitiendo a los usuarios escoger distintas aplicaciones y ambientes. Los sistemas 4G buscan integrar las capacidades de todas las tecnologías móviles existentes (2G y 3G) con los sistemas digitales de banda ancha.

4GMF (Foro Móvil de Cuarta Generación) es el primer cuerpo técnico enfocado en la siguiente generación de comunicaciones móviles inalámbricas de banda ancha el cual

considera la convergencia de acceso inalámbrico, móviles inalámbricos y WLANs, [4Gmobile, 2001].

En la tabla I se muestran de manera resumida las características de cada uno de los sistemas de telefonía móvil.

Tabla I. Breve historia de tecnologías de telefonía móvil.

Tecnología	1G	2G	2.5G	3G	4G
Inicio de diseño	1970	1980	1985	1999	2000
Implementación	1984	1991	1999	2002	2010?
Servicios	Voz analógica, datos sincronizados a 9.6 kbps	Voz digital, mensajes cortos	Mayor capacidad de datos paquetizados	Mayor capacidad de datos de banda ancha a 2 Mbps	Mayor capacidad, orientado completamente a IP, multimedia, datos a decenas de megabits.
Estándares	AMPS, TACS, NMT, etc.	TDMA, CDMA, GSM, PDC	GPRS, EDGE, 1xRTT	WCDMA (UMTS), CDMA2000, TD-CDMA/ TD-SCDMA, WCDMA (DoCoMo)	Estándar único
Ancho de banda de datos	1.9 kbps	14.4 kbps	384 kbps	2 Mbps	200 Mbps
Multiplexación	FDMA	TDMA, CDMA	TDMA, CDMA	CDMA	CDMA-OFDM?
Núcleo de red	PSTN	PSTN	PSTN, red de paquetes	Red de paquetes	Internet

De forma paralela las WLANs constituyen en la actualidad una solución tecnológica de gran interés en el sector de las comunicaciones inalámbricas de banda ancha.

Los pioneros en el uso de las redes inalámbricas son el grupo de trabajo IEEE 802.11, fundado en 1987 con el propósito de estandarizar WLANs de espectro esparcido haciendo uso de la banda de frecuencias ISM (Industrial, Científica y Médica) de 2.4 GHz; sin embargo su estandarización fue posible hasta 1997. El estándar proporcionaba tasas de usuario de 2 Mbps.

En 1999, con la finalidad de ofrecer tasas de transmisión mayores, surge el estándar IEEE 802.11b, el cual ofrece tasas de 5.5 Mbps y 11 Mbps además de las tasas originales del estándar IEEE 802.11. Al mismo tiempo surge otro estándar, IEEE 802.11a, el cual especifica tasas de 54 Mbps en la banda de los 5.2 GHz.

En el 2003 surge el estándar IEEE 802.11g el cual tiene el mismo ancho de banda y tasa de transmisión que 802.11a pero su banda de operación es la de 2.4 GHz. En la tabla II se ilustra una comparación de características de las tres propuestas (para la capa física) del estándar IEEE 802.11.

En el ámbito de WLANs existen varios estándares, tales como IEEE 802.11, HiperLAN/2 y MMAC, los cuales están basados en la técnica de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) y proporcionan una tasa de transmisión por arriba de 54 Mbps en la banda de frecuencia de 5.2 GHz. Estos estándares se enfocan en redes de computadoras para ambientes interiores, soportan transmisión de audio y video en tiempo real, además de permitir a los usuarios cierto grado de movilidad. Sin embargo el estándar más implementado y conocido es el IEEE 802.11.

Tabla II. Estándares WLAN.

Estándar	802.11b	802.11a	802.11g	HIPERLAN/2
Publicación	1999	1999	2003	2000
Banda de frecuencias	2.4 GHz	5.2 GHz	2.4 GHz	5.2 GHz
Tasa máxima	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps	54 Mbps
Interfaz aire	DSSS/CCK	OFDM	OFDM	OFDM

I.2 Planteamiento del problema

La demanda de los usuarios de sistemas y dispositivos de red aumenta rápidamente. A cualquier hora y en cualquier lugar los usuarios requieren de comunicación capaz de proporcionar servicios multimedia con altas tasas de transmisión, bajo costo y buena calidad de servicio (QoS≈98-99.5%).

La propagación de la señal de datos a través del canal radio se ve afectada por las multitrayectorias, las cuales dispersan la señal transmitida provocando Interferencia Intersímbolo (ISI). Este fenómeno, así como los desvanecimientos selectivos en frecuencia, limitan las tasas de transmisión de datos para mantener la conectividad del enlace.

Actualmente se investigan los sistemas de la siguiente generación, 4G, los cuales deberán soportar servicios multimedia de banda ancha a bajo costo, comparado con los sistemas existentes, 2G y 3G. Además deberán mejorar substancialmente su eficiencia espectral para proporcionar un verdadero acceso de banda ancha. Así mismo, deberán combatir los efectos provocados por el canal radio, como la ISI y los desvanecimientos selectivos en frecuencia.

La técnica CDMA ha sido considerada como la candidata para proporcionar servicios multimedia en comunicaciones radio móvil, debido a su capacidad de combatir la naturaleza asíncrona del tráfico multimedia, permitir el acceso múltiple al canal al mismo tiempo y en la misma frecuencia.

De manera paralela, OFDM es un candidato atractivo para las comunicaciones inalámbricas debido a que permite alcanzar altas tasas de transmisión de datos. OFDM transmite datos dividiendo el ancho de banda total en varios canales o subportadoras de banda angosta por lo que es robusto contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia.

Se ha reportado [Hara y Prasad, 2003] un nuevo sistema basado en la combinación de CDMA y OFDM, llamado CDMA Multiportadora (MC-CDMA). Este sistema es muy atractivo debido al uso de la FFT para la modulación de las subportadoras, lo cual simplifica el diseño de los dispositivos necesarios para la comunicación. Además de ser robusto contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia y hacer uso eficiente del ancho de banda disponible, debido al uso de subportadoras ortogonales de banda angosta. La estructura de este sistema es muy similar a la del sistema OFDM, la diferencia la hace el esparcimiento de subportadoras en tiempo.

Con la finalidad de alcanzar tasas de transmisión de datos más altas, se proponen dos nuevos sistemas derivados del sistema CDMA Multiportadora [Van Nee y Prasad, 2000; Hara y Prasad, 1997; Hara y Prasad, 2003; Hanzo y Münster, 2003]: CDMA Multiportadora de Secuencia Directa (MC-DS-CDMA) y CDMA Multitono (MT-CDMA).

Este último, a diferencia de los otros dos restantes, no mantiene la condición de ortogonalidad de subportadoras después de realizar el esparcimiento, por lo que existe un traslape mayor de subportadoras.

En este trabajo de investigación se estudiará y analizará el sistema MT-CDMA debido a la relevancia pero al mismo tiempo la falta de información sobre el tema.

I.3 Objetivos

Implementar los algoritmos necesarios para simular y evaluar la técnica CDMA Multitono, para aplicarse en una red local inalámbrica de banda ancha. Se considerará un ambiente cerrado (*indoor*) con ausencia de línea de vista entre terminales y la base, y con desvanecimientos multitrayectoria. Se evaluará el canal de bajada en términos de eficiencia espectral y probabilidad de error.

I.4 Organización del trabajo

Este reporte de tesis se compone de 7 capítulos, los cuales se describen a continuación.

En el capítulo II se describen los fenómenos físicos que afectan al canal radio de un sistema de comunicaciones en ambientes interiores, así como sus características, parámetros y modelado matemático.

El capítulo III describe el sistema de modulación multiportadora OFDM: origen, concepto, modulación por medio de la Transformada de Fourier Directa Inversa (IDFT), ventajas y desventajas e implementación.

En el capítulo IV se describe el sistema de acceso múltiple CDMA: principio de espectro esparcido, secuencias de esparcimiento, clasificación y aplicaciones. Además de describir, de manera básica, el concepto del receptor RAKE.

El capítulo V expone y analiza el sistema CDMA Multiportadora, así como los tres esquemas variantes del mismo: MC-CDMA, MC-DS-CDMA y MT-CDMA. Se describe cada uno de estas propuestas y se mencionan las diferencias entre ellos. Se hace énfasis en el sistema MT-CDMA el cual es el esquema analizado en este trabajo; también se estudian dos distintas propuestas que definen este esquema.

El capítulo VI describe los modelos de las dos propuestas del sistema MT-CDMA estudiadas en el capítulo V implementados en SIMULINK. Se analizan y se mencionan las dificultades y beneficios de ambas implementaciones. Además de describir mediante figuras y gráficas los resultados obtenidos de ambas simulaciones.

El capítulo VII muestra las conclusiones obtenidas en este trabajo, así como las propuestas de líneas de investigación futura para el mismo.

II CANAL RADIO EN INTERIORES

II.1 Introducción

El canal radio en interiores se diferencia del canal radio móvil tradicional por dos aspectos principales: distancias de cobertura más pequeña y mayor variabilidad de ambiente. Se ha observado que la propagación en interiores está fuertemente influenciada por las características de diseño de la construcción.

En general, el canal radio en interiores se puede clasificar de acuerdo a la existencia de línea de vista (LOS) o de obstrucción (OBS).

Al igual que el canal radio móvil tradicional el canal radio en interiores es afectado por los mecanismos de propagación reflexión, difracción y dispersión, los cuales se describirán en este capítulo.

II.2 Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN)

El modelo matemático más simple que describe el comportamiento del canal radio es el canal de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN). Este ruido puede originarse por los componentes electrónicos del sistema. El AWGN se define por la función de densidad de probabilidad (pdf) gaussiana [Peyton, 1980]:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{(x-a_x)^2}{2\sigma_x^2}} \quad (1)$$

con media $\alpha_x = 0$ y desviación estándar σ_x . Las características típicas del ruido blanco gaussiano son: independencia estadística para dos muestras cualesquiera de ruido, densidad espectral de potencia $S_N(f)$ constante y función de autocorrelación $R_N(\tau)$ definida por una función delta.

$$S_N(f) = \frac{N_0}{2} \quad (2)$$

$$R_N(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (3)$$

En la ecuación (2) se aprecia que el ruido AWGN contiene energía constante en cada frecuencia; es decir, se tiene una distribución uniforme de energía sobre el espectro de frecuencias, como se muestra en la figura 1 a). La ecuación (3) indica que la función de autocorrelación del AWGN es una delta (un impulso) por lo que se tiene potencia infinita.

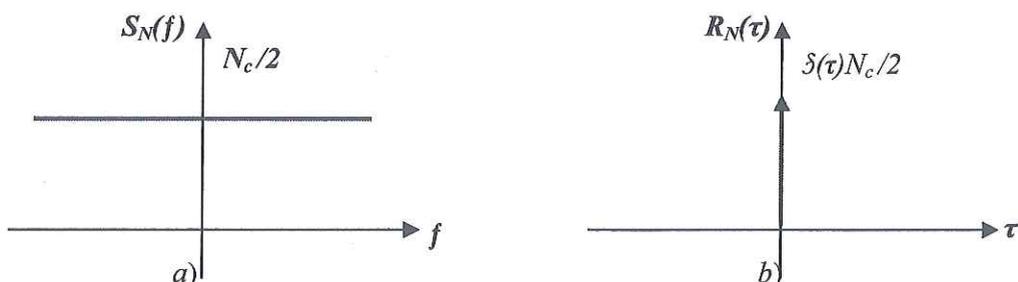


Figura 1. Características de un canal AWGN: a) Función de Densidad Espectral de Potencia, b) Función de Autocorrelación.

La independencia estadística se refiere a que no existe relación alguna entre dos muestras cualesquiera tomadas en tiempos distintos.

II.3 Pérdidas por propagación

El modelo de propagación en el espacio libre se utiliza para predecir la potencia de la señal recibida cuando existe línea de vista entre transmisor y receptor. Predice como decae en el espacio libre la potencia de la señal transmitida (P_t), en watts, con relación a la distancia (d , en metros) entre transmisor y receptor, y se describe por Rappaport [2002]:

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

en donde $P_r(d)$ es la potencia de la señal recibida (en watts), G_t y G_r son las ganancias de las antenas transmisora y receptora respectivamente, λ es la longitud de onda de la señal (en metros) y L es el factor de pérdida del sistema no relacionado a la propagación ($L \geq 1$).

II.4 Mecanismos de propagación

Existen tres mecanismos básicos que causan impacto en la propagación de señales de radio: reflexión, difracción, dispersión y refracción.

La *reflexión* sucede cuando una onda electromagnética choca contra un objeto de grandes dimensiones comparadas con la longitud de onda de la señal propagada; objetos tales como edificios, paredes, o el suelo.

La *difracción* ocurre cuando existen obstrucciones afiladas, con picos o bordes en la trayectoria entre el transmisor y receptor. Las ondas secundarias resultantes de la superficie obstructora se presentan en el espacio y aún detrás del obstáculo, alcanzando a las ondas que se desvían alrededor del obstáculo, aún cuando no existe trayectoria de línea de vista

entre el receptor y transmisor. Cuando la frecuencia portadora es muy alta, tanto la reflexión como la difracción dependen de la geometría de los obstáculos, así como de la amplitud, fase y polarización de la onda incidente.

La *dispersión* ocurre cuando existen objetos pequeños, comparados con la longitud de onda de la señal, entre el transmisor y receptor, y cuando el número de objetos por unidad de volumen es grande. Se produce por objetos ásperos o pequeños y por otras irregularidades en el canal tales como: follaje, letreros, postes de luz, por mencionar algunos.

II.5 Propagación multitrayectoria

Los dispersiones de pequeña escala (desvanecimientos) describen las fluctuaciones rápidas de amplitud, fase o retardo multitrayectoria de una señal de radio en un periodo de tiempo (o distancia) corto. Los desvanecimientos son originados por la interferencia entre dos o más versiones de la señal transmitida las cuales arriban al receptor en instantes de tiempo ligeramente distintos. Las multitrayectorias se combinan en el receptor para obtener una señal resultante que puede variar en amplitud y fase, dependiendo de la distribución de intensidad y tiempo relativo de propagación de las ondas y del ancho de banda de la señal transmitida.

Debido a los fenómenos físicos tales como reflexión, refracción, difracción y dispersión de las ondas de radio provocados por las estructuras u objetos existentes dentro de una construcción, la señal transmitida llega al receptor por más de una trayectoria. Además estos fenómenos físicos afectan la energía de la señal en amplitud, fase y tiempo.

Las componentes multitrayectoria con amplitud y fase aleatoria se combinan en el receptor resultando en interferencia constructiva (cuando las señales están en fase) o destructiva (cuando las señales están en contrafase), es decir, una señal más “fuerte” o más “débil”.

Los desvanecimientos multitrayectorias degradan seriamente el funcionamiento de los sistemas de comunicación en ambientes interiores. Por lo cual se debe caracterizar adecuadamente el canal para que el receptor sea capaz de reducir sus efectos multitrayectoria.

II.6 Modelo matemático del canal multitrayectoria

Un canal de comunicación inalámbrica con desvanecimientos multitrayectoria, con L trayectorias, se puede ejemplificar con la figura 2, en donde L es el número de multitrayectorias.

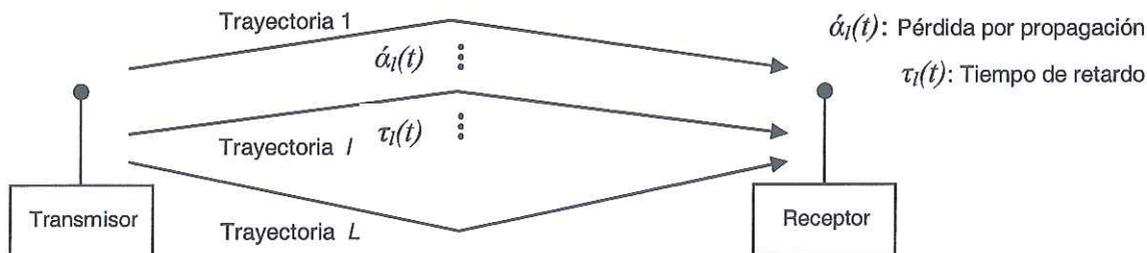


Figura 2. Modelo de canal radio multitrayectorias.

Suponiendo que la señal transmitida se define como [Rappaport, 2002]:

$$x(t) = \text{Re}[s(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (5)$$

en donde $s(t)$ es la forma equivalente en banda base de $x(t)$ y f_c es la frecuencia portadora. Al momento de introducir esta señal al canal con desvanecimientos multitrayectoria toma la siguiente forma

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) x(t - \tau_l(t)) \quad (6)$$

$$y(t) = \text{Re} \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} s(t - \tau_l(t)) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (7)$$

en donde $\alpha_l(t)$ y $\tau_l(t)$ son el valor complejo de la pérdida o ganancia del canal y el valor real del tiempo de retardo para la l -ésima trayectoria, las cuales pueden ser modeladas como procesos estocásticos. De esta forma, la forma equivalente en banda base para $y(t)$ se escribe como [Hara y Prasad, 2003]

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} s(t - \tau_l(t)) \quad (8)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) s(t - \tau) d\tau \quad (9)$$

en donde $h(\tau; t)$ es la forma equivalente en banda base de la respuesta al impulso del canal con desvanecimiento multitrayectorias en el instante t (figura 3), la cual se define como

$$h(\tau; t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (10)$$

donde $\delta(t - \tau_l(t))$ denota la función impulso unitario la cual determina una trayectoria en tiempo t con retardo τ_l .

La respuesta al impulso es una caracterización del canal que contiene la información necesaria para analizar y comparar diferentes sistemas de comunicación móvil y ancho de banda de transmisión para una condición de canal móvil particular.

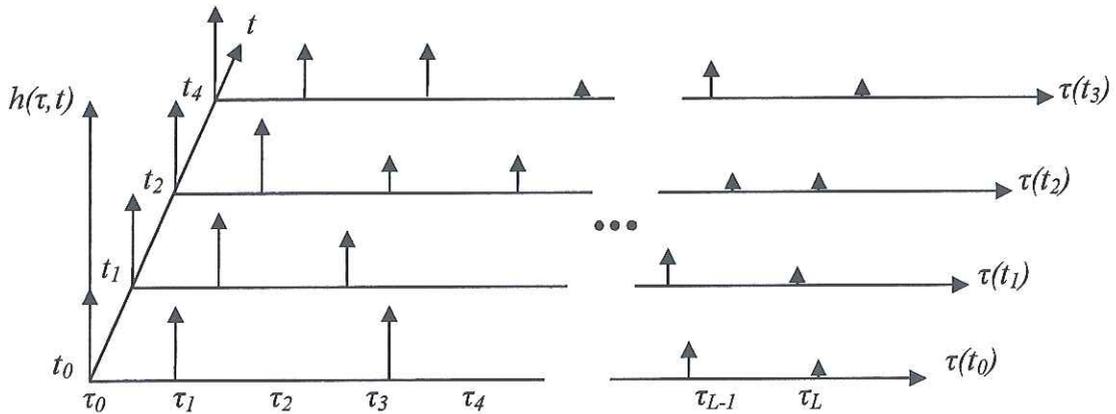


Figura 3. Modelo de respuesta al impulso variante en tiempo para un canal radio multitrayectoria.

