

# Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



Evaluación de CDMA de Secuencia Directa, Sobre Modulación  
Multiportadora (OFDM), Conocida como MC-DS-CDMA ,como  
Técnica de Acceso a Redes Inalámbricas de Cuarta Generación  
(WLANS)

TESIS  
MAESTRIA EN CIENCIAS

CARLOS GUILLERMO VALDEZ CASTILLA

ENSENADA BAJA CFA, MEXICO ABRIL DE 2006

TESIS DEFENDIDA POR  
**Carlos Guillermo Valdez Castilla**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



Dr. Jaime Sánchez García

Director del Comité



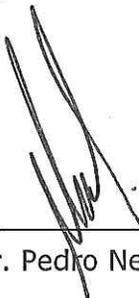
Dr. José Rosario Gallardo López

Miembro del Comité



Dr. Arturo Velázquez Ventura

Miembro del Comité



Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité



Dr. Arturo Velázquez Ventura

Coordinador del programa de posgrado en  
Electrónica y Telecomunicaciones



Dr. Raúl Ramón Castro Escamilla

Director de Estudios de Postgrado

03 de Abril del 2006

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



---

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

---

**EVALUACIÓN DE CDMA DE SECUENCIA DIRECTA, SOBRE MODULACIÓN  
MULTIPORTADORA (OFDM), CONOCIDA COMO MC-DS-CDMA, COMO  
TÉCNICA DE ACCESO A REDES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN  
(WLANS).**

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

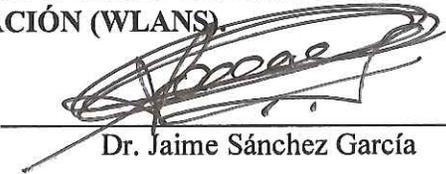
Presenta:  
**CARLOS GUILLERMO VALDEZ CASTILLA**

Ensenada, Baja California, México, Abril del 2006.

**Resumen de la tesis de Carlos Guillermo Valdez Castilla** presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Marzo 2006.

**EVALUACIÓN DE CDMA DE SECUENCIA DIRECTA, SOBRE MODULACIÓN MULTIPORTADORA (OFDM), CONOCIDA COMO MC-DS-CDMA, COMO TÉCNICA DE ACCESO A REDES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN (WLANS)**

Resumen aprobado por:



---

Dr. Jaime Sánchez García

Director de Tesis

En años recientes, debido a la popularidad de los dispositivos de comunicación móviles y a los avances tecnológicos, los usuarios de estos dispositivos han demandado el mismo servicio multimedia que reciben en sus computadoras personales, esto ha provocado mucho interés en el diseño de redes de área local inalámbricas (WLAN) para comunicaciones de alta velocidad en áreas pequeñas. Los servicios que proporcionarán las futuras redes inalámbricas, por ejemplo Internet y transferencia de video, requieren tasas de datos substancialmente mayores que las anteriormente utilizadas y las que actualmente ofrecen tecnologías celulares como GSM-EDGE, CDMA2000, WCDMA; además de que estos servicios tendrán que ofrecerse en un ambiente de alta movilidad, siendo esto algo que las actuales redes WLAN no tienen en cuenta ya que consideran una terminal cuasiestática.

En este trabajo de investigación se presenta una técnica de modulación conocida como CDMA multiportadora de secuencia directa (MC-DS-CDMA) que es una candidata fuerte para reemplazar a las actuales tecnologías de tercera generación. Esta técnica es un híbrido que resulta de combinar CDMA y OFDM, dos tecnologías ampliamente estudiadas e implementadas. En particular, se analizó la técnica MC-DS-CDMA considerando un ambiente cerrado con línea de vista entre terminales y la base; además se empleó un arreglo de antenas adaptivas en el receptor, utilizando el algoritmo SMI como método de combinación.

Los resultados obtenidos indican que la técnica presenta buenos resultados utilizando modulaciones sencillas como BPSK, QPSK y 16PSK, sin embargo, con modulaciones mas complejas su desempeño es pobre, haciendose necesario el empleo de técnicas adicionales con el fin de mejorar su funcionamiento.