II.7 Desvanecimiento Rician y Rayleigh

Si la señal transmitida es una señal continua con frecuencia f_c , $s(t)=1$, la señal recibida se escribe como [Hara y Prasad, 2003]:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j\theta(t)} \quad (11)$$

$$r(t) = y + jz \quad (12)$$

en donde

$$y = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \cos(\theta(t)) \quad z = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \sen(\theta(t)) \quad (13)$$

De la ecuación (12) se sabe que tanto la parte real (en fase) como la imaginaria (en cuadratura) son variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas. De manera que cuando se tiene un gran número de multitrayectorias, haciendo uso del teorema del límite central, tanto y como z se pueden modelar como un proceso estocástico Gaussiano con media y varianza dadas por:

$$av_r(t) = E[r(t)], \sigma_r^2 = \frac{1}{2} E[r^*(t)r(t)] \quad (14)$$

En donde las funciones de densidad de probabilidad (pdf) de cada uno estos procesos ($p(y)$, $p(z)$) y la pdf conjunta ($p(y,z)$) se escriben como

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(y-av_y)^2}{2\sigma_y^2}}, \quad p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{(z-av_z)^2}{2\sigma_z^2}}$$

$$p(y,z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(y-av_y)^2}{2\sigma_y^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{(z-av_z)^2}{2\sigma_z^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma_y\sigma_z} e^{-\frac{(y-av_y)^2+(z-av_z)^2}{2\sigma_y^2\sigma_z^2}}$$

Debido a que las dos funciones de densidad de probabilidad tienen la misma media ($av_y=av_z=av_r$) y varianza ($\sigma_y=\sigma_z=\sigma_r$), se obtiene

$$p(y,z) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{(y-av_r)^2+(z-av_r)^2}{2\sigma_r^2}} \quad (15)$$

Definiendo la envolvente y fase de $r(t)$ como

$$\xi(t) = |r(t)| = \sqrt{y^2 + z^2}, \varphi(t) = \arg r(t) = \arctan g\left(\frac{z}{y}\right)$$

La pdf conjunta de $\xi = \xi(t)$ y $\varphi = \varphi(t)$ esta dada por [Hara y Prasad, 2003]

$$p(\xi, \varphi) = p(y, z) J\left(\frac{y, z}{\xi, \varphi}\right) \quad (16)$$

donde

$$y = \xi \cos \varphi, \quad z = \xi \sin \varphi$$

y se emplea la operación del Jacobiano para el cambio de variables, y se define como

$$J\left(\frac{y, z}{\xi, \varphi}\right) = \frac{\left| \begin{array}{cc} \frac{\partial y}{\partial \xi} & \frac{\partial y}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial z}{\partial \xi} & \frac{\partial z}{\partial \varphi} \end{array} \right|}{\left| \begin{array}{cc} \frac{\partial \xi}{\partial \xi} & \frac{\partial \xi}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial \xi} & \frac{\partial \varphi}{\partial \varphi} \end{array} \right|} \quad (17)$$

$$= \left| \begin{array}{cc} \cos \varphi & -\xi \sin \varphi \\ \sin \varphi & \xi \cos \varphi \end{array} \right| = \xi \cos^2 \varphi + \xi \sin^2 \varphi = \xi$$

Así que la pdf conjunta $p(\xi, \varphi)$ se escribe como:

$$p(\xi, \varphi) = \frac{\xi}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{1}{2\sigma_r^2}[(\xi \cos \varphi - a_I)^2 + (\xi \sin \varphi - a_Q)^2]} \quad (18)$$

$$= \frac{\xi}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{\xi^2 + A^2}{2\sigma_r^2}} e^{-\frac{\xi(a_I \cos \varphi + a_Q \sin \varphi)}{2\sigma_r^2}}$$

donde

$$a_I = \text{Re}[av_r], \quad a_Q = \text{Im}[av_r], \quad A = |av_r|$$

Promediando (14) en términos de φ , la pdf de ξ esta dada por

$$p(\xi) = \int_0^{2\pi} p(\xi, \varphi) d\varphi \quad (19)$$

$$= \frac{\xi}{\sigma_r^2} I_0\left(\frac{\xi A}{\sigma_r^2}\right) e^{-\frac{\xi^2 + A^2}{2\sigma_r^2}}, \quad (\xi \geq 0, A \geq 0) \quad (20)$$

donde A denota la amplitud pico de la señal dominante e $I_0(x)$ es la función Bessel modificada de orden cero y primer tipo, la cual se define como [Hara y Prasad, 2003]:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \varphi} d\varphi \quad (21)$$

La ecuación (20) describe la pdf de envolvente de la *distribución Rician* y

$$K = \frac{A^2}{2\sigma_r^2} \quad (22)$$

es nombrado “factor Rician K ” el cual define la relación entre la potencia de la señal determinística y la varianza de la multitrayectoria.

Esta distribución modela un canal en donde se tiene componente de línea directa (o línea de vista), se dice que es un “canal con desvanecimiento Rician”. Conforme la componente dominante (componente directa) se va debilitando hasta el grado de desaparecer, en otras palabras, cuando $r(t)$ tiene media cero, $A=0$, la pdf de la envolvente ξ se torna a

$$p(\xi) = \frac{\xi}{\sigma_r^2} e^{-\frac{\xi^2}{2\sigma_r^2}}, (\xi > 0) \quad (23)$$

y esta pdf define una *distribución Rayleigh*. La pdf de fase está uniformemente distribuida

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, (0 < \varphi < 2\pi) \quad (24)$$

Como se puede observar en las ecuaciones (23) y (24), ambas son estadísticamente independientes. Esta distribución modela la naturaleza estadística variante en tiempo de la envolvente de una señal con desvanecimiento plano, o la envolvente de una componente multitrayectoria individual. En este entorno no se tiene componente de línea directa, el canal es llamado “canal con desvanecimiento Rayleigh”.

La probabilidad de que la señal recibida no exceda un valor R se define por la función de distribución [Peyton, 1980]

$$P(R) = \Pr(r < R) = \int_0^R p(r)dr = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (25)$$

en donde su media y varianza tienen forma

$$E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (26)$$

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr - \sigma^2 \frac{\pi}{2} \quad (27)$$

$$= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0.4292\sigma^2 \quad (28)$$

II.8 Coherencia del canal

El concepto más importante que describe el canal radio es la coherencia del canal. El desvanecimiento describe un canal inalámbrico afectado por algún tipo de selectividad: tiempo, frecuencia o espacio. Se dice que cuando el canal no varía en función de alguno de estos tres parámetros, el canal es *coherente*.

II.8.1 Coherencia en tiempo

Si la envolvente de la portadora permanece constante sobre un periodo de tiempo analizado, el canal es *coherente en tiempo*, es decir:

$$|h(t) \approx V_0|, |t - t_0| \leq \frac{T_c}{2} \quad (29)$$

donde $h(t)$ es la respuesta al impulso del canal, V_0 es un voltaje constante y T_c es el periodo de tiempo analizado. El máximo valor de T_c para el cual el canal permanece estático es el tiempo de coherencia.

Cuando la envolvente de la portadora varía con una tasa mayor que la tasa de símbolo de la señal transmitida, el canal sufre *desvanecimiento rápido*. De manera contraria, si la envolvente fluctúa con tasa menor que la de la señal transmitida, el canal tiene *desvanecimiento lento*.

II.8.2 Desplazamiento Doppler

La velocidad con la que se desplaza un móvil con respecto a la estación base provoca que cada una de las multitrayectorias sufra un cambio o desplazamiento en frecuencia, conocido como *desplazamiento Doppler*. Este cambio en frecuencia es equivalente a decir que se tiene una modulación en frecuencia aleatoria.

Considere un móvil desplazándose de un punto A a un punto B, con velocidad constante v . Recibiendo al mismo tiempo señales de una fuente remota F (figura 4).

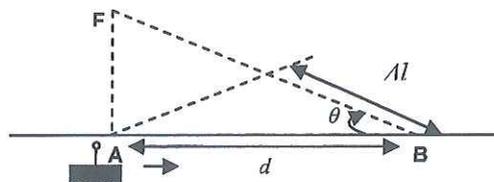


Figura 4. Efecto Doppler.

La diferencia de longitud que las ondas viajan al desplazarse el móvil del punto A al B se define como $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$, en donde Δt es el tiempo necesario para que el móvil se desplace de A a B. El cambio de fase en la señal recibida se define como [Rappaport, 2002]:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (30)$$

en tanto que el cambio en frecuencia, o frecuencia Doppler, está dado por [Hara y Prasad, 2003]:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta = f_{dm} \cdot \cos \theta \quad (31)$$

en donde $f_{dm} = v/\lambda$ es el máximo desplazamiento Doppler, el cual es inversamente proporcional al tiempo de coherencia del canal. Estos dos parámetros indican cuán rápido varía el canal en tiempo en un área delimitada.

$$T_c = \frac{1}{f_{dm}} \quad (32)$$

Una regla más práctica descrita en [Rappaport, 2002] para comunicaciones digitales es:

$$T_c = \frac{0.423}{f_{dm}} \quad (33)$$

Si el móvil se acerca a la fuente (a la dirección en que las ondas son recibidas) el desplazamiento Doppler es positivo; de manera contraria, resulta un desplazamiento negativo.

Los objetos cercanos al móvil, al igual que él, pueden estar en movimiento; esto provoca una variación en el desplazamiento Doppler en las componentes multitrayectorias así como

un incremento en el ancho de banda de la señal. Si la velocidad de movimiento de los objetos cercanos es mayor que la del móvil, este efecto domina a los desvanecimientos. De otra manera, el movimiento de ellos es irrelevante y es ignorado.

II.8.3 Coherencia en Frecuencia

Si la envolvente de la portadora permanece constante dentro de un rango de frecuencias analizado, el canal es *coherente en frecuencia*, es decir:

$$|h(t) \approx V_0|, |f_c - f| \leq \frac{B_c}{2} \quad (34)$$

donde $h(t)$ es la respuesta al impulso del canal, V_0 es un voltaje constante y B_c es el ancho de banda analizado. El ancho de banda coherente se define como el máximo valor de B_c para el cual el canal permanece estático.

Otro factor físico importante que influye en la presencia de los desvanecimientos es el ancho de banda de la señal transmitida. Si el ancho de banda de la señal transmitida es mayor que el ancho de banda coherente, la señal sufrirá *desvanecimiento selectivo en frecuencia*. En caso contrario, cuando el ancho de banda de la señal transmitida es menor que el ancho de banda coherente, la señal experimenta *desvanecimiento plano*.

Los canales con desvanecimiento plano son comúnmente *canales de banda angosta*, debido a que el ancho de banda de la señal transmitida es pequeño comparado con el ancho de banda de desvanecimiento plano del canal.

La selectividad en frecuencia es el resultado de la dispersión de las multitrayectorias. Estas llegan al receptor como un *cluster* o grupo de símbolos, cada uno de ellos con distinto retardo. Esto puede provocar que símbolos adyacentes se traslapen, resultando en *Interferencia Intersímbolo (ISI)*.

El retardo máximo del canal es el recíproco en el dominio del tiempo del ancho de banda coherente

$$\tau_{\max} = \frac{1}{B_c} \quad (35)$$

Debido a que distintos canales con perfiles de potencia diferente pueden tener el mismo valor de retardo máximo se emplea el parámetro *dispersión de retardo rms* (σ_τ), el cual se define como:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (36)$$

donde $\bar{\tau}$ es el retardo medio y τ^2 es el segundo momento del retardo. El ancho de banda coherente para el cual se tiene una función de transferencia con una correlación de al menos 0.9 y 0.5, se definen respectivamente como [Rappaport, 2002]

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (37)$$

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (38)$$

III Principios básicos de OFDM

III.1 Origen de OFDM

La Modulación Multiportadora (MCM) es una técnica cuyo principio es el de transmitir datos dividiendo la secuencia de entrada en varias secuencias de símbolo, cada uno de los cuales tiene una tasa de símbolo menor. Esta técnica, a diferencia de la de modulación de portadora única (SCM), permite combatir los efectos del canal radio tales como desvanecimientos selectivos en frecuencia. En la figura 5 se compara el ancho de banda requerido por la técnica de modulación SCM, denotado como B_{SCM} , y la de MCM, descrito por B_{MCM} .



Figura 5. Ancho de banda requerido por la técnica de modulación (a) SCM y (b) MCM.

Cuando los datos se transmiten en serie, el efecto de un desvanecimiento profundo en un canal móvil causa una ráfaga de errores en la transmisión; si el desvanecimiento excede la duración de uno o varios bits, esto puede causar que el enlace falle. Contrariamente, en un sistema multiportadora, cada subcanal (o subportadora) porta un símbolo con un tiempo de duración mucho mayor. De manera que el desvanecimiento solo afecta a un porcentaje de las subportadoras pudiendo así recuperar el enlace.

En un sistema MCM, el rango o banda de frecuencia total se divide en el número de subcanales (no traslapados), en donde cada uno de ellos es modulado por símbolos independientes. Este sistema está exento de la Interferencia Interportadora (ICI), sin embargo carece de buen uso del espectro disponible. Para evitar esto, a mediados de la década de 1990 [Hara y Prasad, 2003] se propone el concepto de transmisión de datos en paralelo y multiplexación por división de frecuencia (FDM) con subportadoras traslapadas.

La técnica de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM), es una forma especial de modulación multiporadora (MCM), en donde una secuencia de datos es transmitida sobre un número de subportadoras (subcanales) de tasa menor.

La característica principal de OFDM es que los espectros de las subportadoras están traslapadas ortogonalmente, es decir, el máximo pico de una subportadora coincide con el nulo de sus adyacentes. La ortogonalidad se logra a partir de que cada subportadora tiene un número entero de ciclos en un periodo de símbolo T . De este modo las portadoras son linealmente independientes (ortogonales) si el espaciamiento entre ellas es un múltiplo de $\Delta f = 1/T$. La figura 6, muestra la representación en tiempo y frecuencia de un conjunto de subportadoras ortogonales.

III.2 Modulación con la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT)

En un sistema OFDM la secuencia de datos en serie de un canal de tráfico se pasa a través de un convertidor serie/paralelo (s/p) el cual divide los datos en un número N de canales paralelos. Los datos en cada canal se aplican a un modulador, tal que para N subcanales hay

N moduladores cada uno de los cuales tiene una separación en frecuencia Δf y un ancho de banda $B=2/T$. En la práctica, un sistema con N moduladores no es muy factible de realizar debido a la complejidad del mismo.

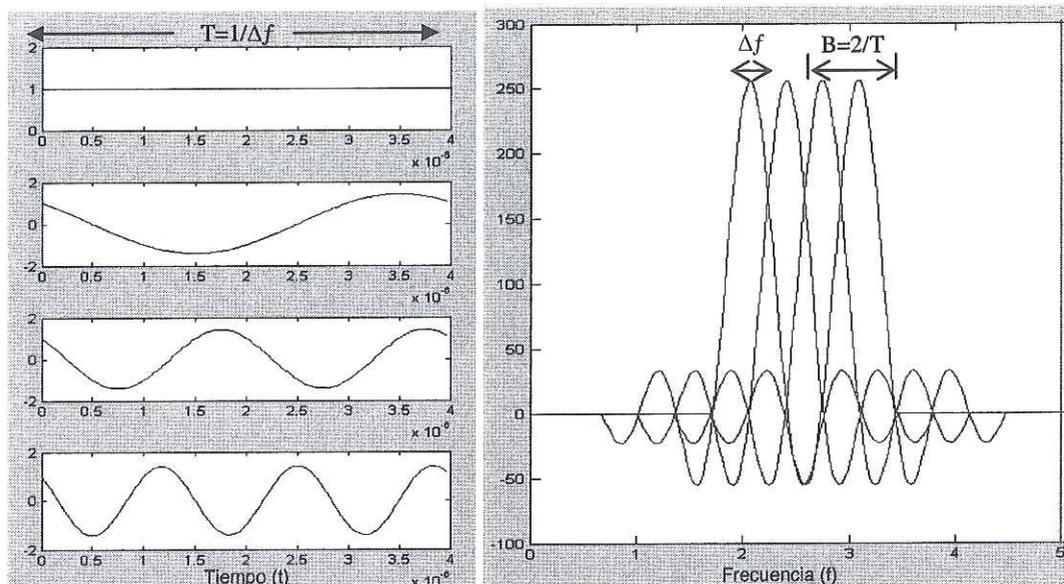


Figura 6. Representación en tiempo y frecuencia de 4 subportadoras ortogonales.

En Van Nee y Prasad [2000] se propone el uso de la Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT) para modular N símbolos de datos x_n en N subportadoras, cuya frecuencia se describe como:

$$f_n = \frac{n-1}{T}, \quad n=0, \dots, N-1 \quad (39)$$

La forma de onda de la subportadora s_n es muestreada a una frecuencia al menos dos veces mayor que la componente de frecuencia más alta f_{N-1} para evitar la pérdida de información (aliasing) como resultado del muestreo (como se ilustra en la figura 7). Para evitar la

presencia de aliasing se debe muestrear más rápido, esto es, hacer el intervalo de muestreo T_s más pequeño.

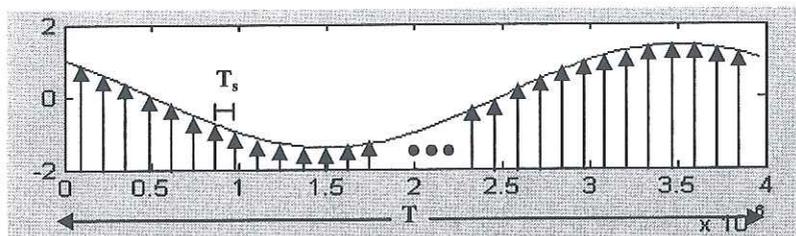


Figura 7. Forma de onda muestreada con intervalo de tiempo T_s .

La forma de onda en tiempo s_n será representada por M muestras. La IDFT será aproximada por las M muestras. M muestras en tiempo y frecuencia representan un periodo de la forma de onda en tiempo y frecuencia, respectivamente.

Cada uno de los símbolos de datos x_n modula a cada una de las subportadoras s_n multiplicando cada símbolo por las M muestras de la subportadora, esto se representa como [3]:

$$X_n = \sum_{m=0}^{M-1} x_n(m) s_n(m) = \sum_{m=0}^{M-1} x_n e^{j2\pi \frac{nm}{N}} \quad (40)$$

La figura 8 muestra un ejemplo de 4 bits ($x = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$) modulando 4 subportadoras ortogonales usando la IDFT. Cuando el número de subportadoras N es potencia de dos, la IDFT puede ser reemplazada por la IFFT, la cual se basa en operaciones con matrices. La IDFT definida en (40) se redefine como [Brigham, 1974]:

$$X_n = x_n(m)W^{nm} \quad (41)$$

en donde

$$W = e^{\frac{j2\pi}{N}} \quad (42)$$

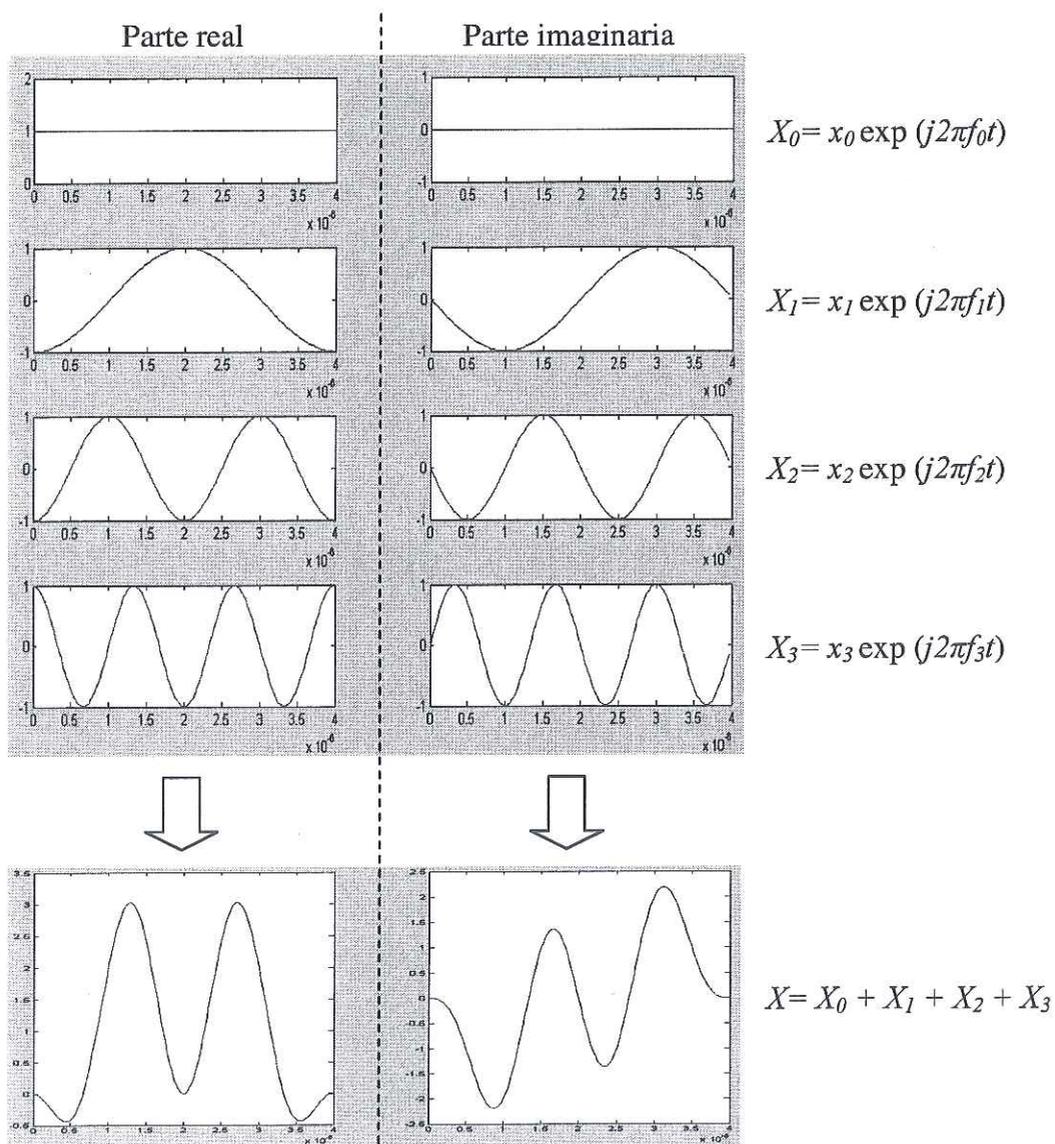


Figura 8. Modulación de 4 subportadoras ortogonales por medio de la IDFT.

Retomando el ejemplo anterior (40) se puede escribir como

$$X_0 = x_0(0)W^0 + x_0(1)W^0 + x_0(2)W^0 + x_0(3)W^0$$

$$X_1 = x_0(0)W^0 + x_0(1)W^1 + x_0(2)W^2 + x_0(3)W^3$$

$$X_2 = x_0(0)W^0 + x_0(1)W^2 + x_0(2)W^4 + x_0(3)W^6$$

$$X_3 = x_0(0)W^0 + x_0(1)W^3 + x_0(2)W^6 + x_0(3)W^9$$

y representado de manera matricial, se tiene

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(0) \\ x_0(1) \\ x_0(2) \\ x_0(3) \end{bmatrix}$$

La figura 9 ilustra la relación entre el número de multiplicaciones requeridas usando la el algoritmo de la FFT comparado con el número de multiplicaciones usando el método directo IDFT [Brigham, 1974].