**Palabras clave:** OFDM, CDMA, antenas adaptivas, MC-DS-CDMA, canal radio, multitrayectorias.

**Abstract** of the thesis presented by **Carlos Guillermo Valdez Castilla** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree en ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATION. Ensenada, Baja California, Mexico. March 2006.

**EVALUATION OF DIRECT SEQUENCE CDMA, OVER ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) MODULATION, KNOWN AS MC-DS-CDMA, AS AN ACCESS METHOD FOR FOURTH GENERATION WIRELESS LANS (WLANS).**

Due to the recent increase in popularity of mobile communication devices, the users of this technology are demanding the same multimedia service quality they receive in their personal computer; consequently, this has generated an increasing interest in the development of high speed wireless local area networks (WLANS). The services that the future wireless networks will provide, for example, internet and video transference, require substantially higher data rates than the ones provided up to date and actually offered by cellular technologies (GSM-EDGE, CDMA2000, WCDMA); besides these services will have to work in a high mobility environment, being this something that present day WLANS don't take into account since they consider a quasistatic terminal.

In this research work a modulation technique likely to succeed the current third generation technologies is presented, this technique is known as Multicarrier Direct Sequence CDMA (MC-DS-CDMA). This technique is a crossbreed that results from combining CDMA and OFDM, two largely studied and implemented technologies. Particularly, MC-DS-CDMA was analyzed considering an indoor line of sight environment, furthermore an adaptive antenna array was used in the receiver, applying the sample matrix inverse (SMI) algorithm for combining the signals from different branches.

The obtained results suggest that the technique presents good performance utilizing simple modulations like BPSK, QPSK and 16PSK, however, with more complex modulations his performance is scant, doing necessary the use of additional techniques with the aim of improving his functioning.

**Keywords:** OFDM, CDMA, adaptive antennas, MC-DS-CDMA, radio channel, multipath propagation.

*A mis amados padres Guadalupe y Jesús Guillermo, por su apoyo y comprensión y  
por los valiosos consejos que me han dado.*

## Agradecimientos

A mi hermana por apoyarme e impulsarme a seguir adelante muchas gracias latosa, eres la mejor hermana que pudiera tener, te quiero mucho Lupita.

A mis tíos, tías, primos y primas que siempre se preocupaban y me animaban a seguir adelante, espero verlos pronto.

A mi director de tesis, Jaime Sanchez, por la ayuda, paciencia y las sugerencias que llevaron a la conclusión de este proyecto e hicieron que fuera una experiencia enriquecedora.

Al comité de tesis Dr. José Rosario Gallardo, Dr. Arturo Velazquez y Dr. Pedro Negrete por las recomendaciones y observaciones que hicieron que este fuera un mejor trabajo.

No podía olvidar a mis amigos de Tampico, Benito, Hector, Bertha, Torrero, Alejandro, Cano, Emanuel, Mario, David, Chely y los que se me olviden. Gracias por hacer de mis vacaciones unos momentos inolvidables con ganas de que se extendieran por mas tiempo.

A mis amigos del CICESE con los que conviví en mi estancia en este centro y me ayudaron a alcanzar la meta: Cabanillas, Ángel, Cesar, Juan Pedro, Julio, Adrián Mario y especialmente a Paúl, Miguel, Canek y Rodolfo (paisano); guardo los recuerdos mas agradables de ustedes. Con todos compartí situaciones divertidas y tristes, aventuras emocionantes o momentos de interminable aburrición, pero todas ellas experiencias dignas de recordarse. !Que nuestra amistad supere la barrera de la distancia!.

También agradezco a: Temo, Myriam, Rafa, Nestor, Karo, Damián, Ramón, Anita, Karen, Ruth, Ulises, Hugo, que aunque no conviví tanto con ellos, los considero buenos amigos.

A todas las personas que he llegado a conocer en esta bella ciudad y me han brindado su amistad, Ariadna, Varun, Raúl, entre muchos son los primeros que se vienen a la mente, llegaron al depa adecuado !JA!.

A María Olivia, siempre estuviste conmigo, tu recuerdo nunca me dejo, brindemos por el reencuentro.

Al CICESE, en especial al personal del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

Al CONACYT que me brindo apoyo financiero durante el transcurso de mis estudios de maestría.