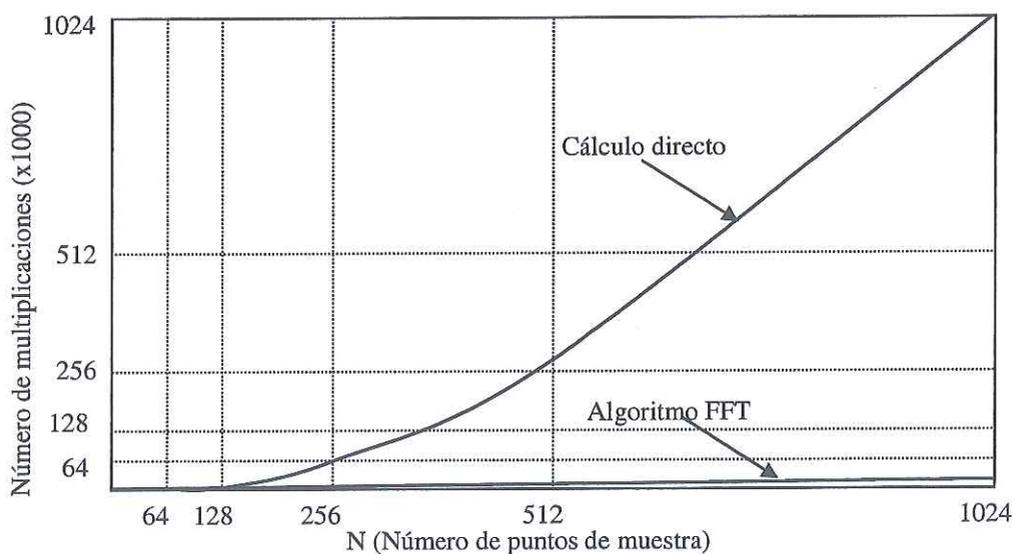


Figura 9. Comparación de multiplicaciones requeridas por el algoritmo FFT.

En el receptor se demodula la señal haciendo uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT), resultando en:

$$y_m = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi \frac{nm}{N}} \quad (43)$$

en donde r_m es el vector de muestras recibidas.

III.3 Prefijo cíclico

Desafortunadamente la ortogonalidad de las subportadoras se puede perder cuando estas viajan por el canal radio, provocando interferencia intersímbolo (ISI). Sin embargo, existe una manera de prevenir la ISI, la cual consiste en agregar una guarda entre símbolos.

Sin un intervalo de guarda entre símbolos OFDM sucesivos, la ISI de un símbolo distorsiona al símbolo siguiente. Cuando se inserta una guarda en la cual no hay transmisión, se puede eliminar la ISI, sin embargo un cambio repentino en la forma genera componentes espectrales provocando así interferencia intersubportadora (ICI) y pérdida de ortogonalidad de las subportadoras. La figura 10 muestra el efecto de la ICI en una subportadora 1 y una subportadora 2 con retardo.

La guarda insertada se conoce como *prefijo cíclico*, el cual es una extensión cíclica (réplica) del símbolo OFDM. Se toma la cuarta parte final del símbolo OFDM y se copia al inicio del mismo (como se ilustra en la figura 11). La duración del prefijo cíclico debe ser mayor que el retardo máximo del canal de manera que las componentes multitrayectoria de un símbolo no interfieran con el símbolo siguiente.

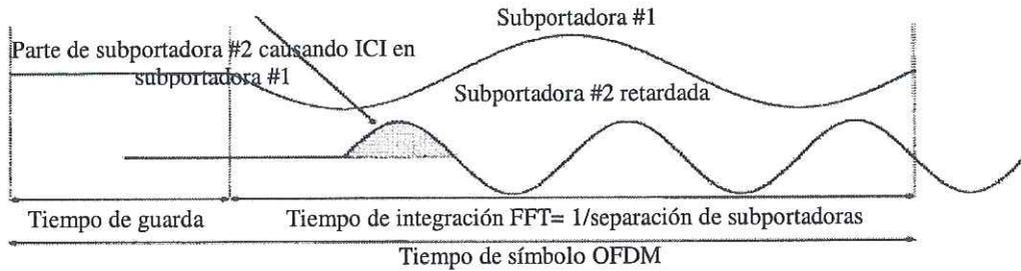


Figura 10. Efecto de ICI entre subportadoras con tiempo de guarda sin transmisión.

III.4 Relación de la Potencia Pico-Promedio de la Envolvente (PMEPR)

Los símbolos OFDM resultantes a la salida de la IFFT son el resultado de la suma de varias señales senoidales, la envolvente de la señal multiportadora varía dentro de un gran rango de potencia. Es decir que el espectro de potencia consta de bandas de frecuencia en las cuales se tiene un pico de potencia en donde se concentra la energía de las subportadoras, así como bandas de frecuencia en donde la potencia de la señal es muy baja. Este problema se conoce como Relación de la Potencia Pico-Promedio de la Envolvente (PMEPR), el cual requiere amplificadores de potencia altamente lineales.

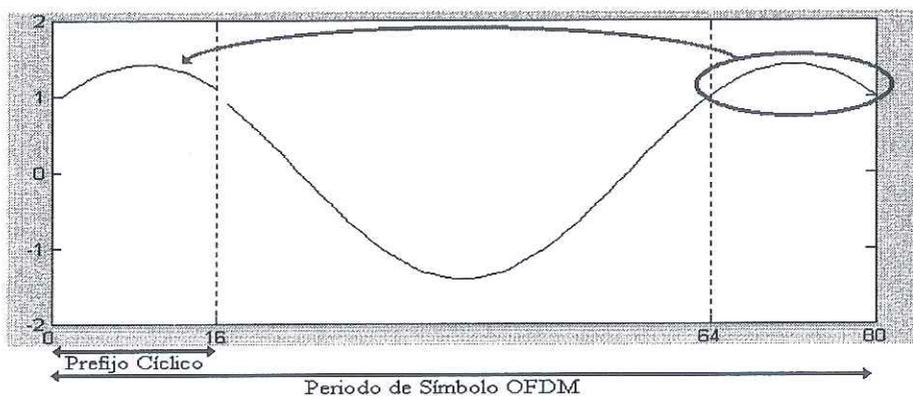


Figura 11. Inserción de prefijo cíclico.

III.5 Implementación de OFDM en WLANs

Existen dos estándares de redes inalámbricas que implementan OFDM en su capa física, IEEE 802.11 e HyperLAN2. En ambos estándares se tiene un sistema a bloques (como se ilustra en la figura 12) que manipula la información de usuario como se describe a continuación. La secuencia de datos binarios con tasa R_b se hace pasar por un código convolucional (tasa 1/2 o 3/4) para corrección de errores y enseguida se aplica un entrelazado de bits para evitar errores en ráfaga, posteriormente se realiza la modulación digital (tal como BPSK, QPSK o QAM) con la que se consiguen tasas mayores de transmisión y se mejora la eficiencia espectral, es decir se envían más bits por Hertz. A la salida del modulador se tienen 48 símbolos a los cuales se le suman 4 símbolos piloto, cada uno de ellos corresponde a una de las 52 subportadoras útiles. Existen otras 12 subportadoras que no se usan, esto con el fin de tener una guarda en los extremos del espectro del símbolo. El paso siguiente consiste en convertir serie/paralelo los símbolos y modularlos con la IFFT. A la salida de la IFFT se tienen 64 muestras en el tiempo en paralelo, cada una de las cuales tiene un periodo de 50 ns; además estas muestras se normalizan. A continuación se convierten las muestras paralelo/serie y se agregan 16 muestras de prefijo cíclico, correspondientes a la cuarta parte de las muestras resultantes de la IFFT, generando así un símbolo OFDM de 80 muestras con un periodo total de 4 μ s. Por último se modula el símbolo OFDM con una portadora centrada en la banda de 5 GHz, se amplifica y transmite.

El receptor OFDM básicamente realiza las operaciones inversas al transmisor; separa la señal de la portadora de alta frecuencia, elimina el prefijo cíclico del símbolo OFDM, se

denormalizan y demodulan las portadoras por medio de la FFT, se corrige el canal por medio de los canales pilotos. Posteriormente se demodula la señal y se hace el desentrelazado de bits. Por último se decodifican los bits para corrección de errores.

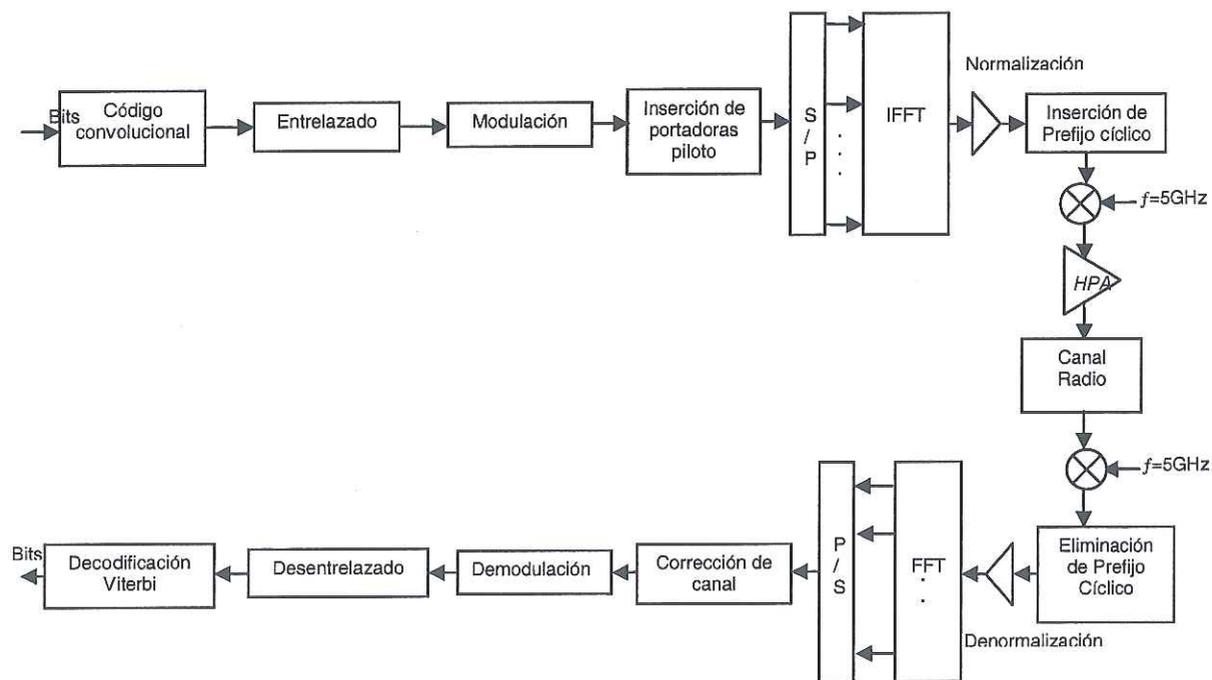


Figura 12. Diagrama a bloques de un sistema OFDM.

IV Acceso Múltiple por División de Código (CDMA)

IV.1 Introducción

El origen de espectro esparcido está en las aplicaciones militares y los sistemas de navegación, en los cuales se necesitaba de comunicación a través de ambientes con gran interferencia. Las técnicas de espectro esparcido tiene la capacidad de enfrentar ambientes hostiles. Especialmente en ambientes multitrayectoria ofrece una estructura de receptor el cual colecta la energía de la señal de distintas componentes multitrayectoria; con el fin de recuperar una señal de mejor calidad.

Espectro esparcido de acceso múltiple explota la ortogonalidad en el dominio de código y se denomina CDMA. En este capítulo se definirá el concepto de CDMA, su principio y funcionamiento. Posteriormente se describirá, de manera básica, el concepto del receptor RAKE.

IV.2 Principio de CDMA

El acceso a un medio común necesita de alguna forma de ortogonalidad: tiempo, frecuencia o espacio. En los sistemas de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA), los usuarios comparten el mismo ancho de banda y transmiten simultáneamente, en la misma frecuencia y al mismo tiempo, sin colisiones (como se muestra en la figura 13).

En CDMA la ortogonalidad se logra asignando a cada usuario una secuencia de esparcimiento (código de esparcimiento) única, la cual lo distingue de los demás usuarios del sistema. El factor limitante en la capacidad de CDMA es la AutoInterferencia y la Interferencia Multiusuario (MUI), descritas por la ortogonalidad de los códigos de esparcimiento y la longitud de los mismos.

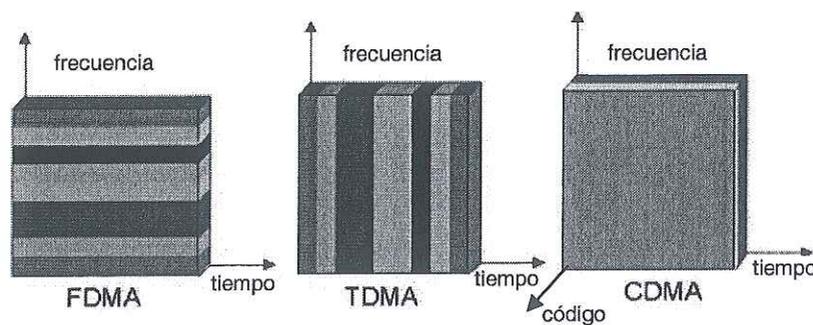


Figura 13. Esquemas de transmisión simultánea.

CDMA tiene un límite blando de capacidad; el nivel de ruido se incrementa de manera lineal conforme el número de usuarios aumenta. Por lo tanto se ve afectado el rendimiento del sistema.

En los sistemas CDMA, la información de usuario $d(t)$ se multiplica por el código de esparcimiento $c(t)$, la señal de espectro esparcido resultante $g(t)$ es:

$$g(t) = c(t)d(t) \quad (44)$$

La secuencia de esparcimiento es de mayor ancho de banda que la señal de usuario original; se compone de N chips con un periodo N veces menor al periodo de un bit (T_b). Al momento de multiplicar cada uno de los bits de la secuencia original por N chips, el ancho de banda así como las tasa de transmisión se incrementan N veces, como se muestra en la figura 14.

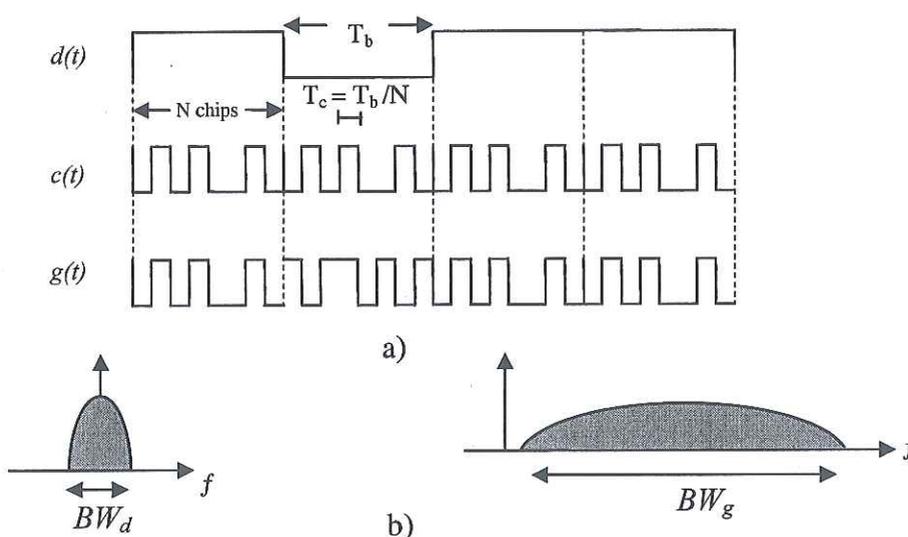


Figura 14. a) Señal original esparcida en tiempo, b) Espectro esparcido.

El receptor realiza una operación de correlación en el tiempo para detectar sólo la secuencia de código deseada recuperando así la señal original transmitida. Para esto es necesario que el receptor conozca la secuencia de código del usuario transmisor. Cada usuario trabaja de manera independiente sin el conocimiento de las secuencias de código de los demás usuarios. Cuando se realiza la correlación, los códigos de esparcimiento de los usuarios no deseados aparecen como ruido. Esto agrega privacidad a la información de cada usuario, ya que esta sólo podrá ser decodificada por quien tenga el código de esparcimiento.

IV.3 Secuencias de esparcimiento

El grado o aleatoriedad de cada código se define por la función de autocorrelación, escrita en forma discreta como [Groe y Larson, 2000]:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{M} \sum_M c(t)c(t-\tau) \quad (45)$$

en donde M representa el número de muestras o valores discretos. La figura 15 muestra la gráfica de función de autocorrelación discreta. Cada pico o picos de la función indican que la secuencia de código contiene subsecuencias que se repiten. Para valores distintos de cero de τ , si la función de autocorrelación tiene valores pequeños e iguales a $-1/M$ y un pico de valor alto, la secuencia de código será muy útil para la sincronización del enlace.

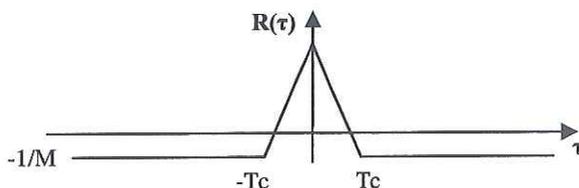


Figura 15. Función de Autocorrelación.

La singularidad o unicidad de la secuencia de código se analiza por medio de la función de correlación cruzada, definida de forma discreta como [Groe y Larson, 2000]:

$$R_{c_1c_2}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_M c_1(t)c_2(t-\tau) \quad (46)$$

en donde c_1 y c_2 son dos secuencias distintas. Dos secuencias son ortogonales si su correlación cruzada es cero sobre un periodo T .

Existen varios tipos de secuencias de códigos pero los más comúnmente usado son los códigos Hadamard [Groe y Larson, 2000]. Se generan n códigos ortogonales, cada uno de los cuales corresponde a un renglón de una matriz cuadrada ($n \times n$). Esta matriz se forma por el siguiente procedimiento recursivo:

$$W_1 = [0] \quad W_2 = \begin{bmatrix} W_1 & W_1 \\ W_1 & \overline{W_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad W_{2n} = \begin{bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & \overline{W_n} \end{bmatrix}$$

en donde \overline{W}_n se deriva de W_n sustituyendo todos sus componentes por sus complementos.

IV.4 Clasificación de CDMA

Existen tres técnicas de modulación para generar señales de espectro esparcido, conocidas como CDMA Puro. Estas técnicas son:

- Secuencia Directa (DS) CDMA: la señal original se multiplica directamente por un código de esparcimiento de tasa alta de chip.
- Salto en Frecuencia (FH) CDMA: la frecuencia portadora a la cual se transmite la señal original se cambia rápidamente de acuerdo al código de esparcimiento.
- Salto en Tiempo (TH) CDMA: la señal original no se transmite continuamente sino en pequeñas ráfagas en donde el tiempo de la ráfaga varía dependiendo del código de esparcimiento.

Por otro lado existen técnicas CDMA híbridas en las cuales se combina CDMA con otros métodos de acceso múltiple tales como TDMA, FDMA u OFDM, por mencionar algunas.

El objetivo de combinar estas tecnologías es aprovechar las ventajas de cada una de ellas y combatir las desventajas de las mismas. En la figura 16 se muestra una clasificación de CDMA [Van Nee y Prasad, 2000].

En este trabajo se emplea la técnica híbrida resultante de combinar CDMA con OFDM, conocida como CDMA multiportadora (MC-CDMA), la cual se describe en el siguiente capítulo.

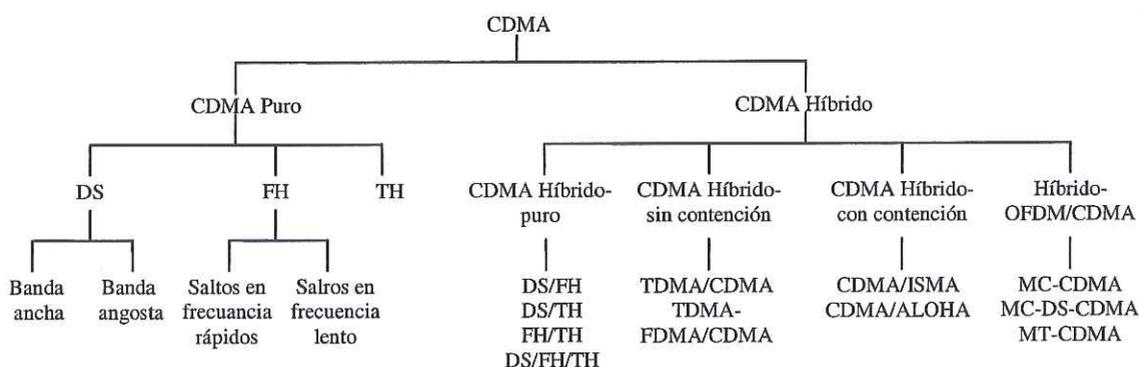


Figura 16. Clasificación de CDMA.

IV.5 Receptor RAKE

CDMA toma ventaja de las señales dispersas producidas por las altas tasas de transmisión. El receptor RAKE es utilizado en las estaciones móviles para combinar las señales multitrayectoria. Es capaz de resolver cada componente de la señal retrasada con exactitud de un periodo de chip. Hace uso efectivo de la diversidad multitrayectoria inducida por el canal.

En un sistema CDMA, el transmisor esparce la señal original y la modula para después transmitirla por el canal multitrayectorias, el cual puede ser modelado por un conjunto de retardos. En la esquema de la figura 17 se tienen tres retardos distintos (τ_1 , τ_2 y τ_3) y factores de atenuación (a_1 , a_2 y a_3) cada uno de los cuales corresponde a una componente multitrayectoria distinta. El receptor RAKE tiene un brazo por cada una de esas componentes. En cada brazo, la señal recibida se correlaciona con el código de esparcimiento. Después del desesparcimiento, la señal se multiplica por un factor de ganancia y se combina con los otros brazos.

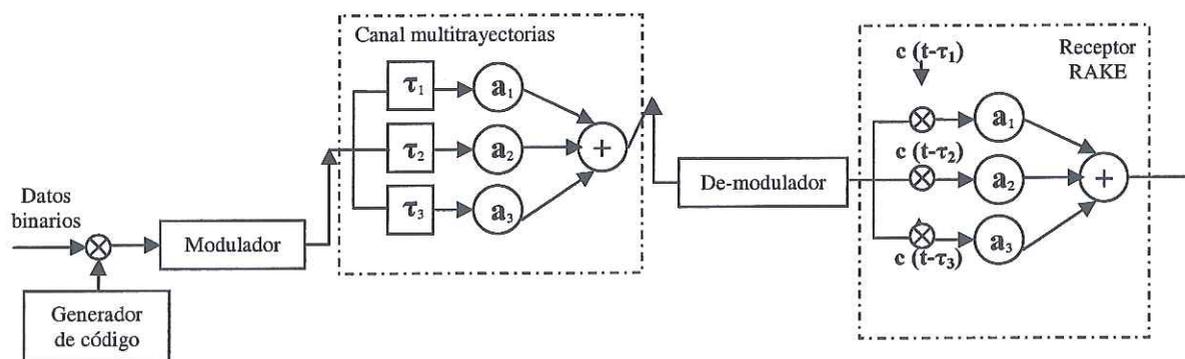


Figura 17. Principio del receptor RAKE.

IV.6 Implementaciones

CDMA ha sido considerado un candidato capaz de soportar servicios multimedia en comunicaciones radio, debido a sus capacidades para hacer frente a la naturaleza asíncrona del tráfico de datos multimedia, para proveer una mayor capacidad que TDMA y FDMA, y para combatir los desvanecimientos selectivos en frecuencia del canal móvil.

Uno de los méritos importantes de CDMA en ambientes celulares es su factor de reuso en frecuencia de unidad cercana. Las células adyacentes pueden hacer uso de la misma frecuencia en conjunto con secuencias de esparcimiento únicas. Una ventaja obvia en el reuso de frecuencias es el incremento potencial en la capacidad de usuarios por unidad de ancho de banda.

Actualmente CDMA es implementado en estándares de sistemas de comunicación celular como: IS-95 (2G), WCDMA y CDMA2000 (3G, ambos).

V CDMA MULTIPORTADORA

V.1 Introducción

Es bien conocido que tanto CDMA como OFDM son dos tecnologías robustas contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia, como se mencionó en los dos capítulos anteriores. Además CDMA ofrece un esquema multiusuario con mayor capacidad de reuso de recursos comparando con TDMA o FDMA. Otra ventaja es la efectiva combinación de energía de las señales dispersas recibidas.

En 1993, tres distintos grupos de estudio [Hara y Prasad, 2003] propusieron el sistema CDMA Multiporadora (MC-CDMA), el cual se basa en la combinación de los dos esquemas. Desde entonces, este sistema ha sido objeto de estudio e investigación. MC-CDMA ha sido considerado para ser uno de los candidatos de capa física para los sistemas de comunicación móvil 4G, debido a la demanda de alta escalabilidad y adaptabilidad que requiere 4G.

En este capítulo se describe a detalle el sistema MC-CDMA, así como cada uno de las tres variantes del mismo propuestas: CDMA Multiporadora (MC-CDMA), CDMA Multiporadora de Secuencia Directa (MC-DS-CDMA) y CDMA Multitono (MT-CDMA). Se hace énfasis en el esquema MT-CDMA, el cual es el propuesto en este trabajo de investigación como candidato para sistemas 4G.

V.2 Sistema MC-CDMA

El transmisor MC-CDMA esparce la señal original usando una secuencia de esparcimiento en el dominio de la frecuencia, mapeando un chip de esparcimiento diferente a cada subportadora OFDM. En otras palabras, una fracción del símbolo correspondiente a un chip de la secuencia de código es transmitido a través de una subportadora distinta. En este esquema, el número de subportadoras es igual a la longitud de la secuencia de esparcimiento, $N_c = G_{MC}$.

Algo importante de señalar es que en un sistema MC-CDMA cada subportadora debe estar exenta de desvanecimiento selectivo en frecuencia. Por lo tanto, si la tasa de símbolo original es suficientemente alta como para ser sujeta a los desvanecimientos, la señal debe ser convertida serie/paralelo (s/p) en P secuencias antes de ser esparcida. De manera que el número de subportadoras es igual a $N_c = PG_{MC}$.

La figura 18 muestra un diagrama a bloques del transmisor MC-CDMA [Van Nee y Prasad, 2000; Hara y Prasad, 1997; Hara y Prasad, 2003]. La secuencia de entrada, de tasa $1/T_s$, primero se convierte s/p en P secuencias de datos paralelas ($a_0(i), a_1(i), \dots, a_{P-1}(i)$), disminuyendo la tasa original a $1/PT_s$. Después cada secuencia paralela se multiplica por uno de los chips de la secuencia de esparcimiento de longitud G_{MC} ($c(0), c(1), \dots, c(MC - 1)$). Debido a que la secuencia de datos se esparce únicamente por un chip, la tasa resultante del esparcimiento se mantiene $1/PT_s$. Cada una de estas secuencias esparcidas modula a una de las N_c subportadoras distintas, esto por medio de la IFFT, la cual arroja a la salida N muestras de tiempo en paralelo, por lo cual se deben convertir a forma serie

nuevamente. Por último se agrega el prefijo cíclico Δ para evitar la ISI provocada por los retardos de las multitrayectorias, y se transmite después de la conversión RF. La señal transmitida para el j -ésimo usuario puede escribirse como [Van Nee y Prasad, 2000]:

$$s_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} a_{j,p}(i) \sum_{m=1}^{G_{MC}} c_j(m) p_s(t - iT_p) e^{-j2\pi(m+PG_{MC})\Delta f t} \quad (47)$$

$$T_p = PT_s \quad (48)$$

$$\Delta f = 1/T_p \quad (49)$$

donde G_{MC} es la ganancia de procesamiento, T_p es la duración del símbolo en la subportadora, Δf es la mínima separación en frecuencia entre subportadoras, y $p_s(t)$ es la forma de onda del pulso rectangular.

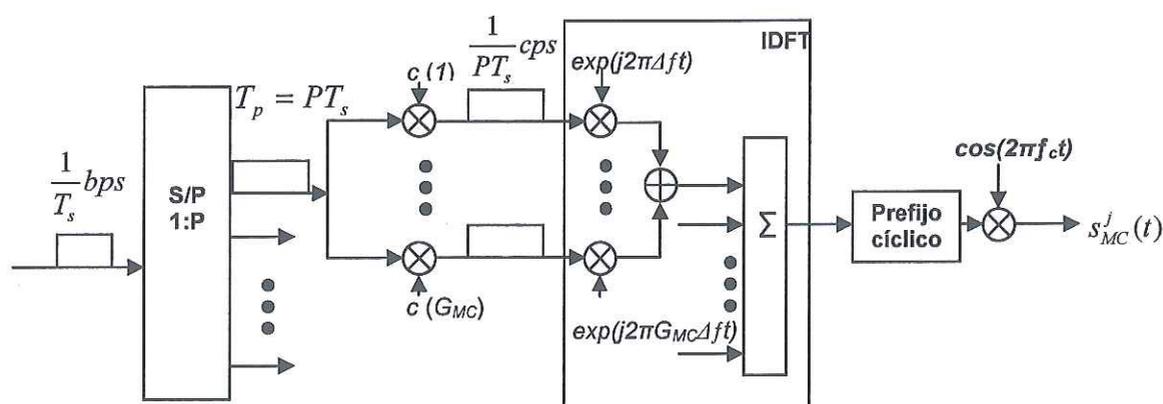


Figura 18. Diagrama a bloques de transmisor MC-CDMA.

El ancho de banda de la señal transmitida se define como [Van Nee y Prasad, 2000; Hara y Prasad, 1997]:

$$B_{MC} = (PG_{MC} - 1)/T_p + 2/T_p \quad (50)$$

$$B_{MC} = (PG_{MC} + 1)/T_p = (PG_{MC} + 1)/PT_s = (N_c + 1)/PT_s \quad (51)$$

$$B_{MC} = G_{MC}(N_c + 1)/N_cT_s \quad (52)$$

En tanto que el ancho de banda de cada subportadora se define como:

$$B_{MC}^s = 2\Delta f = 2/T_p \quad (53)$$

En la figura 19 se muestra el espectro de potencia de la señal MC-CDMA.

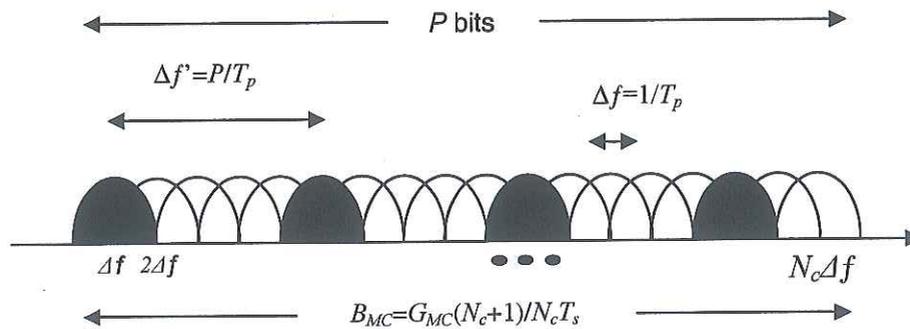


Figura 19. Espectro de potencia de señal MC-CDMA.

En el receptor MC-CDMA, la señal recibida primero se introduce a la DFT para demodular las subportadoras. Después se desaparece cada una de las subportadoras y se multiplica por una ganancia para combinar la energía de la señal recibida dispersa por el canal. Una de las tareas principales del receptor MC-CDMA es aprovechar la diversidad en frecuencia proporcionado por el esparcimiento en frecuencia.

V.3 Sistema MC-DS-CDMA

Con el fin de alcanzar mayores tasas de transmisión con ganancia de procesamiento suficiente se propone un esquema de transmisión paralela de señales DS-CDMA usando la estructura de OFDM, este sistema se conoce como CDMA Multiportadora de Secuencia Directa (MC-DS-CDMA).

El transmisor MC-DS-CDMA esparce las secuencias de datos convertidas s/p usando un código de esparcimiento en el dominio del tiempo de manera que el espectro resultante de cada subportadora satisface la condición de ortogonalidad con la mínima separación en frecuencia [Hara y Prasad, 1997], definida como.

$$\Delta f = G_{MD} / T_p \quad (54)$$

$$T_p = N_c T_s \quad (55)$$

A diferencia de MC-CDMA, se usa el código completo para esparcir la secuencia s/p, no solo un chip del mismo. La figura 20 muestra el diagrama a bloques de un sistema (transmisor/receptor) MC-DS-CDMA, en donde G_{MD} denota la ganancia de procesamiento [Hara y Prasad, 1997].

La señal transmitida para el j -ésimo usuario se describe como:

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{G_{MD}-1} a_{j,n} c_j(m) P_s(t - mT_p / G_{MD}) e^{j2\pi m \Delta f} \quad (56)$$

El ancho de banda de la señal MC-DS-CDMA transmitida se define como [Hara y Prasad, 1997]:

$$B_{MD} = G_{MD} (N_c + 1) / N_c T_s \quad (57)$$

Mientras que el ancho de banda ocupado por cada subportadora es el doble del inverso del periodo de chip, T_c , lo cual se escribe como:

$$B_{MD}^s = 2 / T_c = 2G_{MD} / N_c T_s = 2\Delta f \quad (58)$$

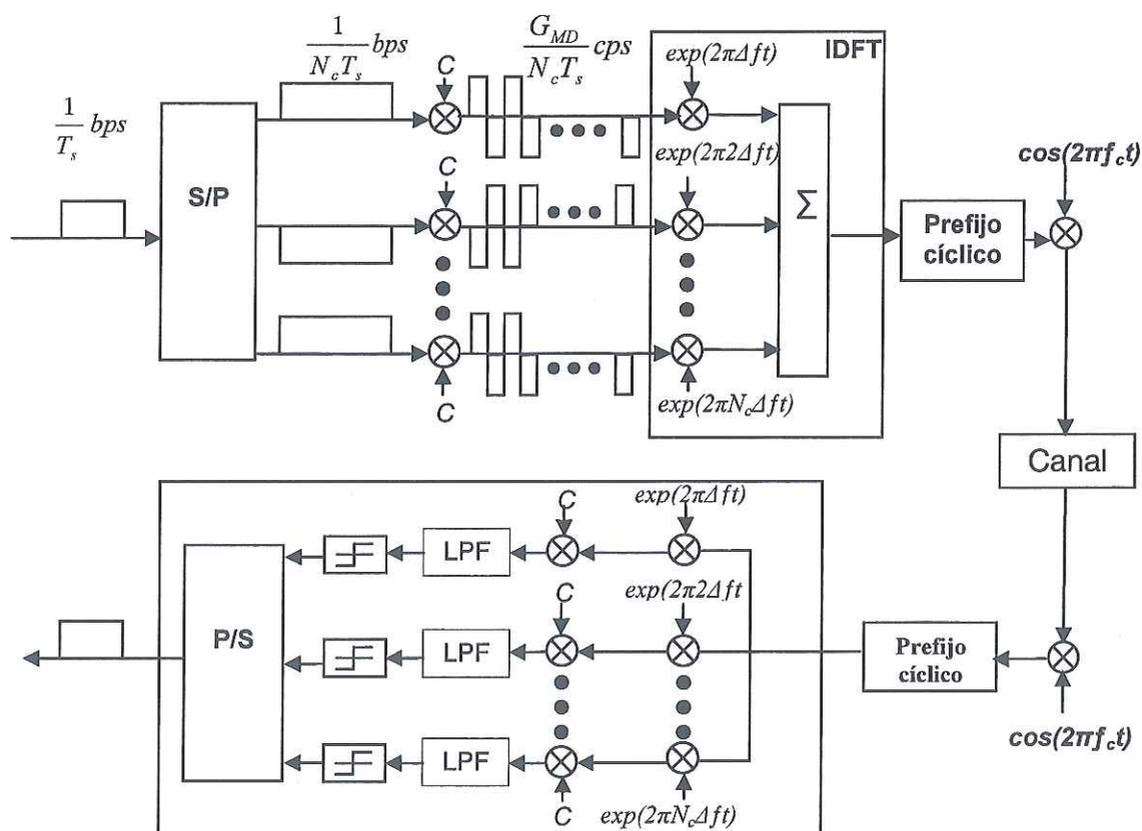


Figura 20. Sistema transmisor/receptor de sistema MC-DS-CDMA.

La señal transmitida para el j -ésimo usuario se describe como:

$$s_{MT}^j(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} a_{j,n} e^{j2\pi n \Delta f t} \sum_{m=0}^{G_{MT}-1} c_j(m) P_s(t - mT_p / G_{MD}) \quad (59)$$

La figura 21 ilustra el espectro en potencia de la señal MC-DS-CDMA [Hara y Prasad, 1997]. Cuando el número de subportadoras es igual a la ganancia de procesamiento $N_c = G_{MD}$, el espectro MC-DS-CDMA tiene la misma forma al del sistema MC-CDMA.

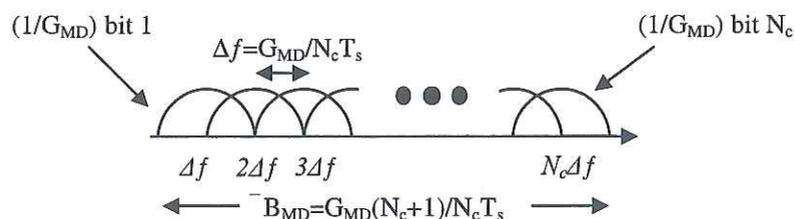


Figura 21. Espectro de potencia de señal MC-DS-CDMA.

En el receptor MC-DS-CDMA se demodula la señal para recuperar las portadoras y se desesparce cada una de ellas. En este esquema no se tiene diversidad en frecuencia, el único recurso a utilizar es el esparcimiento.

V.4 Sistema MT-CDMA

El transmisor MT-CDMA esparce la secuencia de datos convertida s/p usando un código de esparcimiento en el dominio del tiempo, de manera que el espectro de cada subportadora, antes del esparcimiento, satisfaga la condición de ortogonalidad con la mínima separación en frecuencia:

$$\Delta f = 1/T_p \quad (60)$$

$$T_p = N_c T_s \quad (61)$$

Como se puede apreciar en la ecuación (60), la separación de las subportadoras no contempla el esparcimiento. Consecuentemente, el espectro resultante de cada subportadora, después del esparcimiento, no satisface la condición de ortogonalidad, por lo que las subportadora se traslapan casi por completo.

El esquema MT-CDMA emplea códigos de esparcimiento más largos en proporción al número de subportadoras, comparado con un sistema de portadora única DS-CDMA, por lo tanto, el sistema puede acomodar más usuarios que el esquema DS-CDMA.

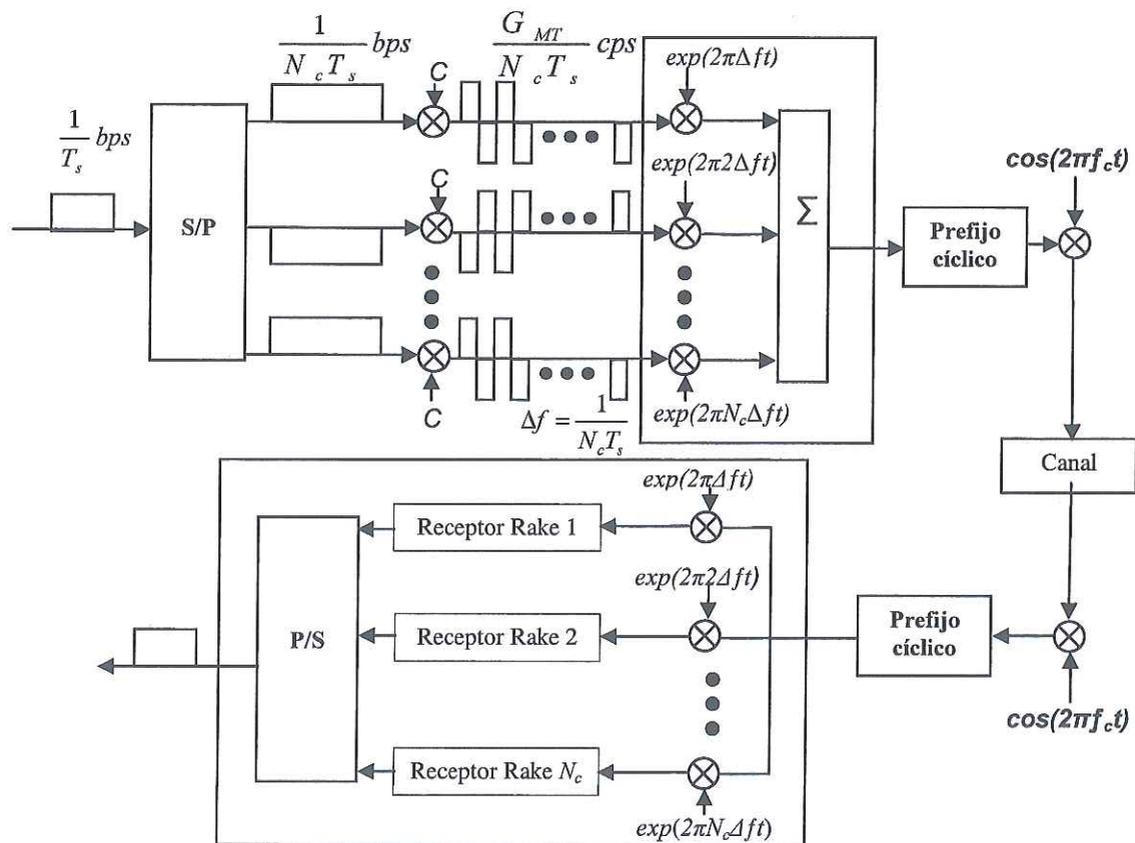


Figura 22. Sistema transmisor/receptor MT-CDMA.

La figura 22 muestra un sistema MT-CDMA [Hara y Prasad, 1997]. Como se aprecia en ella, el receptor consta de N_c receptores RAKE (descrito en el capítulo anterior), el cual ayuda a recuperar la señal dispersa transmitida, combinando la energía de las multitrayectorias.

V.4.1 Esquema alternativo

Hanzo y Münster [2003] proponen un esquema distinto para el sistema MT-CDMA. En este se propone aplicar el esparcimiento después de la IFFT. Se convierten las muestras paralelas resultantes de la IFFT a forma serial, y se multiplican por el código de esparcimiento, como se ilustra en la figura 23.

Como se puede apreciar, el sistema es similar al de OFDM, con la diferencia del esparcimiento después de la IFFT. En este esquema sólo se necesita de un multiplicador para realizar el esparcimiento, mientras que en el esquema de Hara y Prasad [1997] se necesitan N_c multiplicadores. Por lo que este nuevo esquema es más sencillo.