## Tabla de Contenido.

<b>CAPÍTULO I</b>	<b>1</b>
I.1 Introducción	1
I.2 Planteamiento del Problema	2
I.3 Objetivos	4
I.4 Infraestructura	4
I.5 Estructura de la tesis	4
<b>CAPÍTULO II Acceso Múltiple Por División de Código (CDMA)</b>	<b>6</b>
II.1 Introducción	6
II.1.1 Concepto de CDMA	6
II.1.2 Historia	7
II.1.3 Principales aplicaciones	8
II.2 Propiedades	8
II.3 Técnicas de modulación para generar señales de espectro esparcido.	10
II.4 Elementos Básicos de DS-CDMA	11
II.4.1 Códigos Walsh	11
II.5 Ventajas y desventajas de los protocolos CDMA.	13
II.6 Introducción al canal radio	13
II.6.1 Variación de la señal a pequeña escala.	15
II.6.2 Modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado	16
<b>CAPÍTULO III Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM)</b>	<b>19</b>
III.1 Introducción	19
III.2 Conceptos de Modulación Multiportadora (MCM).	21
III.3 Sistema OFDM.	23
III.3.1 Generación de subportadoras usando la IFFT	25
III.3.1.1 Generación de un símbolo OFDM.	28
III.3.2 Tiempo de Guarda y Extensión Cíclica.	29
<b>CAPÍTULO IV Combinación de las técnicas CDMA y OFDM.</b>	<b>36</b>
IV.1 Introducción	36

IV.2 Tipos de configuraciones.	37
IV.2.1 CDMA de secuencia directa.	38
IV.2.2 Esparcimiento en el dominio de la frecuencia.	40
IV.2.2.1 CDMA Multiportadora, MC-CDMA	40
IV.2.3 Esparcimiento en el dominio del tiempo	43
IV.2.3.1 CDMA de secuencia directa multiportadora, MC-DS-CDMA	43
IV.2.3.2 CDMA multitono, MT-CDMA.	45
IV.3 Comparación de los sistemas multiportadora.	47
IV.3.1 Usuarios soportados	48
IV.3.2 Flexibilidad	48
IV.3.3 Limitaciones de SC-DS-CDMA y MC-CDMA de banda ancha.	49
IV.4 MC-DS-CDMA de banda ancha para soportar comunicaciones inalámbricas ubicuas.	52
<b>CAPÍTULO V Implementación del Modelo Propuesto</b>	<b>54</b>
V.1 Implementación de Modelos de Simulación.	54
V.1.1 INTRODUCCIÓN	54
V.2 Transmisor	55
V.3 Modelo de Canal	58
V.3.1 Representación Matemática del Canal.	59
V.3.2 Modelo de Saleh-Valenzuela	61
V.4 Receptor	62
V.4.1 Arreglo de antenas en el dominio del tiempo	62
<b>CAPÍTULO VI Resultados y Discusión</b>	<b>68</b>
VI.1 Introducción	68
VI.2 Características del canal radio empleado.	68
VI.3 Resultados del sistema MC-DS-CDMA	71
VI.3.1 Sistema MC-DS-CDMA Simple	71
VI.3.2 Sistema MC-DS-CDMA con arreglo de antenas adaptivas.	75
<b>CAPÍTULO VII Conclusiones y Trabajo Futuro.</b>	<b>81</b>
VII.1 Conclusiones	81
VII.2 Trabajo futuro	82
<b>Bibliografía</b>	<b>84</b>

## Lista de Figuras

Figura 1: Transmisión CDMA. Dos usuarios transmitiendo con diferente código. ....	9
Figura 2: Rechazo de interferencia .....	10
Figura 3: Propagación multitrayectoria.....	15
Figura 4: Descripción gráfica del modelo de Saleh-Valenzuela. La potencia promedio de clusters y arribos individuales es exponencialmente decreciente. (a) Modelo teórico, (b) respuesta generada. ....	17
Figura 5: Comparación de SCM y MCM: (a) espectro de frecuencia de las señales transmitidas; (b) espectro de frecuencia de las señales recibidas. ....	20
Figura 6: Señal OFDM: (a) Técnica multiportadora convencional, y (b) técnica de modulación multiportadora ortogonal. ....	22
Figura 7: (a) Espectro de un subcanal OFDM y (b) de una señal OFDM.....	23
Figura 8: Sistema de comunicación OFDM: (a) transmisor, (b) receptor.....	25
Figura 9: Modulador OFDM .....	26
Figura 10: Cinco subportadoras en un símbolo OFDM. ....	27
Figura 11: Espectro de las subportadoras individuales. ....	28
Figura 12: Respuesta al impulso instantánea de un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia. ....	30
Figura 13: Señales transmitidas: (a) sin período de guarda, (b) con período de guarda cero y (c) con período de guarda con prefijo cíclico.....	31
Figura 14: Señales recibidas: (a) sin período de guarda, (b) con período de guarda cero y (c) con período de guarda con prefijo cíclico. ....	32
Figura 15: Señal OFDM con 3 subportadoras. ....	33
Figura 16: Espectro OFDM para 16, 64 y 256 subportadoras.....	34
Figura 17: Símbolo OFDM de 64 subportadoras.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figura 18: Diagrama de un sistema DS-CDMA simple.....	39
Figura 19: Esquema de un sistema MC-CDMA básico. ....	41
Figura 20: Esquema MC-CDMA modificado. ....	42
Figura 21: Sistema MC-DS-CDMA básico.....	44
Figura 22: Sistema MT-CDMA.....	46
Figura 23: Modelo Simulink del transmisor MC-DS-CDMA, con un solo usuario. ....	55
Figura 25: Subsistema CDMA dentro del transmisor. ....	57
Figura 26: Mapeo de subportadoras antes de aplicar la FFT.....	57
Figura 27: Propagación por multitrayectorias en interiores. ....	59
Figura 28: Respuesta al impulso del canal implementado. La variable discreta $t = mT_m$ , donde $T_m$ es el período de muestreo ( $T_m = 1/B$ ) y $m$ denota una muestra dentro del $j$ -ésimo símbolo ( $m = 1, 2, K, M$ ).....	63
Figura 29: Esquema general de antena adaptiva para un sistema OFDM.....	65
Figura 30: Respuesta al impulso del canal generado. ....	69
Figura 31: Perfil de retardo del canal. ....	69
Figura 32: Respuesta en frecuencia del canal.....	70
Figura 33: Variación de la respuesta en frecuencia del canal.....	70
Figura 34: BER vs. SNR para un canal AWGN puro y uno con desvanecimiento tipo Raleigh.....	72

## Lista de Figuras (cont).

Figura 35: Gráfica de BER vs. SNR para un factor de esparcimiento de 64. ....	73
Figura 36: Constelaciones 16PSK y 16QAM. ....	73
Figura 37: Gráfica de BER vs. SNR con un factor de esparcimiento de 16. ....	74
Figura 38: BER vs. SNR de la modulación 16PSK con un usuario presente y una ganancia de procesamiento de 16. ....	75
Figura 39: Constelación 16PSK en el receptor para diferentes valores de SNR. Empezando por la figura superior izquierda y en sentido del reloj: 15, 12, 5, 1 dB.....	76
Figura 40: Diferencia al emplear arreglo de antenas, izq. con arreglo de antenas y derecha sin arreglo, para un SNR=15dB. ....	77
Figura 41: Comparación entre 16PSK y 16QAM con un usuario presente y una ganancia de procesamiento de 16. ....	77
Figura 42: Constelaciones 16PSK (izq.) y 16QAM (der.) en el receptor. ....	78
Figura 43: BER vs. SNR para las modulaciones 32PSK y 32QAM con un factor de esparcimiento de 16.....	79
Figura 44: Constelaciones 32PSK y 32QAM con un SNR= 15dB.....	79
Figura 45: Gráfica de BER vs. SNR con un factor de esparcimiento de 16 y un usuario presente.....	80

## Lista de Tablas

Tabla 1: Comparación de las características de los sistemas .....	47
Tabla 2: Características de la señal y del receptor de SC-DS-CDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA convencional. ....	51
Tabla 3: Parámetros de la capa física del estandar 802.11a. ....	56
Tabla 4: Tasas de transmisión para los diferentes factores de esparcimiento y modulaciones. ....	58
Tabla 5: Parámetros del modelo de canal radio simulado. ....	64
Tabla 6: Características de dispersión del retardo presentes en el modelo de canal.....	68