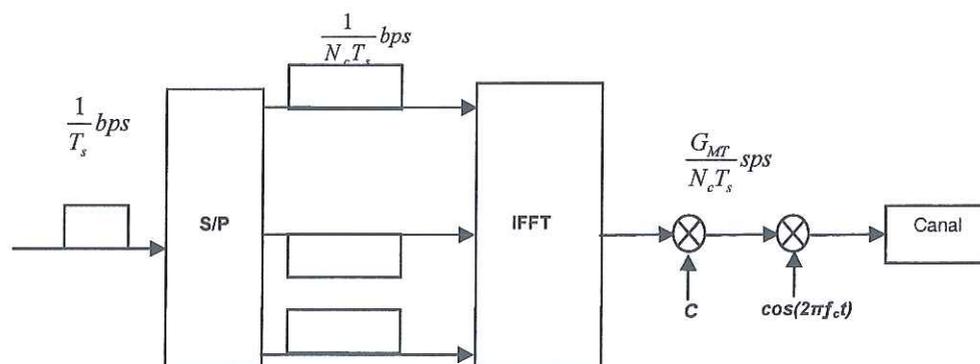


Figura 23. Diagrama a bloques de transmisor MT-CDMA.

Por otro lado Hanzo y Münster [2003] no muestran el diagrama a bloques del receptor MT-CDMA correspondiente al transmisor propuesto. Sin embargo, de acuerdo a los sistemas estudiados, se puede deducir que el receptor realice las operaciones contrarias a las realizadas en el transmisor. Primero se debe retirar la portadora de alta frecuencia, desesparcir la señal para recuperar las muestras de las subportadoras. El proceso de desesparcimiento puede realizarse con un receptor RAKE para aprovechar la energía de las multitrayectorias. Después de esto, el proceso restante es el mismo del receptor OFDM, como se ilustra en la figura 24.

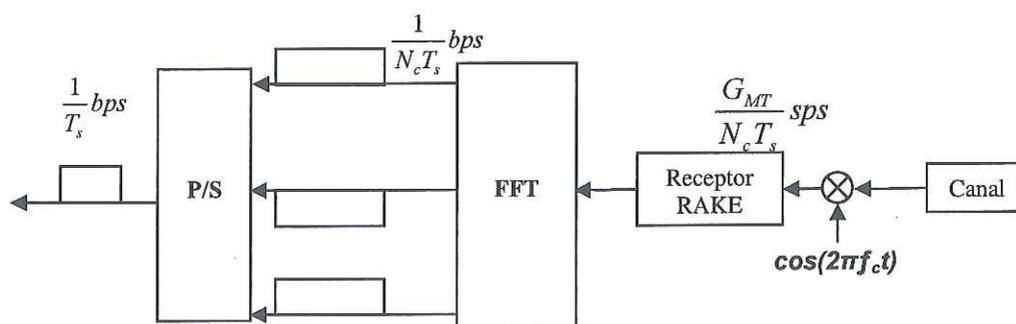


Figura 24. Diagrama a bloques de receptor MT-CDMA.

V.4.2 Ancho de banda MT-CDMA

Conforme aumenta la ganancia de procesamiento, el ancho de banda requerido por cada subportadora también aumenta. Así mismo son cada vez más las subportadoras que se traslapan. Consecuentemente se hace presente la Interferencia Interportadora (ICI), mientras que la Interferencia Multiusuario (MUI) se va reduciendo debido a la longitud del código de esparcimiento.

El ancho de banda de una subportadora esparcida, al igual que el esquema MC-DS-CDMA, es el doble del inverso del periodo de chip T_c , y se escribe como:

$$B_{MT}^s = 2/T_c = 2G_{MT}/N_c T_s \quad (62)$$

En tanto que el ancho de banda total se define como [Hara y Prasad, 1997]:

$$B_{MT} = \frac{N_c - 1}{N_c T_s} + \frac{2G_{MT}}{N_c T_s} \quad (63)$$

$$B_{MT} = \frac{(N_c - 1) + 2G_{MT}}{N_c T_s} \quad (64)$$

A partir de las ecuaciones (62) y (64), se obtiene:

$$B_{MT} = (N_c - 1)\Delta f + B_{MT}^s \quad (65)$$

Como se aprecia en la ecuación (65) el ancho de banda total de la señal MT-CDMA es igual a la suma del ancho de banda de una subportadora esparcida mas la diferencia entre la primera y la última frecuencia central de las subportadoras. El espectro de potencia de la señal MT-CDMA se muestra en la figura 25 [Hara y Prasad, 1997; Hanzo y Münster, 2003]. En ella se aprecia que el espectro de cada una de las subportadoras se traslapa con el espectro de las subportadoras restantes. La mínima separación en frecuencia no cumple con la condición de ortogonalidad.

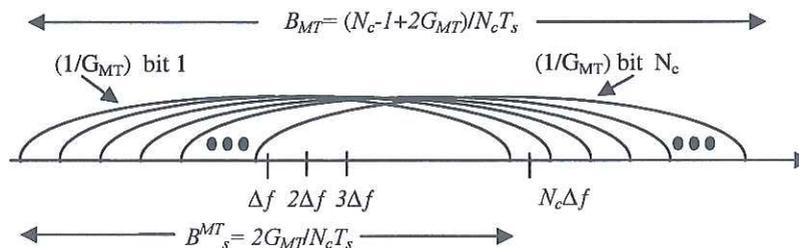


Figura 25. Espectro de potencia de señal MT-CDMA.

En la figura 26 se muestra un ejemplo de MT-CDMA con 8 subportadoras. En el inciso a) se muestran las 8 subportadoras ortogonales en donde el número mayor de subportadoras traslapadas es $N_{traslape}=3$; al esparcir cada una de las subportadoras al doble, $G_{MT} = 2$, como se muestra en el inciso b), $N_{traslape}=7$; en el inciso c) se vuelven a esparcir cada una de las subportadoras al doble, $G_{MT} = 4$, y cada una de las subportadoras se sigue traslapando con las 7 subportadoras restantes.

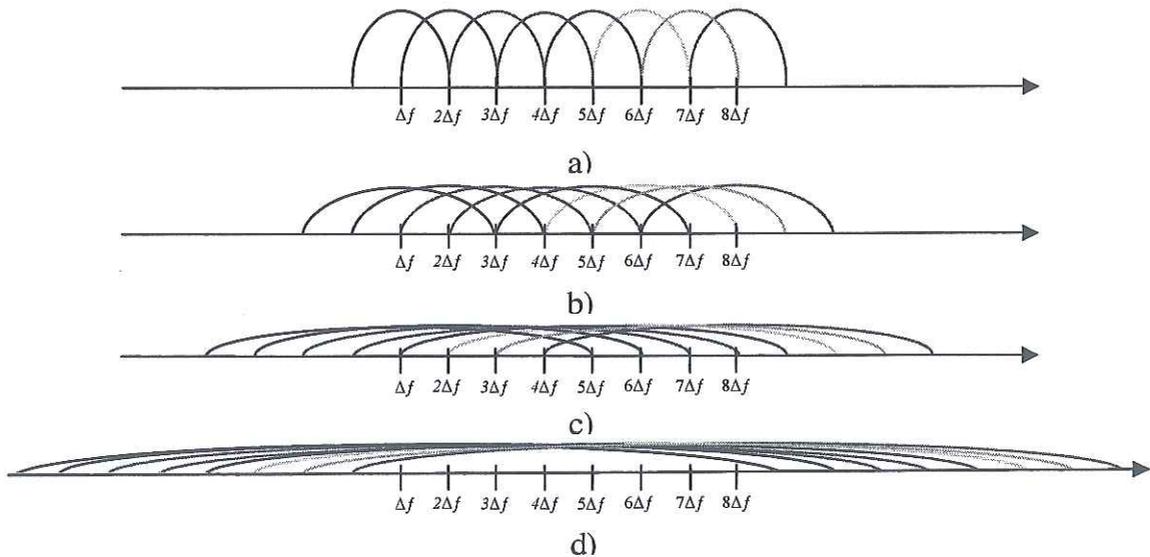


Figura 26. Sistema MT-CDMA con ocho subportadoras con esparcimiento: a) uno ($G_{MT}=1$), b) dos ($G_{MT}=2$), c) cuatro ($G_{MT}=4$), c) ocho ($G_{MT}=8$).

A partir del análisis de este comportamiento, se observa que el máximo número de subportadoras traslapadas es proporcional a la longitud del código de esparcimiento, y se define como:

$$N_{traslape} = \min\{4G_{MT} - 1, N_c\} \quad (66)$$

Cada vez que se incrementa el esparcimiento:

- se tiene un mayor número de chips para recuperar la señal, con lo que se espera reducir el número de bits erróneos en el receptor;
- se incrementa el ancho de banda de cada subportadora y consecuentemente el ancho de banda total;
- se incrementan los desvanecimientos selectivos en frecuencia;
- la diferencia entre el ancho de banda de cada subportadora y el total es proporcionalmente menor.

V.5 Comparación de sistemas CDMA multiportadora

El sistema MC-CDMA ofrece la ventaja de diversidad en frecuencia al transmitir el mismo bit por distintas frecuencias, por lo que la probabilidad de recuperar el bit sin errores es muy alta. Sin embargo, al transmitir el mismo bit por varias subportadoras no se tiene buen aprovechamiento del ancho de banda disponible. Por otro lado, el ancho de banda requerido es menor al de MT-CDMA.

El sistema MC-DS-CDMA ofrece una tasa de transmisión mayor a la de un sistema DS-CDMA de portadora única, ya que se tienen N_c sistemas DS-CDMA en paralelo. No tiene diversidad en frecuencia; en cambio cuenta con la diversidad proporcionada por el código de esparcimiento, de manera que mientras más largo sea este código se tiene mayor probabilidad de recuperación de bit sin errores, siempre y cuando se cumpla con la condición de ortogonalidad con la mínima separación en frecuencia, por lo que al igual que

MC-CDMA, las subportadoras mantienen su ortogonalidad lo que facilita aún más la recuperación de señales.

Por su parte, MT-CDMA pierde la propiedad de ortogonalidad entre subportadoras, hace uso de un ancho de banda mayor al necesario por MC-CDMA y MC-DS-CDMA, así como de códigos de esparcimiento más largos a los de estos dos sistemas. Sin embargo al hacer uso de estos códigos más largos, se puede dar servicio a un mayor número de usuarios, al mismo tiempo que se tiene un mayor número de chips para recuperar un bit de manera correcta. Pero esto también trae como consecuencia menor inmunidad a los desvanecimientos selectivos en frecuencia.

La tabla III muestra un resumen de las características de cada uno de los tres sistemas CDMA multiportadora.

Tabla III. Comparación de sistemas CDMA multiportadora.

Parámetro	MC-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA
Duración de símbolo en subportadora (T_p)	$N_c T_s / G_{MC}$	$N_c T_s$	$N_c T_s$
Número de subportadoras	$N_c = P T_s$	$N_c \leq G_{MD}$	N_c
Ganancia de procesamiento	$G_{MC} \approx G_{DS}$	$G_{MD} = G_{DS}$	$G_{MT} = N_c G_{DS}$
Duración de chip (T_c)		$N_c T_s / G_{MD}$	$N_c T_s / G_{MT}$
Separación de subportadora (Δf)	$1 / T_p$	$G_{DS} / (N_c T_s)$	$1 / (N_c T_s)$
Ancho de banda requerido (lóbulo principal)	$G_{MC} (N_c + 1) / N_c T_s$	$G_{MD} (N_c + 1) / N_c T_s$	$(N_c - 1 + 2G_{MT}) / N_c T_s$

En este trabajo de investigación se analizará el comportamiento del sistema MT-CDMA. Esto debido a que los otros dos sistemas han sido estudiados más ampliamente por varios autores [Van Nee y Prasad, 2000; Hara y Prasad, 1996; Hara y Prasad, 1997; Hara y Prasad, 2003; Hanzo y Münster, 2003; Vandedndorpe, 1995], no así MT-CDMA. No existen publicaciones que estudien de manera detallada este sistema, únicamente es mencionado como una propuesta por lo que hace falta información sobre el mismo.

VI SIMULACIÓN Y RESULTADOS

VI.1 Introducción

En el capítulo anterior se analizaron dos esquemas distintos para implementar sistemas MT-CDMA; el primero, lleva a cabo el proceso de esparcimiento de la señal antes de la IFFT; el segundo lo realiza después de la IFFT; para mayor simplicidad en la comparación de ambos sistemas, los nombraremos esquema MT-CDMA 1 y MT-CDMA 2, respectivamente. Ambos sistemas fueron implementados en la herramienta SIMULINK de Matlab 7© y se describen en este capítulo; además de mostrar los resultados obtenidos en dicha simulación.

VI.2 Esquema MT-CDMA 1

En el sistema MT-CDMA, descrito por Van Nee y Prasad [2000], el transmisor para un usuario con modulación binaria BPSK (como se ilustra en la figura 27) genera la información de usuario de manera aleatoria mediante un generador Bernoulli binario, el cual entrega secuencias de 24 bits con tasa de 6 Mbps. Estos 24 bits se introducen a un bloque de código convolucional con índice de código $r=1/2$, generando a la salida 48 bits, los cuales se entrelazan para darle un grado extra de aleatoriedad a la secuencia de datos. Posteriormente se modulan digitalmente los 48 bits con el esquema BPSK, y se obtienen 48 símbolos (uno para cada subportadora útil). Estos símbolos se convierten S/P y se esparcen con un código Hadamard de longitud variable de 8 a 128 chips, y se agregan 16 subportadoras (nulas y piloto), dando como resultado 64 subportadoras en paralelo, las

cuales se mapean al bloque de la IFFT de 64 puntos. A la salida de la IFFT se tienen 64 muestras complejas a las cuales se les agregan 16 muestras de prefijo cíclico, formando así una señal de 80 muestras complejas.

En el caso de modulación QPSK, se generan secuencias binarias de 48 bits con tasa de 12 Mbps las cuales se entregan al codificador convolucional para obtener a la salida 96 bits. Estos a su vez se modulan con el esquema QPSK y se tienen a la salida 48 símbolos complejos correspondientes a cada una de las 48 subportadoras útiles para el usuario.

(Archivo: *MTCDMA_BPSK_1u_sp8_espantes.mdl*)

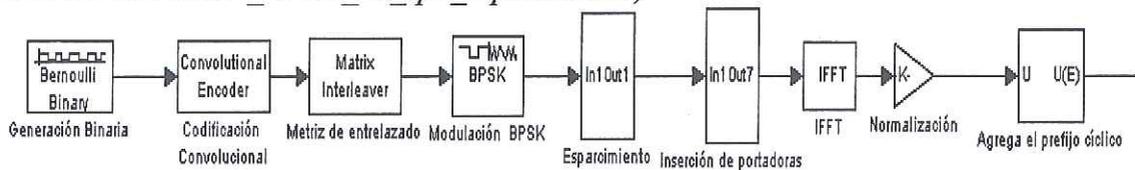


Figura 27. Modelo de transmisor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque IFFT después del esparcimiento).

La implementación de este esquema en SIMULINK presentó un problema; el bloque correspondiente a la IFFT está diseñado con un algoritmo que mantiene la ortogonalidad de las subportadoras. Este algoritmo se describe por:

$$y(k, l) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M u(m, l) e^{j2\pi(m-1)(k-1)/M} \quad k = 1, \dots, M \quad (67)$$

en donde M es el número de subportadoras y u es la entrada al bloque. La k -ésima entrada de la l -ésima salida del canal, $y(k, l)$, es igual al k -ésimo punto de la IDFT de M puntos de la l -ésima entrada del canal.

La figura 28 ilustra un ejemplo de proceso de modulación de 4 subportadoras con esparcimiento doble $G_{MT}=2$. La figura 29-a) muestra el espectro de las 4 subportadoras ortogonales, la figura 29-b) muestra el espectro esperado del esquema MT-CDMA, mientras que la figura 29-c) ilustra el espectro resultante de modular las 4 subportadoras con el bloque de la IFFT de SIMULINK.

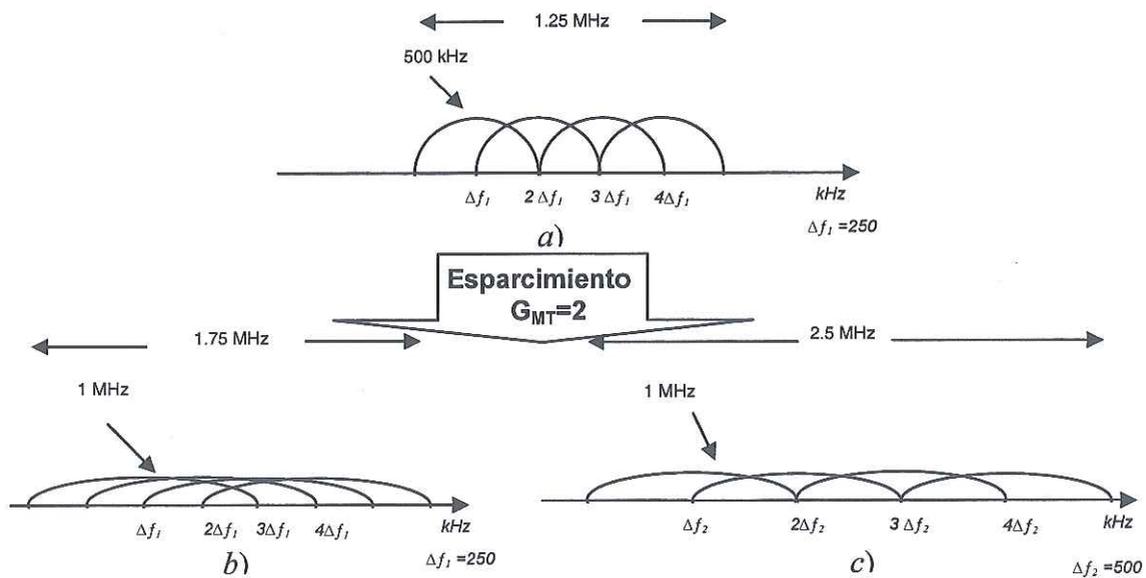


Figura 28. Modelo de procesamiento MT-CDMA de a) 4 subportadoras ortogonales, b) espectro MT-CDMA esperado, c) espectro resultante de modulación con el bloque IFFT de SIMULINK.

Como se puede apreciar en la figura 28-b) cada una de las subportadoras se esparce al doble de su ancho de banda original, también mantienen la separación en frecuencia original por lo que se pierde la ortogonalidad entre ellas. Por el contrario en la figura 28-c) se mantiene la ortogonalidad de los espectros de las subportadoras ya que la separación en frecuencias se modifica al mismo tiempo que se ensancha el espectro debido al algoritmo empleado por

el bloque IFFT; es decir, mientras más se ensanche el espectro la separación en frecuencia también se incrementa. El algoritmo del bloque IFFT no mantiene la definición de separación en frecuencia como el recíproco del periodo de chip, sino que depende del factor de esparcimiento, esto es:

$$\Delta f \neq \frac{1}{T_s} = \frac{G_{MT}}{T_s} \quad (68)$$

En otras palabras, el bloque IFFT expande la función de entrada en sus componentes frecuencias ambas con la misma periodicidad, es decir componentes de la forma:

$$f = \frac{k}{T_s}, \quad k = 1, \dots, N_c \quad (69)$$

Debido a este comportamiento no es posible hacer uso del bloque IFFT diseñado en SIMULINK, por lo que fue necesario buscar un bloque alternativo el cual realizara la IFFT.

VI.2.1 Bloque IDFT propuesto

A partir de la definición de la IDFT descrita en la ecuación (40), la cual se interpreta como la suma de N funciones exponenciales, se propone un bloque IDFT el cual contiene la suma de estas N funciones ($N=64$, para este esquema). Cada uno de estos moduladores tiene una frecuencia ortogonal al resto de ellas (múltiplo de 250, desde 0 hasta 15.75 MHz) y se muestrea con tasa mayor al doble de la frecuencia más alta, para cumplir con el teorema de Nyquist. De este modo, se entregan $N_m=64$ muestras de la función exponencial en el periodo de un chip T_c , como se describió en el proceso de modulación haciendo uso de la IDFT en el capítulo III. La figura 29 muestra el bloque creado con los 64 moduladores.

Sin embargo este esquema no aprovecha las propiedades de manejo de matrices para el cálculo de valores de la Transformada de Fourier proporcionadas por la IFFT, por lo que el tiempo y complejidad de cálculo son mayores. Además de no ser muy factible de realizar, ya que se necesitan N osciladores, uno para cada una de las frecuencias de las subportadoras.

(Archivo: *MTCDMA_BPSK_Iu_sp8_64moduladores.mdl*)

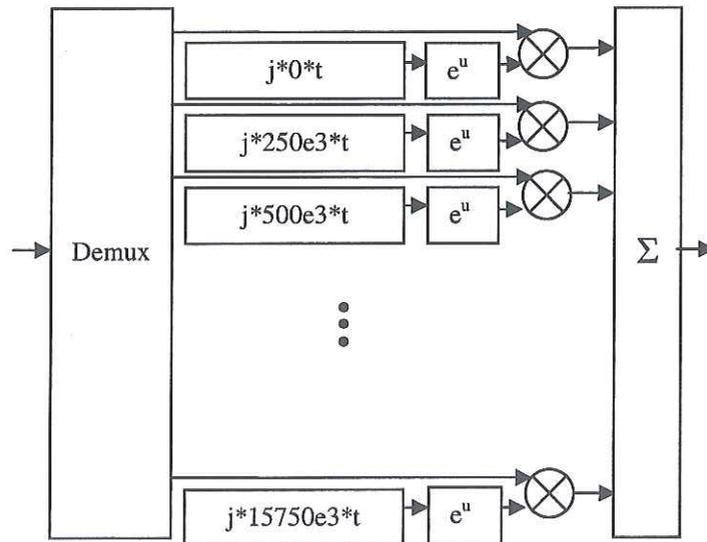


Figura 29. Bloque IDFT creado con 64 moduladores exponenciales.