# CAPÍTULO I

## I.1 Introducción

Recientemente, debido a la popularidad de los dispositivos de comunicación móviles y a los avances tecnológicos, los usuarios de estos dispositivos estarán demandando el mismo servicio multimedia que reciben en sus computadoras personales, además de nuevos servicios que puedan surgir, esto ha puesto mucho interés en el diseño de redes inalámbricas de área local (WLAN) para comunicaciones de alta velocidad en áreas pequeñas. Las redes WLAN complementan y expanden las áreas de cobertura de las redes existentes (alambradas e inalámbricas) y tienen muchas ventajas, incluyendo bajo costo de instalación y alta flexibilidad.

Los servicios proporcionados por las futuras redes inalámbricas, por ejemplo, internet y transferencia de video, requieren tasas de datos substancialmente mayores que las que actualmente ofrecen tecnologías como GSM-EDGE, CDMA2000, WCDMA; además de que estos servicios tendrán que ofrecerse en un ambiente de alta movilidad, siendo esto algo que las actuales redes WLAN (WI-FI) no tienen en cuenta ya que consideran una terminal cuasiestática. Con el fin de resolver estos requerimientos, se ha comenzado el desarrollo e investigación de los sistemas de comunicaciones de cuarta generación (4G). Se estima que la comercialización de estos sistemas iniciará alrededor del 2008-2012. Las redes 4G deberán abarcar servicios de banda ancha, lo cual les permitirá reemplazar muchas de las funciones de los sistemas WLAN. Sin embargo, para cubrir esta aplicación, el costo del servicio debe ser reducido significativamente en comparación con las redes de tercera generación (3G). La eficiencia espectral de las redes 3G es muy baja como para soportar servicios de altas tasas de datos a bajo costo. Como consecuencia, uno de los principales enfoques de los sistemas 4G será mejorar significativamente la eficiencia espectral y soportar comunicaciones ubicuas manteniendo la calidad de servicio (QoS) requerida a pesar del ambiente de propagación hostil encontrado.

Las comunicaciones multiportadora (MC) proporcionan una solución eficaz para resolver el problema de alta tasa de transmisión empleando un ancho de banda reducido, además de ser resistente a la interferencia intersimbólica originada por multitrayectorias en el canal; mientras que CDMA es un esquema que soporta múltiples usuarios, capacidad de rechazo de interferencia, seguridad, entre otras. Al emplear en conjunto estos dos esquemas de transmisión se logra tomar las ventajas de cada uno de ellos, pero también se presentan los problemas inherentes de cada uno de ellos.

La técnica de acceso múltiple por división de código (CDMA) ha sido aplicada exitosamente en los sistemas de comunicaciones móviles de segunda generación y actualmente la mayoría de los sistemas de tercera generación están basados en la tecnología CDMA.

En estos esquemas de alta tasa de transmisión de datos, CDMA sufre drásticamente de desvanecimiento selectivo en frecuencia que destruye la ortogonalidad de las secuencias de código identificador entre cada usuario y que resulta en interferencia de acceso múltiple (MAI) e intersimbólica (ISI). Recientemente se ha propuesto utilizar la técnica de multicanalización por división de frecuencias ortogonales (OFDM), en conjunto con CDMA para eliminar los problemas antes mencionados, mejorando la eficiencia de ancho de banda debido a que los espectros de las subportadoras se pueden traslapar.

## **I.2 Planteamiento del Problema**

Los sistemas de comunicaciones móviles pueden ser agrupados en seis sectores: 1) telefonía inalámbrica, 2) telefonía celular, 3) sistemas de satélite, 4) sistema de localización (paging), 5) radio móvil privado y 6) WLANs. Los primeros 5 sistemas de comunicaciones anteriores están incluidos en una plataforma común considerada la tercera generación de comunicaciones móviles: Universal Mobile Telecommunications System, conocido por su acrónimo: UMTS. En la actualidad esto se conoce como la convergencia de los sistemas de comunicaciones móviles.