VI.3 Esquema MT-CDMA 2

La figura 30 muestra el modelo en SIMULINK del transmisor MT-CDMA para un usuario con modulación digital BPSK, el sistema está basado al sistema OFDM (descrito en el capítulo III). La generación de datos de usuario, codificación, modulación digital e inserción de subportadoras (nulas y pilotos) se desarrollan de la misma manera que el

esquema MT-CDMA 1. Las 64 subportadoras en paralelo se introducen al bloque IFFT, el cual entrega a su salida 64 muestras complejas, las cuales se normalizan. Estas muestras se convierten P/S y se esparcen con una secuencia de código Hadamard de longitud variable de 8 a 128 chips. Por último, se agrega el prefijo cíclico correspondiente a la cuarta parte de muestras del símbolo.

(Archivo: *MTCDMA_BPSK_1u_sp8.mdl*)

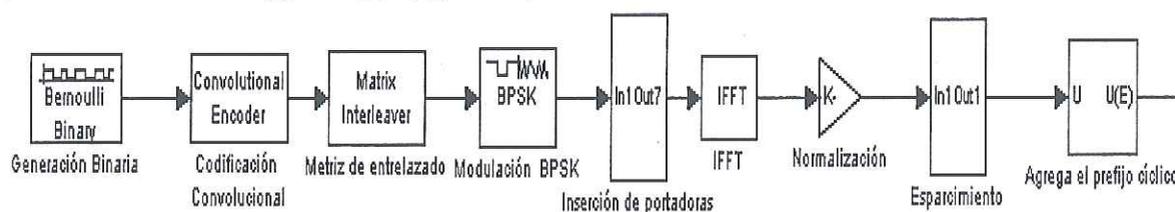


Figura 30. Modelo de transmisor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque IFFT antes del esparcimiento).

El receptor MT-CDMA (figura 31) realiza las operaciones inversas a las desarrolladas en el transmisor. Como primer paso se eliminan las muestras correspondientes al prefijo cíclico para obtener el símbolo MT-CDMA transmitido; se desesparcen las muestras complejas con la ayuda de un receptor RAKE de tres brazos, para aprovechar las multitrayectorias, el cual se describe más adelante; las muestras recuperadas del RAKE se introducen al bloque FFT para obtener las 64 subportadoras; se eliminan las subportadoras nulas y piloto para recuperar las 48 subportadoras de datos de usuario; cada uno de estos datos de demodulan (BPSK, en este caso), se realiza el proceso de desentrelazado y se decodifican. Al final de todo este proceso de recepción se obtienen los 48 bits transmitidos por el usuario.

(Archivo: *MTCDMA_BPSK_1u_sp8.mdl*)

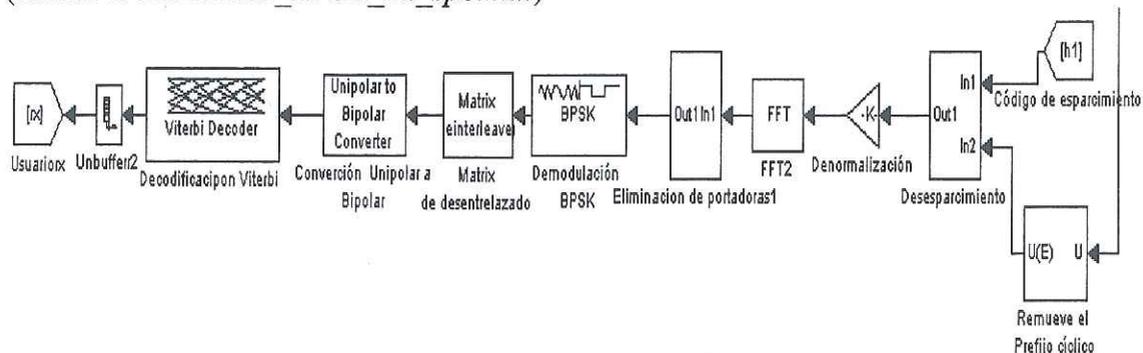


Figura 31. Modelo de receptor MT-CDMA en SIMULINK (empleando el bloque FFT después del desesparcimiento).

VI.3.1 Receptor RAKE

El receptor RAKE se compone de tres brazos, cada uno de los cuales realiza la operación de correlación de la señal recibida con la secuencia de esparcimiento de longitud G . Como se puede apreciar en la figura 32, el segundo y tercer brazo introducen la secuencia de esparcimiento con distinto retardo, 2 y 4 chips. Estos valores de retardos se obtuvieron a partir de encontrar los picos máximos de correlación para distintos retardos de la secuencia de esparcimiento. Después se suma cada una de las muestras obtenidas de los brazos de correlación para obtener una muestra de mayor energía, esta muestra resultante corresponde a un chip de la secuencia de esparcimiento. El proceso siguiente es sumar G muestras correspondientes a la longitud de la secuencia de código (en este caso $G=8$) para obtener una muestra desesparcida.

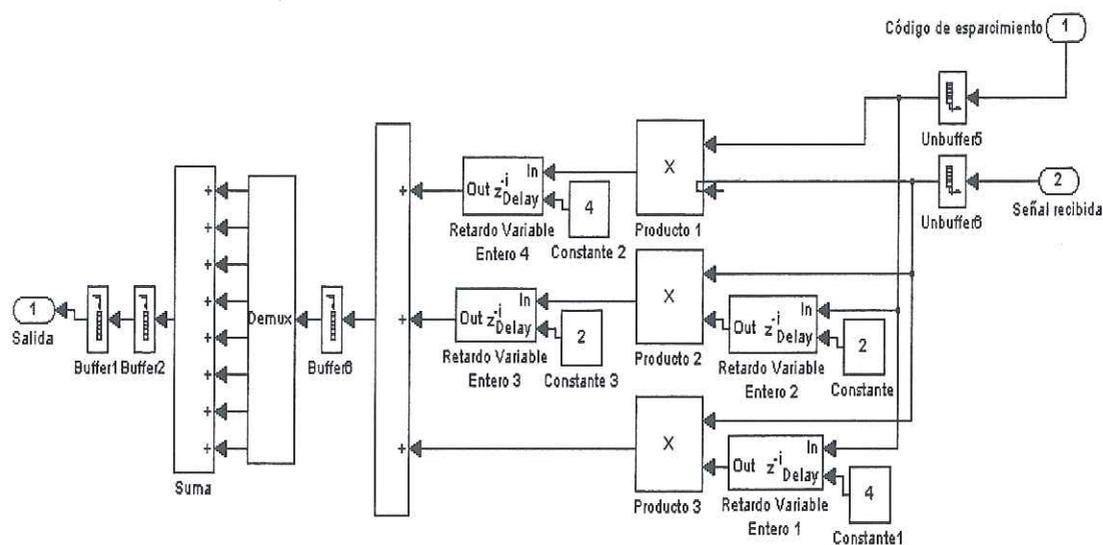


Figura 32. Modelo de receptor RAKE de tres brazos en SIMULINK.

VI.3.2 Canal Radio

El canal radio implementado en el sistema de simulación se compone de dos etapas: Multitrayectorias con desvanecimientos tipo Rayleigh y Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN), como se muestra en la figura 33. Los parámetros utilizados en ambos elementos se especifican en la tabla IV.

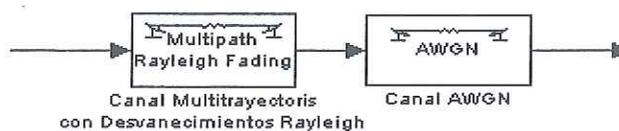


Figura 33. Modelo de canal radio implementado en SIMULINK.

Mediciones en ambientes interiores muestran que para un punto fijo, las variaciones temporales en la envolvente de la señal recibida causadas por el movimiento de personal y maquinaria son lentas, con un valor de máximo desplazamiento Doppler de 6 Hz [Van Nee y Prasad, 2000].

Los valores de retardos de las multitrectorias generadas en el canal Rayleigh se proponen a partir de los resultados publicados por Chong et al. [2003], los cuales indican que, para ambientes interiores, el máximo valor de retardo para el cual las multitrectorias pueden ser detectadas y aprovechadas por el receptor se encuentra alrededor de 150 ns.

El rango de valores SNR implementados en la medición fueron resultado de la búsqueda de la tasas de bit erróneo más alta (BER=0.5) y la mas baja (BER=0); es decir, se buscó el valor en el cual el sistema cometa la mitad de errores y el caso en el que no ocurran errores de recuperación de datos.

Tabla IV. Parámetros de canal radio utilizados en la simulación.

Bloque	Parámetro	Valor
Rayleigh	Máximo Desplazamiento Doppler	6 Hz
	Retardos (s)	[0 50e-9 100e-9]
	Ganancia de retardos (dB)	[0 -3 -6]
AWGN	SNR (dB)	8 a 28
	Potencia de señal de entrada (watts)	1

El escenario de simulación MT-CDMA completo, transmisor y receptor para un usuario con el canal radio descrito previamente, se aprecia en la figura 34.

(Archivo: *MTCDMA_BPSK_1u_sp8.mdl*)

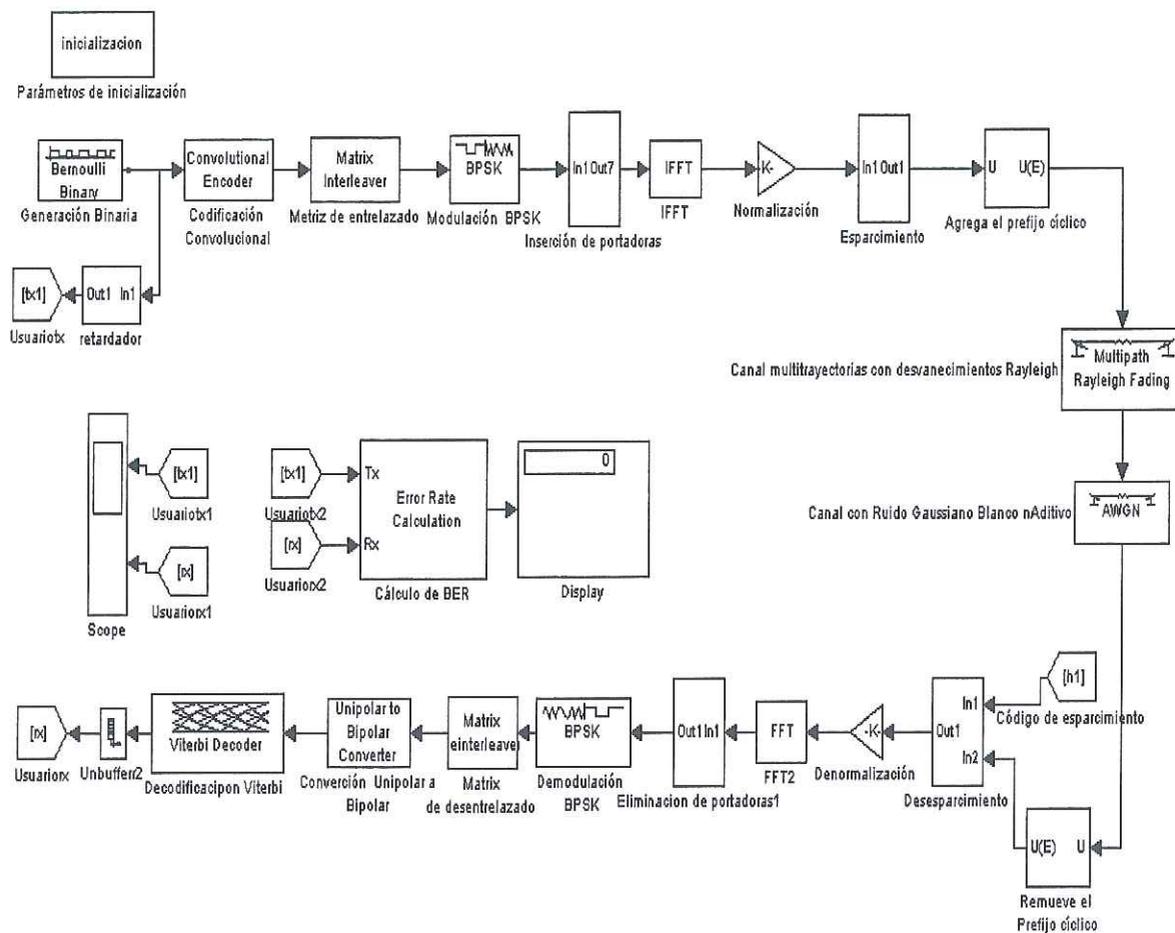


Figura 34. Modelo de sistema MT-CDMA en SIMULINK.

VI.4 Consideraciones de la simulación

El entorno del sistema simulado toma en cuenta las siguientes consideraciones:

- Ambiente cerrado con ausencia de línea de vista entre transmisor y receptor.
- Usuario transmisor y receptor estático, solo se considera movilidad en el ambiente (personas, maquinaria, etc.).
- Sincronía perfecta en la comunicación.
- Tiempo de simulación correspondiente a la transmisión de 1 Mb.

Tanto el esquema MT-CDMA 1 como el MT-CDMA 2, tienen los parámetros señalados en la tabla V. Estos valores se basan en la capa física del estándar IEEE 802.11a, como punto de referencia.

Tabla V. Parámetros del sistema MT-CDMA.

Parámetro	Valor
Tasa de bit	6 y 12 Mbps
Longitud de trama	48 bits
Índice de código convolucional	1/2
Esquemas de Modulación digital	BPSK y QPSK
Ganancia de código Hadamard	8, 16, 32, 64, 128
Periodo de símbolo OFDM	4 μ s
Número de subportadoras	64
Separación de subportadoras	250 kHz
Ancho de banda por subportadora OFDM)	500 kHz
Ancho de banda total (OFDM)	20 MHz

VI.5 Resultados

VI.5.1 Análisis de ancho de banda

La primera gráfica obtenida es la correspondiente al espectro del símbolo OFDM con tasa 6 Mbps y modulación BPSK, resultado de la IFFT de las 64 subportadoras, cada una con tasa 250 kbps y ancho de banda total de 16 MHz., el cual se muestra en la figura 35.

Del sistema MT-CDMA 1 descrito previamente, con modulación BPSK y tasa de datos de 6 Mbps, en donde el esparcimiento ($G_{MT}=8$) de subportadoras se realiza antes de la IFFT se obtiene el espectro mostrado en la figura 36. Como se puede apreciar en esta figura, el

traslape de subportadoras mantiene su ortogonalidad, aumentando la separación en frecuencia conforme crece el factor de esparcimiento.

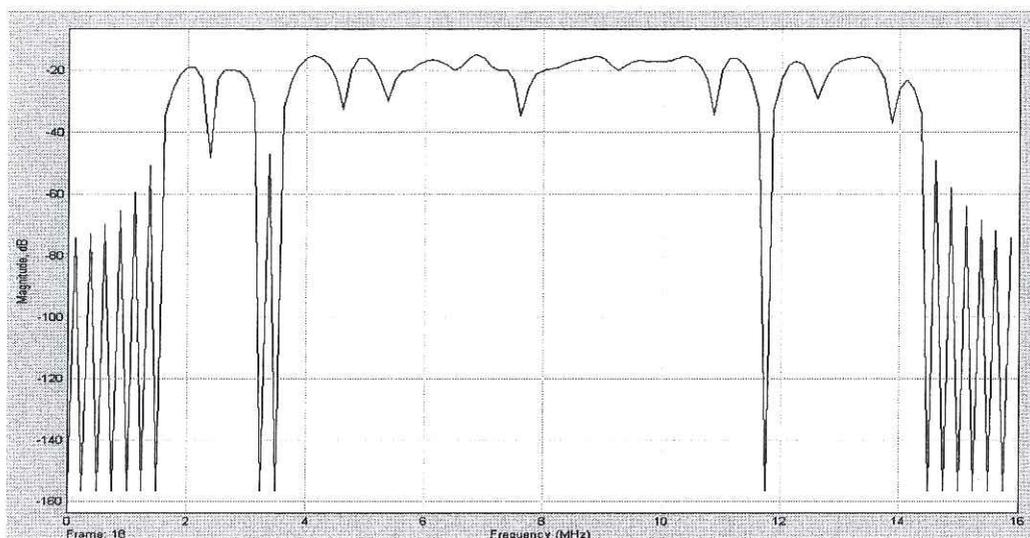


Figura 35. Espectro de potencia de símbolo OFDM.

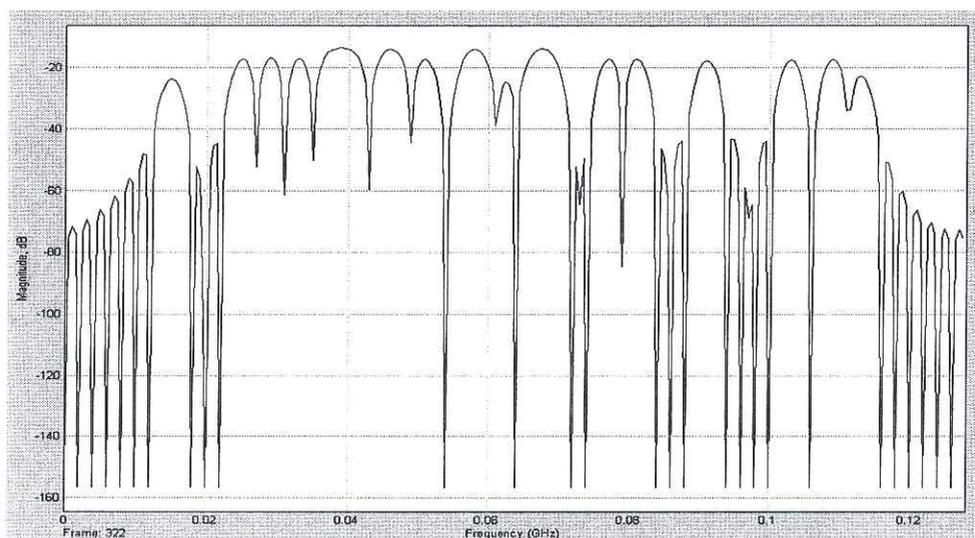


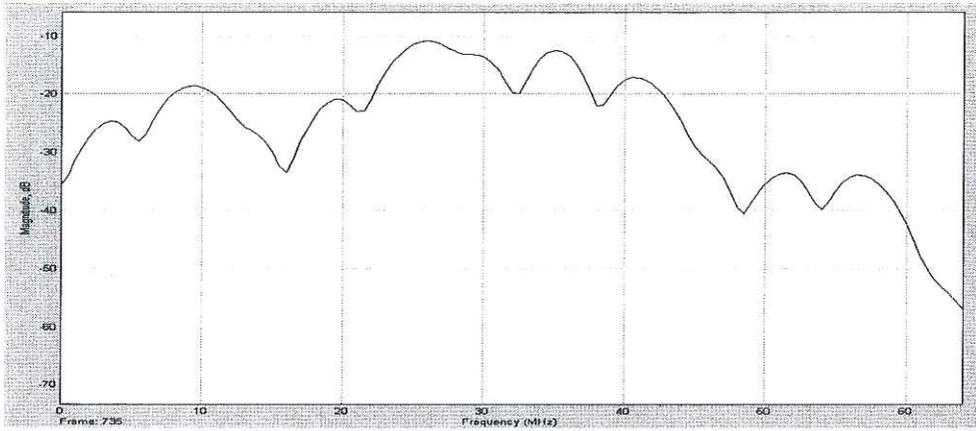
Figura 36. Espectro de potencia del sistema MT-CDMA 1.

De igual manera se presenta, en la figura 37, el espectro en frecuencia del sistema MT-CDMA 1 obtenido con el bloque IDFT propuesto. En esta figura se aprecia como todas las subportadoras se traslapan.

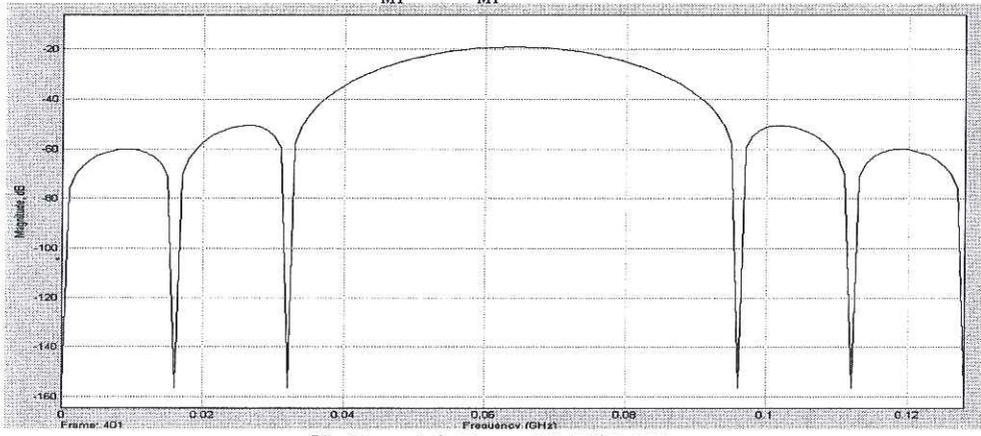


Figura 37. Espectro de potencia del sistema MT-CDMA 1 con bloque IDFT propuesto.

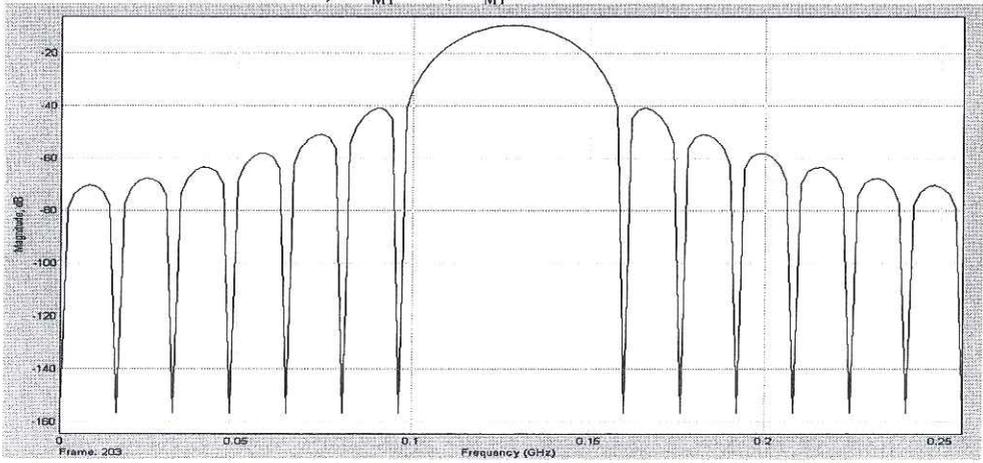
Los resultados mostrados a partir de este punto corresponden al esquema MT-CDMA 2, con tasa de datos 6 Mbps y modulación BPSK. Los espectros de potencia de los símbolos MT-CDMA obtenidos a la salida del bloque de esparcimiento, se muestran en la figura 38; como se puede apreciar en esta figura, el ancho de banda ocupado por el símbolo MT-CDMA es un poco difícil de visualizar debido a la escala mostrada por el bloque analizador de espectros de SIMULINK. Para comprobar la veracidad de cada uno de los espectros obtenidos, se hace uso de la ecuación (65) que describe el ancho de banda MT-CDMA; los resultados numéricos se muestran en la tabla VI. El ancho de banda calculado corresponde al lóbulo principal de cada espectro.



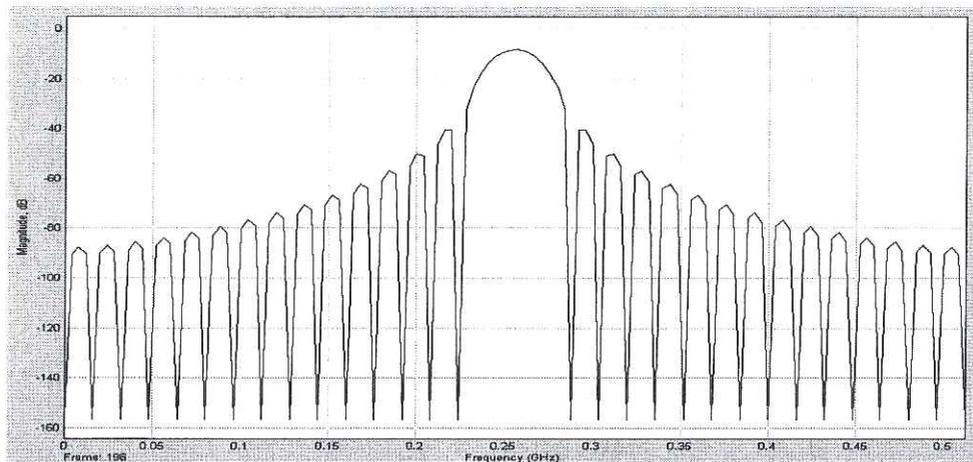
a) $G_{MT}=8, B_{MT}=19.75$ MHz



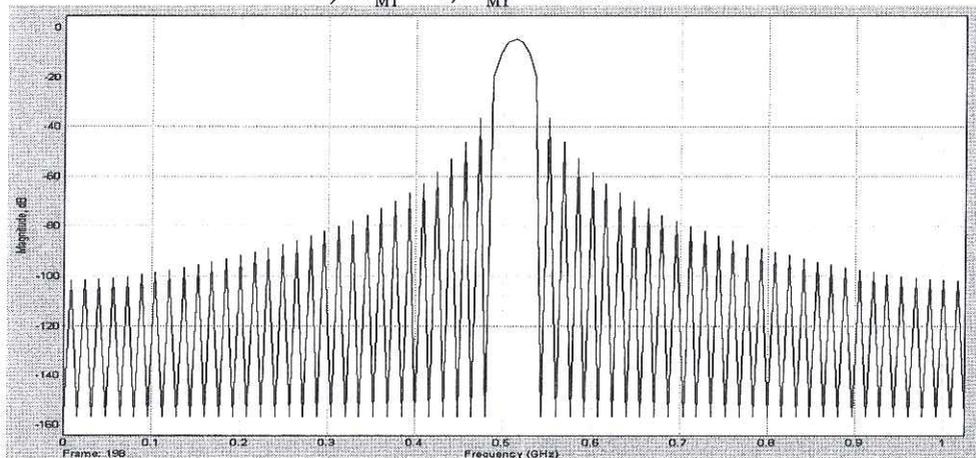
b) $G_{MT}=16, B_{MT}=23.75$ MHz



c) $G_{MT}=32, B_{MT}=31.75$ MHz



d) $G_{MT}=64, B_{MT}=47.75$ MHz



e) $G_{MT}=128, B_{MT}=79.75$ MHz

Figura 38. Espectro de potencia de símbolo MT-CDMA con esparcimiento: a) 8, b) 16, c) 32, d) 64, e) 128.

Como se puede apreciar en los espectros mostrados en la figura 38, el aumento de ancho de banda del símbolo OFDM (16 MHz) aumenta conforme crece la longitud del código de esparcimiento. Sin embargo, debido a que la separación en frecuencia permanece estática, este crecimiento de ancho de banda no es proporcional al esparcimiento. En la tabla VI se muestran los resultados numéricos correspondientes a las tasas de transmisión y el ancho de banda necesario por cada subportadora y el total para distintas secuencias de esparcimiento.

Otro punto importante por analizar es el máximo número de subportadoras traslapadas conforme aumenta la longitud del código de esparcimiento; de acuerdo al análisis presentado en el capítulo V, y más concretamente a la fórmula (66), se obtiene que para el sistema MT-CDMA con 64 subportadoras, el máximo esparcimiento en donde se traslapan menos de las 64 subportadoras es $G_{MT}=16$, como se observa en la tabla VI.

Tabla VI. Ancho de banda y tasa de transmisión para distintos factores de esparcimiento en el sistema MT-CDMA.

Parámetro	Esparcimiento							
	1	2	4	8	16	32	64	128
Tasa de Chip (Mcps)	0.25	0.5	1	2	4	8	16	32
Periodo de Chip (ns)	4000	2000	1000	500	250	125	62.5	31.25
Ancho de banda de subportadora (MHz)	0.5	1	2	4	8	16	32	64
Ancho de banda total (MHz)	16.25	16.75	17.75	19.75	23.75	31.75	47.75	79.75
Máximo número de subportadoras Traslapadas	3	7	15	31	63	127	255	511

En esta tabla se observa que existe una diferencia de 15.75 MHz entre el ancho de banda de una subportadora esparcida y el ancho de banda total, la cual es igual a la diferencia entre la primera y la última de las frecuencias centrales de las subportadoras (63x 250kHz). Este comportamiento se aprecia en la figura 39, en donde se muestra el ancho de banda necesario para una subportadora esparcida y el necesario para las 64 subportadoras.

La figura 40 muestra la relación entre el ancho de banda necesitado por una subportadora con respecto al ancho de banda total.

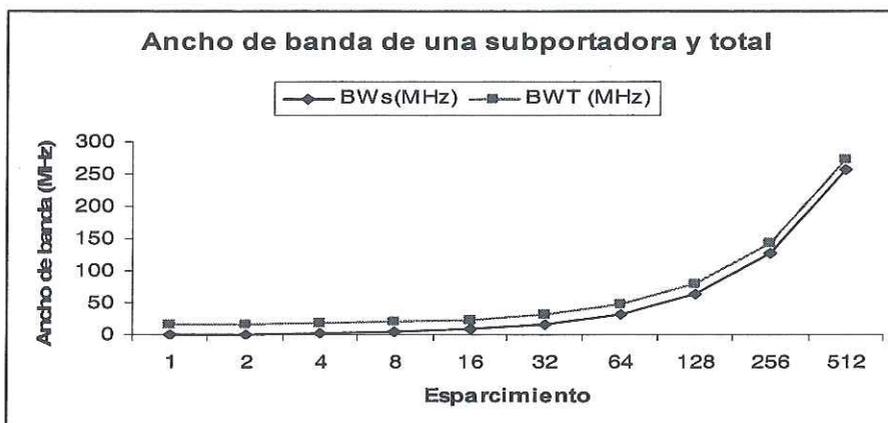


Figura 39. Ancho de Banda contra espaciamiento del sistema MT-CDMA.

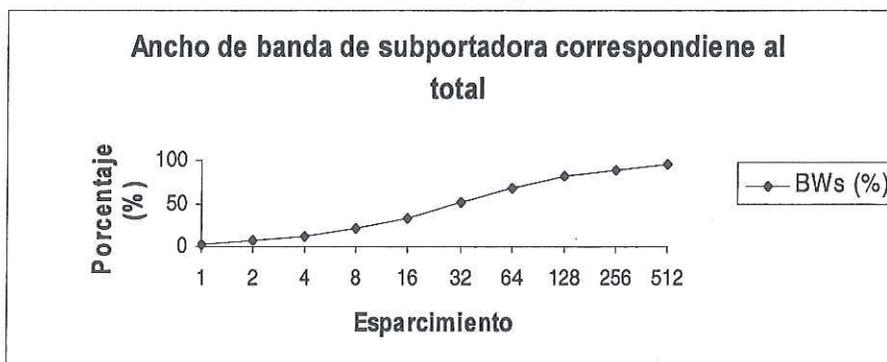


Figura 40. Porcentaje de ancho de banda necesitado por una subportadora espaciada con respecto al total.

VI.5.2 Análisis de BER, SNR

La figura 41 muestra el comportamiento del sistema MT-CDMA con: modulación BPSK, tasa 6 Mbps y ausencia de multitrayectorias, en términos de BER con respecto al traslape de subportadoras ante distintas longitudes de código de espaciamiento y $SNR = -6$ dB. Se observa que ante códigos de espaciamiento de longitud mayor a 16, el sistema tiene mejor respuesta ($BER \leq 1.4e-5$); para espaciamiento 64 y 128 el número de errores fue igual a cero bits.

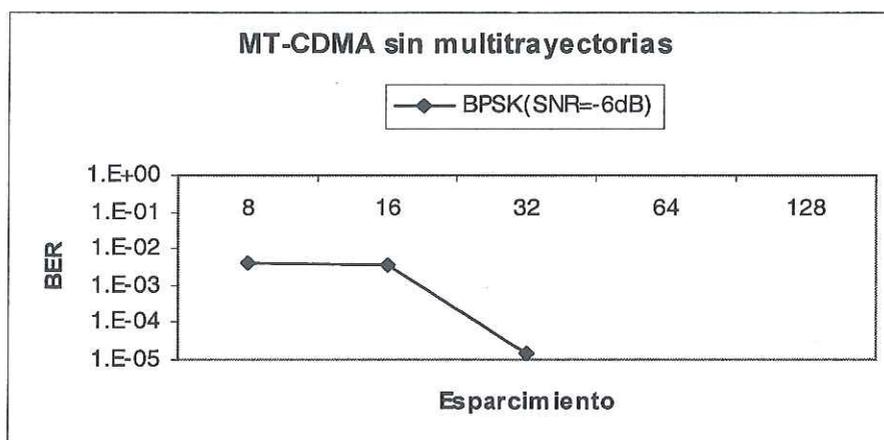


Figura 41. BER contra esparcimiento en sistemas MT-CDMA con modulación BPSK y ausencia de multitrayectorias.

Los resultados obtenidos de evaluar el sistema MT-CDMA de usuario único, en términos del parámetro BER, con Relación Señal a Ruido (SNR), factor de esparcimiento variable, multitrayectorias y modulación BPSK se presentan en la figura 42. En esta figura se observa que el caso más favorable; es decir, el código de esparcimiento que presenta mejor BER es el de longitud 128, el cual logra un sistema con ceros errores con un $SNR \geq -8$ dB. Por el contrario, el peor caso lo muestra el sistema con código de esparcimiento de longitud 16 el cual logra un BER aproximado de $1e-4$ con un $SNR=18$ dB.

En la figura 43 se muestran los resultados de BER contra SNR con el esquema de modulación QPSK. La figura muestra que el código de esparcimiento con menor tasa de error es el de longitud 32, el cual logra un BER aproximado de $1e-3$ con un $SNR \geq 6$ dB. En tanto que el peor rendimiento lo obtiene el sistema con esparcimiento 16 con un BER aproximado de 0.1 con un $SNR \geq 8$ dB.

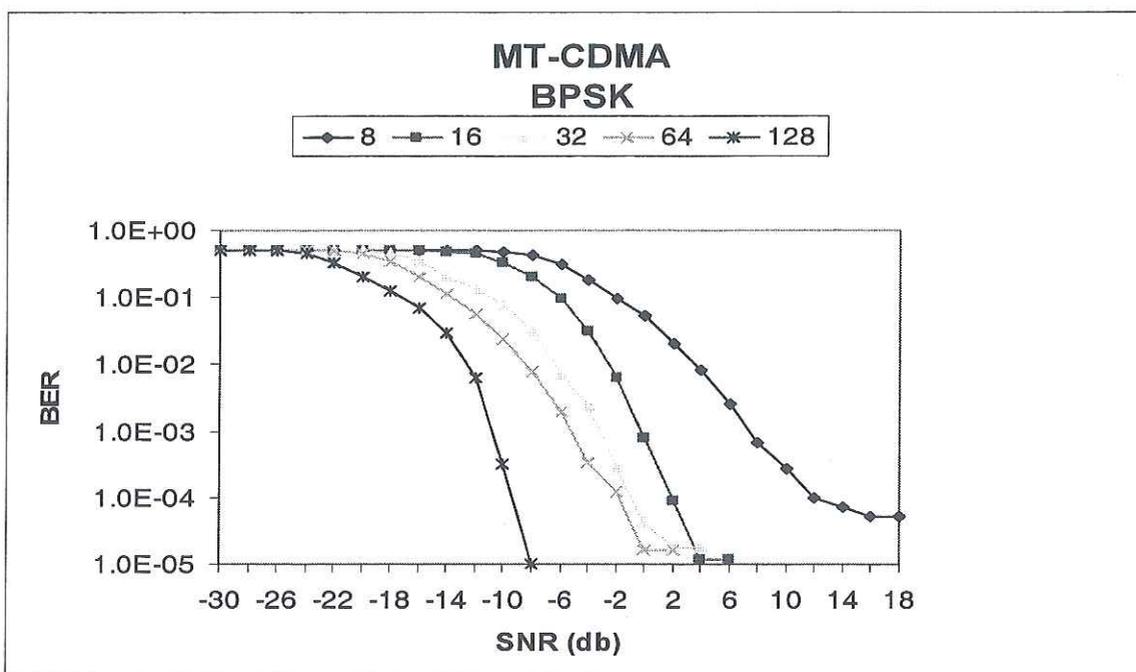


Figura 42. BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de esparcimiento variable con modulación BPSK.

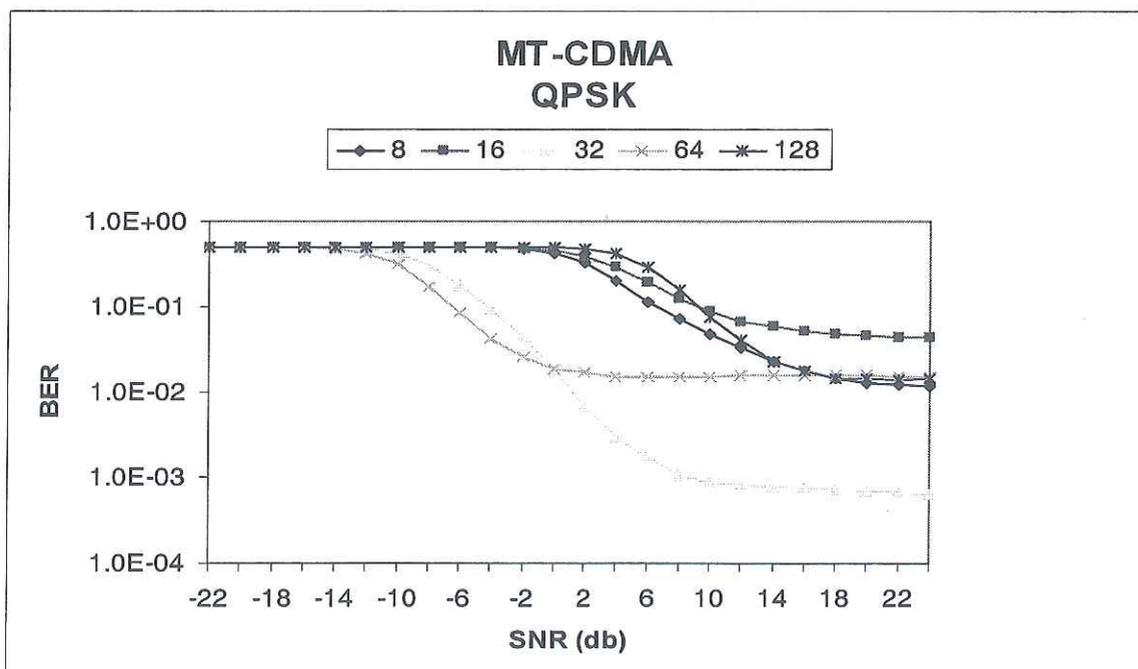


Figura 43. BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de esparcimiento variable con modulación QPSK.

La comparación de ambos esquemas de modulación en el sistema MT-CDMA de usuario único con esparcimiento $G_{MT}=32$ se muestra en la figura 44. En ella se aprecia una pérdida aproximada de 6 dB al cambiar de modulación binaria a otra en cuadratura.