Los sistemas de primera y segunda generación se desarrollaron en frecuencias próximas a 1 GHz, con algunas extensiones a frecuencias mayores al congestionarse determinadas bandas del espectro. El espectro asignado por las autoridades de regulación, incluye

para tercera generación las frecuencias próximas a los 2 GHz. La transmisión alcanzará tasas de Mbps en condiciones de baja movilidad sobre una portadora de 2 GHz. Las redes inalámbricas ocupan frecuencias en los 2.4 y 5 GHz. Con el término multimedia se designa un sistema de comunicaciones con múltiples formas de presentar la información, como combinación de texto, datos gráficos, animación, imágenes, voz, sonido y vídeo. Esto será llevado a cabo por la cuarta generación de comunicaciones móviles. La cuarta generación no sustituye a la tercera, sino que viene a complementarla.

Las comunicaciones multiportadora, en especial la combinación con CDMA ha recibido mucha atención en años recientes, debido a que es considerada una fuerte candidata a emplearse en las futuras redes 4G. Muestra de ello es que las redes de banda ancha inalámbricas actuales están basadas en su mayoría en técnicas multiportadora, esencialmente en OFDM que es un caso especial de éstas. Tal es el caso del estandar IEEE 802.11a/g que soportan ambas velocidades de hasta 54 Mbps, el primero operando en la banda de los 5 GHz y el segundo en la de 2.4 GHz; o de HIPERLAN/2 propuesto por el ETSI (Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones) que también emplea OFDM o del estandar de MMAC de la ARIB (Asociación de Industrias y Negocios de Radio), operando ambos en la banda de los 5 GHz.

Debido a este gran interés, este campo ha tenido mucho desarrollo, siendo así que ya en la década de los 90, fueron propuestas diversas formas de combinar las dos tecnologías, CDMA y OFDM, continuando este desarrollo hasta nuestros días, donde siguen siendo fuente de gran interés.

Ya en 1993 se analiza una forma de combinación OFDM-CDMA conocida como acceso múltiple por división de código de secuencia directa multiportadora (MC-DS-CDMA) por Dasilva y Sousa [1993]. En Hara et al. [1995] se analiza el comportamiento en un canal rayleigh con desvanecimiento rápido selectivo en frecuencia y en Hara y Prasad [1997] se hace una comparación entre los diferentes esquemas multicarrier CDMA. Esta técnica se siguió desarrollando por: Hanzo et al. [2003], Ojanpera y Prasad [1998], Van Nee y Prasad [2000], Hara y Prasad [2003], Yang y Hanzo [2002], Steendam y Moeneclaey [2004], etc. Sin embargo no se había propuesto utilizar en

conjunto con un arreglo de antenas, por ello se decidió aplicar un arreglo de antenas al receptor, utilizando un algoritmo propuesto por Luna Ramos [2004].

### **I.3 Objetivos**

Desarrollar los algoritmos para evaluar la técnica de acceso al medio CDMA de secuencia directa, en un esquema combinado con modulación multiportadora con frecuencias ortogonales, para una red inalámbrica de banda ancha.

En particular, analizar la técnica MC-DS-CDMA; considerando un ambiente cerrado con línea de vista entre terminales y la base, utilizando antenas adaptivas en la estación base. Se evaluará el canal de subida, en términos de probabilidad de error.

### **I.4 Infraestructura**

Para la implementación, simulación y análisis de los algoritmos que serán presentados en los siguientes capítulos de este trabajo de tesis, se contó con la siguiente infraestructura, que en su mayor parte fue proporcionada por el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) y que a continuación se enlista:

- Computadora personal PentiumIV a 2.4GHz, 512 MB de RAM y 80GB de disco duro.
- Biblioteca CICESE
- Biblioteca de la Universidad de California en San Diego
- Lenguaje de programación MATLAB Release 13 y ambiente de simulación SIMULINK de la compañía MathWorks, Inc.

### **I.5 Estructura de la tesis**

En el Capítulo II se explica la técnica de espectro ensanchado de secuencia directa, mejor conocida como CDMA; las características y propiedades que presenta. También se incluye una introducción al canal radio y los efectos que produce sobre la señal transmitida.

En el Capítulo III, “multiplexación por división de frecuencias ortogonales”, son explicadas las características de esta técnica de modulación, las propiedades que presentan y los parámetros que influyen en el desempeño.