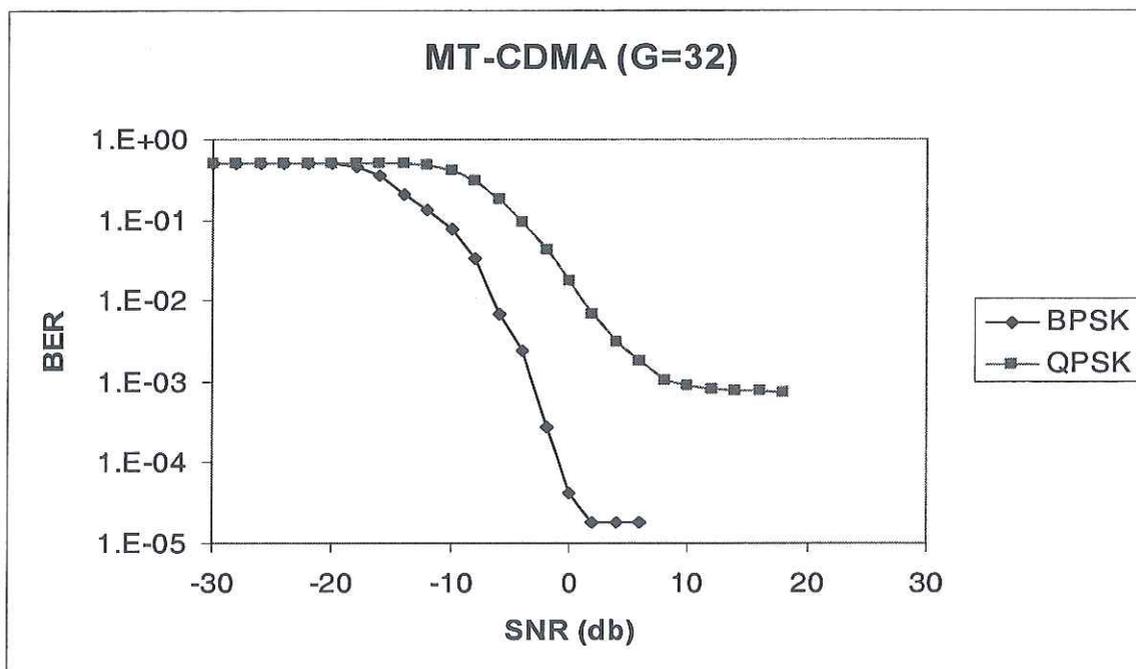
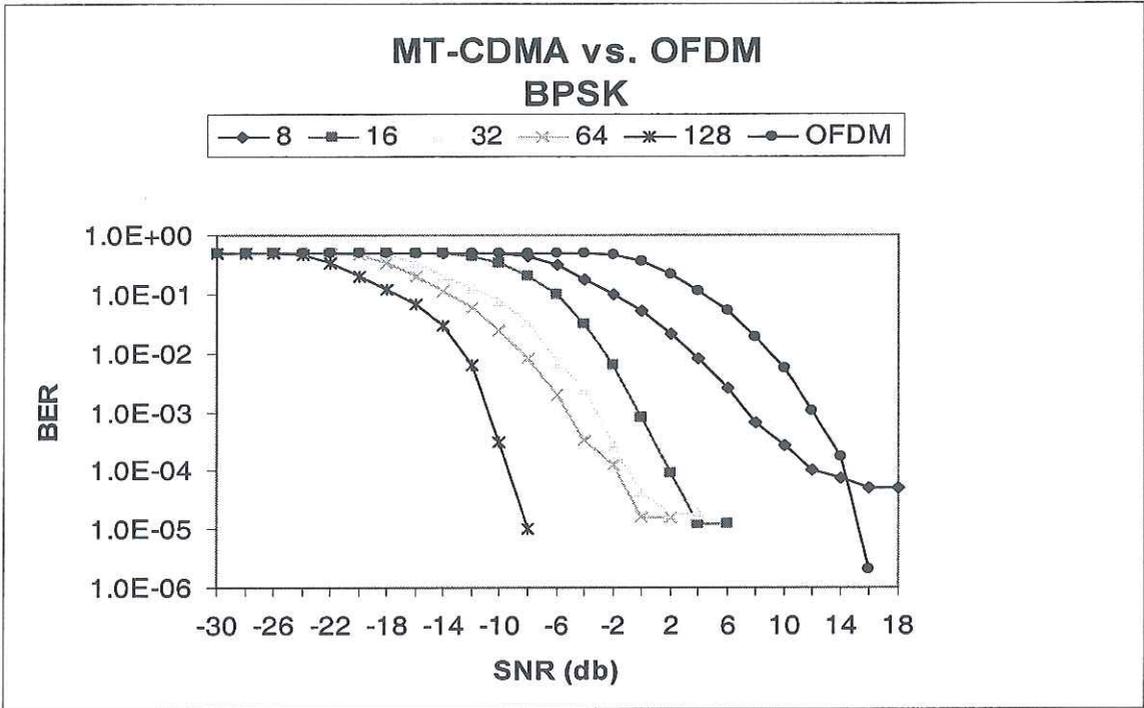
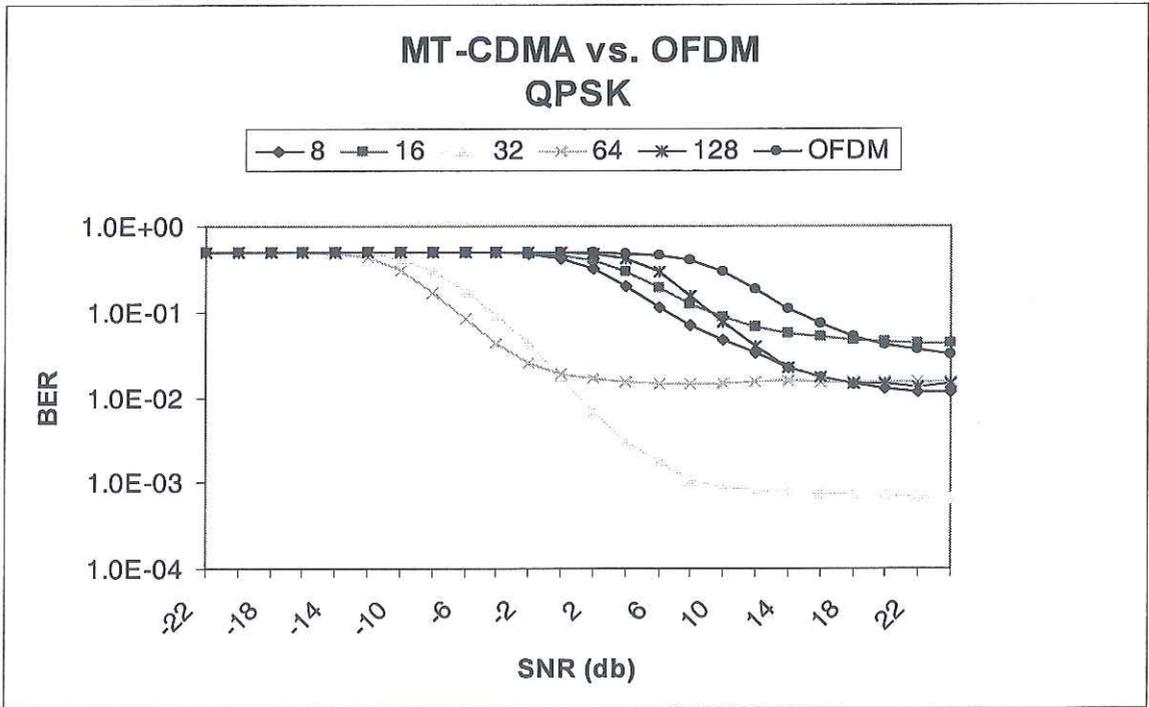


Figura 44. BER contra SNR en sistemas MT-CDMA de usuario único con BPSK y QPSK con esparcimiento 32.

En la figura 45 se muestran los resultados del sistema MT-CDMA bajo distintos códigos de esparcimiento, y modulaciones, previamente analizados en las figuras 42 y 43, comparados con el sistema OFDM. Se observa en esta figura que para ambos esquemas de modulación, el sistema OFDM presenta un BER mayor al obtenido en los sistemas MT-CDMA para distintos esparcimientos.



a)



b)

Figura 45. MT-CDMA contra OFDM con modulación a) BPSK, b) QPSK.

Una vez evaluado el sistema MT-CDMA de un usuario, el siguiente paso es agregar usuarios al canal radio. De acuerdo a los resultados obtenidos previamente se decide hacer uso del caso más favorable en cuanto a: modulación digital, BER, ancho de banda por subportadora y total, el esquema con esparcimiento $G_{MT}=32$ con BPSK. A partir de esto se evalúa el sistema para uno, dos y tres usuarios dentro de un entorno SNR variable; los resultados obtenidos se muestran en la figura 46. En ella se observa que el añadir un usuario al sistema degrada el rendimiento del mismo en aproximadamente 10 dB. En tanto que el sistema MT-CDMA con tres usuarios presenta un $BER \approx 0.5$ para $SNR \leq 40$ dB. Por lo cual no se puede recuperar la información de los usuarios de manera correcta para el sistema MT-CDMA de múltiples usuarios.

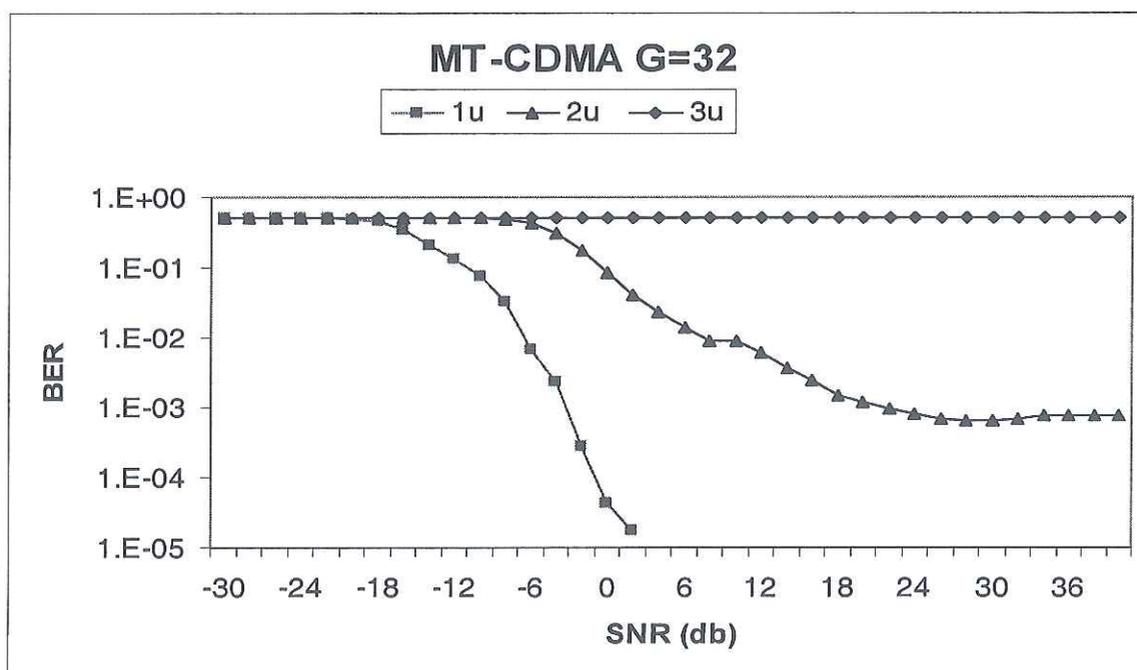


Figura 46. BER contra SNR en sistema MT-CDMA de 1, 2 y 3 usuarios con esparcimiento 32.

VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

VII.1 Conclusiones

La demanda de acceso a servicios de comunicación inalámbrica con características multimedia impulsa a la investigación a buscar nuevas tecnologías capaces de proveer estos servicios.

OFDM es un sistema robusto contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia debido a que divide el ancho de banda total en subportadoras ortogonales de banda angosta, reduciendo así la tasa de símbolo de subportadora. Sin embargo es sensible a defasamientos en frecuencia ya que se pierde la ortogonalidad entre ellas. Además de requerir amplificadores de potencia con un alto rango de amplificación lineal debido al intervalo de valores de la envolvente del símbolo.

CDMA es una técnica de acceso múltiple que permite a varios usuarios compartir el mismo espectro de potencia al mismo tiempo y en el mismo lugar, haciendo uso de códigos de esparcimiento únicos para cada usuario. Sus factores limitantes son la MUI y la ISI.

La combinación de OFDM y CDMA crea un sistema de acceso múltiple que disminuye la tasa de símbolo por subportadora, evitando así los desvanecimientos selectivos en frecuencia, y facilita la sincronización de la transmisión.

MT-CDMA es una técnica de modulación multiportadora de esquema similar al de OFDM. La diferencia entre ellos radica en el hecho de que MT-CDMA esparce las subportadoras moduladas a la salida de la IFFT, por lo que las subportadoras pierden la propiedad de ortogonalidad entre ellas. Conforme crece la longitud del código de esparcimiento:

- El ancho de banda necesario por cada subportadora aumenta y tiende a ser proporcionalmente igual al ancho de banda requerido por todas las subportadoras.
- Se hacen presentes los desvanecimientos selectivos en frecuencia provocados por el aumento del ancho de banda de la subportadora. Por lo tanto se pierden las propiedades de OFDM.
- Se tiene un mayor número de chips para recuperar la señal.

De acuerdo al análisis de resultados obtenidos en este trabajo se tienen observaciones en cuanto a: implementación, ancho de banda y BER, las cuales se describen a continuación.

VII.1.2 Implementación

- No es factible realizar el sistema MT-CDMA propuesto por Hara y Prasad [1997], el cual modula las subportadoras mediante N moduladores, en donde N describe el número de subportadoras debido a la complejidad del mismo. Además de necesitar N multiplicadores para el proceso de esparcimiento.

- No es posible generar el espectro MT-CDMA modulando las subportadoras por medio de la IFFT debido a que su algoritmo mantiene la ortogonalidad de las subportadoras esparcidas.
- El esquema MT-CDMA factible de realizar es el propuesto por Hanzo y Münster [2003], debido a que el esparcimiento de subportadoras se realiza después de la modulación de las subportadoras, por lo que es posible implementar la IFFT para este proceso y solo se necesita un solo multiplicador para esparcir las subportadoras moduladas.

VII.1.3 Ancho de banda

De acuerdo a los espectros mostrados en la figura 38 y la tabla VI, se observa que el esquema con código de esparcimiento de longitud 32, ofrece mejor rendimiento debido a varias razones tales como:

- el ancho de banda por subportadora es de 16 MHz y el total es de 31.75 MHz, este último ligeramente superior al establecido por OFDM.
- el ancho de banda de una subportadora esparcida hace uso del 50% del ancho de banda total requerido (figura 41).
- es el mínimo esparcimiento en el que todas las subportadoras se traslapan entre sí ($N_{traslape} \geq N_c$).

VII.1.4 BER

- En el sistema MT-CDMA con modulación BPSK (figura 42), la mejor respuesta la ofrece el sistema con longitud de esparcimiento 128 el cual ofrece un BER=0 para un $\text{SNR} \geq -8$ dB; en tanto que la peor la muestra el esparcimiento 8. Se tiene una diferencia de aproximadamente de 0.4314 para un $\text{SNR} = -8$ dB. Además de existir una diferencia de aproximadamente 16 dB entre el esparcimiento 8 y 128.
- Para el caso del sistema MT-CDMA con QPSK (figura 43), la mejor respuesta la ofrece el esquema con esparcimiento 32 y la peor el de 16. Existe una deficiencia de BER de 0.0421 para un $\text{SNR} = 24$ dB. La diferencia en potencia entre estos dos esquemas es de aproximadamente 20 dB.
- El cambio de modulación binaria a modulación en cuadratura afecta al sistema en una pérdida de aproximadamente 6 dB, como se aprecia en la figura 44.
- Comparando cada esquema de modulación digital de OFDM con el sistema de esparcimiento más favorable de cada esquema de modulación (figura 45), se obtiene que:
 - OFDM vs. MT-CDMA (BPSK, $G=128$): presenta una diferencia del BER de 0.4995 para $\text{SNR} = -8$ dB. Una diferencia en potencia de aproximadamente 22 dB.

- OFDM vs. MT-CDMA (QPSK, $G=32$): existe una diferencia en BER de 0.135 para $SNR=24$ dB; en cuanto a potencia la diferencia es de alrededor de 20 dB.
- En el sistema MT-CDMA con esparcimiento 32 y modulación BPSK (figura 46), agregar un usuario al sistema degrada el rendimiento del mismo en aproximadamente 10 dB existiendo una diferencia de $BER=0.0409$ para un $SNR=2$ dB. Por su parte el sistema con 3 usuarios presenta una diferencia de $BER=0.4593$ para un $SNR=2$ con el sistema de un usuario; así mismo se observa que el sistema mantiene un $BER \approx 0.5$ para $SNR \leq 40$ dB. Por lo cual no se puede recuperar la información de los usuarios de manera correcta para el sistema MT-CDMA de múltiples usuarios.

De acuerdo a estos resultados, se puede afirmar que MT-CDMA es un sistema poco eficiente en el uso del espectro disponible para códigos de esparcimiento de longitud mayor a 32 chips. Mantiene la robustez contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia cuando se usa un código de esparcimiento de 128 chips y modulación BPSK, no así para esparcimientos menores los cuales no logran obtener un $BER < 1e-5$. Mejora las características de BER y SNR ofrecidas por el sistema OFDM, en el caso de un solo usuario, no así para el sistema multiusuarios lo cual no es deseable. Por lo tanto MT-CDMA no es buen candidato para utilizarse como sistema de acceso a redes inalámbricas de 4G.

VII.2 Aportaciones

En este trabajo se estudió y analizó una técnica de acceso a redes inalámbricas llamada Multitono CDMA, MT-CDMA, con un canal radio con multitrayectorias y ausencia de línea de vista entre transmisor y receptor (desvanecimiento Rayleigh). Se evaluó el sistema conforme a métricas como: BER, SNR y ancho de banda por subportadora y total. Se comparó el comportamiento del mismo con distintos esquemas de modulación digital (BPSK y QPSK), haciendo uso de códigos de esparcimiento tipo Hadamard de longitud 8 a 128 chips. A partir del análisis de resultados obtenidos de las simulaciones se proporcionan parámetros óptimos para el desempeño del sistema MT-CDMA.

VII.3 Recomendaciones

Existen varias recomendaciones para mejorar el rendimiento del sistema propuesto en este trabajo y para líneas de investigación futura, tales como:

- Evaluar el sistema bajo los distintos entornos: tasas de transmisión, esquemas de modulación digital y codificación especificados en la capa física del estándar IEEE 802.11 a y g.
- Aumentar el número de usuarios en el sistema, para el esquema de código de esparcimiento de longitud 32, se podrían tener 32 usuarios.
- Implementar algoritmos que calculen el vector de pesos de los correladores del receptor RAKE.
- Comparar los resultados de MT-CDMA y OFDM de múltiples usuarios y los obtenidos de los sistemas MC-CDMA y MC-DS-CDMA.

LITERATURA CITADA

Bahai, A. R. y B. R. Salizberg. 1999. Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM. Kluwer Academic/Plenum Publishers. Primera edición. New York. Ciudad. 220 p.

Brigham, E. Oran. 1974. The Fast Fourier Transform. Prentice-Hall. Primera edición. Englewood Cliffs, New Jersey. 252 p.

Chatterjee, S., W. A. C. Fernando y M. K. Wasantha. 2003. Adaptive Modulation based MC-CDMA Systems for 4G Wireless Consumer Applications. IEEE Transaction on Consumer Electronics. 49(4): 995-1003 p.

Chong, C., Ch-M. Tan, D. I. Laurenson, S. McLaughlin, M. A. Beach y A.R. Nix. 2003. A New Statistical Wideband Spatio-Temporal Channel Model for 5-GHz Band WLAN Systems. IEEE Journal on Selected Area in Communications. 21(2): 139-150 p.

Fazel, K y S. Kaiser. 2003. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. WILEY. Primera Edición. Chichester, Inglaterra. 281 p.

Fourth Generation Mobile Forum en: <http://delson.org/4gmobile/main.htm>. Agosto 2005.

Groe, J. B. y L.E. Larson. 2000. CDMA Mobile Radio Design. Artech House Publishers. Primera edición. Norwood, MA. 164 p.

Hanzo, L. M. Münster, B.J. Choi y T. Keller. 2003. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting. WILEY. Primera edición. Chichester, Inglaterra. 978 p.

Hara, S. y R. Prasad. 1996. DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multi-Media Communications. Proceedings of the 46th IEEE Vehicular Technology Conference. Atlanta, GA, USA. Mayo 1996. 2: 1106-1110 p.

Hara, S., R. Prasad. 1997. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. 35(12): 26-133 p.

Hara, S., R. Prasad. 2003. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Artech House. Primera edición. Londres, Inglaterra. 240 p.

Hui, S. Y. y K. H. Yeung. 2003. Challenges in the Migration to 4G Mobile Systems. IEEE Communications Magazine. 41(12): 54-59 p.

Ibrahim, J. 2002. 4G Features. Bechtel Telecommunications Technical Journal. 1(1): 11-14 p.

Luna Ochoa, M.A. 2001. CDMA sobre OFDM para Comunicaciones Inalámbricas de Banda Ancha en Interiores. Tesis de Maestría, CICESE. Ensenada, Baja California. 123 p.

Peyton, Z. P. Jr. 1980. Probability, Random, Variables, and Random Signal Principles. McGraw Hill International Book Company. Primera edición. New York. 401 p.

Rahman, Q. M. y A. B. Sesay. 2001. Performance of MT-CDMA System with Post-Detection Diversity Reception over Rician Fading Channel. Proceedings of Canadian Workshop on Information Theory, Vancouver, BC, Canada. Junio 2001. 84-87 p.

Rappaport, T. S. 2002. Wireless Communications Principles and Practice. Prentice Hall PTR. Segunda edición. New Jersey. 641 p.

Vandendorpe, L. 1995. Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communication System in a Multipath Rician Fading Channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 44 (2): 327-337 p.

Van Nee, R., R. Prasad. 2000. OFDM for Multicarrirer Communications. Artech House Publishers. Primera edición. Boston. 260 p.

UMTS en: <http://www.umtsworld.com>. Mayo 2005.

GLOSARIO

1G	First Generation
1xRTT	2.5G CDMA datos arriba de 384 kbps
2G	Second Generation
2.5G	Second and a half Generation
3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCK	Complementary Code Keying
CDM	Code Division Multiplexing
CDMA	Code Division Multiple Access
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Direct Sequence
DSSS	Direct Sequence Spread spectrum
EDGE	Enhanced Data for Global Evolution
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping

GSM	Global System for Mobile
GPRS	General Packet Radio System
HiperLAN/2	High Performance Radio LAN version 2
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineering
IMT	International Mobile Telecommunication
IS-54	International Standard 54
IS-95	International Standard 95
IS-136	International Standard 136
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial Scientific and Medical
IP	Internet Protocol
LOS	Line of Sight
MAGIC	Mobile multimedia, Anytime anywhere, Global mobility support, Integral wireless solutions and personal service Customized.
Mbps	Mega bits per second
Mcps	Mega chips per second
MC-CDMA	MultiCarrier CDMA
MC-DS-CDMA	MultiCarrier Direct Sequence CDMA
MCM	Multi-Carrier Modulation
MT-CDMA	MultiTone CDMA

MMAC	Multimedia Mobile Access Communication Systems
MUI	Multi-User Interference
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OBS	OBstructed Sight
PDC	Personal Digital Cellular
pdf	Probability Density Function
PMEPR	Peak-to-Mean Envelope Power Ratio
PSTN	Public Switched Telephone Network
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SCM	Single Carrier Modulation
TACS	Total Access Communication System
TDMA	Time Division Multiple Access
TD-CDMA	Time Division CDMA
TD-SCDMA	Time Division Synchronous CDMA
TH	Time Hopping
WCDMA	Wideband CDMA
WLAN	Wireless Local Area Network