El Capítulo IV presenta una introducción de las diversas formas en que es posible combinar las técnicas descritas en los dos capítulos anteriores, CDMA y OFDM, principalmente nos enfocamos a presentar las diferencias entre ellas, las ventajas y desventajas que presentan.

En el Capítulo V es donde es explicado el modelo MC-DS- CDMA propuesto, los parámetros que es posible modificar, de tal forma que tenga flexibilidad para ajustarse a los diferentes requerimientos del sistema de comunicación, tomando en cuenta las características del medio de transmisión.

En el Capítulo VI se analizan y comentan los resultados de las simulaciones realizadas del modelo, empleando para ello gráficas, tablas e ilustraciones.

Finalmente en el Capítulo VII son presentadas las principales conclusiones obtenidas de este trabajo, también son presentadas guías para futuros trabajos de investigación, que podrían desarrollarse como extensión de este proyecto.

# **CAPÍTULO II Acceso Múltiple Por División de Código (CDMA)**

## **II.1 Introducción**

En la mayoría de los sistemas inalámbricos, una estación base central sirve simultáneamente a un número de suscriptores que comparten un medio de transmisión común; esta asignación de recursos entre múltiples usuarios es conocida como “acceso múltiple”. Todas las técnicas de acceso múltiple requieren que los mensajes correspondientes a diferentes usuarios sean separados de alguna forma, de tal manera que no interfieran con otros. Esto se logra ya sea haciendo la separación en tiempo (TDMA), en frecuencia (FDMA), en espacio (SDMA) o en código (CDMA); los sistemas de espectro esparcido hacen uso de esta última propiedad.

Los orígenes de las comunicaciones de espectro esparcido están en los sistemas militares y navales. Donde se descubrió que las técnicas desarrolladas para contrarrestar los bloqueos intencionados también podían aplicarse para comunicarse por un canal dispersivo en los sistemas celulares. Una descripción detallada de la historia de la técnica de espectro esparcido se puede encontrar en Scholtz [1995].

### **II.1.1 Concepto de CDMA**

En CDMA, a cada usuario se le asigna una secuencia de código único, llamada código de esparcimiento, el cual usa para codificar la señal portadora de información. El receptor, conociendo la secuencia de código del usuario, decodifica la señal recibida y recobra la señal original. Esto es posible porque la correlación cruzada entre el código del usuario deseado y los códigos de los otros usuarios es pequeña. El ancho de banda de la señal de código se escoge que sea mucho más grande que el ancho de banda de la señal portadora de información, de tal forma que el proceso de codificación agranda (ensancha) el espectro de la señal y es por tanto también conocida como modulación de

espectro esparcido. La señal resultante es llamada una señal de espectro esparcido, y CDMA a menudo se denomina acceso múltiple por espectro esparcido [SSMA] (Prasad [1998]). Es este ensanchamiento espectral de la señal codificada el que le da a CDMA su capacidad de acceso múltiple.

Una técnica de modulación de espectro esparcido debe de cumplir dos criterios:

1. El ancho de banda de transmisión debe de ser mucho mayor que el ancho de banda de la información.
2. El ancho de banda resultante de radio frecuencia es determinado por una función diferente de la información siendo enviada, de tal forma que el ancho de banda es estadísticamente independiente de la señal de información. Esto excluye a técnicas de modulación tales como frecuencia modulada (FM) y modulación de fase (PM).

## II.1.2 Historia

Los orígenes de las comunicaciones de espectro esparcido están en el área militar y los sistemas de navegación. En 1949 fue desarrollado por John Pierce un sistema multiplexado en el cual un medio común transporta señales codificadas que no necesitan ser sincronizadas (Scholtz [1995]). Este sistema puede ser clasificado como un sistema de acceso múltiple de espectro esparcido con saltos en el tiempo. Claude Shannon y Robert Pierce introdujeron las ideas básicas de CDMA en 1949 cuando describieron el efecto promedio de interferencia (Shannon [1984]).

Es difícil establecer el origen preciso de las comunicaciones de espectro esparcido, ya que la comunicación moderna de espectro esparcido es producto de los desarrollos en muchas direcciones, tales como radares de alta resolución, detección de dirección, teledirección, detección de la correlación, filtros acoplados, rechazo de interferencia, prevención de bloqueo, teoría de la información y comunicación segura.

### II.1.3 Principales aplicaciones

Las técnicas de modulación de espectro esparcido fueron originalmente desarrolladas para utilizarse en radares militares y sistemas de comunicación debido a su resistencia contra el bloqueo de señales y su baja probabilidad de detección.

La relación de ancho de banda transmitido al ancho de banda de la información es llamada la ganancia de procesamiento del sistema de espectro esparcido,

$$GP = \frac{B_t}{B_i} \quad (1)$$

Donde:  $B_t$  es el ancho de banda de transmisión, y  $B_i$  es el ancho de banda de la señal portadora de información (Prasad [1998]).

## II.2 Propiedades

Las propiedades de las señales de espectro esparcido que las diferencian de las señales de banda angosta son las siguientes

1. Capacidad de acceso múltiple. Si varios usuarios transmiten una señal de espectro esparcido al mismo tiempo, el receptor puede distinguir entre los usuarios, previendo que cada usuario tenga un código único que tenga suficientemente baja correlación cruzada con los otros códigos. Correlacionando la señal del receptor con una señal de código de cierto usuario recuperará entonces la señal de este usuario, mientras que las otras señales permanecerán esparcidas sobre un ancho de banda grande. En la Figura 1 se ilustra esta propiedad. En (a), dos usuarios generan una señal de espectro esparcido de sus señales de datos. En (b) se muestra que aunque ambos usuarios transmiten sus señales de espectro esparcido al mismo tiempo, en el receptor solo la señal del usuario 1 es desesparcida y los datos recuperados.

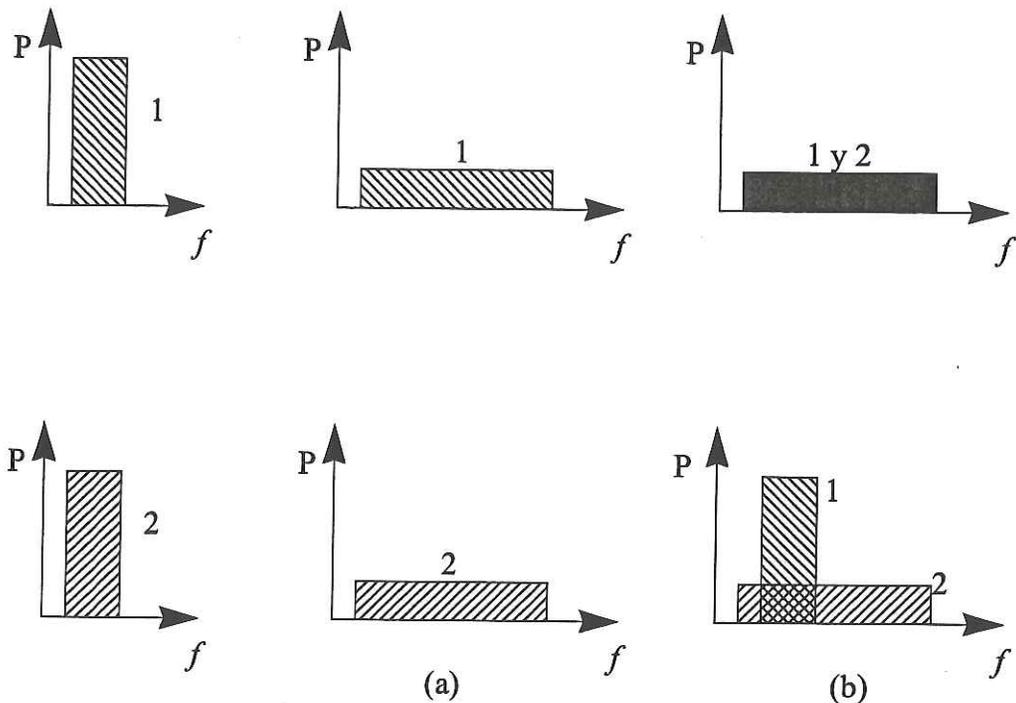


Figura 1: Transmisión CDMA. Dos usuarios transmitiendo con diferente código.

2. Protección contra interferencia multitrayectoria. En un canal de radio no hay una única trayectoria entre un transmisor y un receptor. Debido a la reflexión y refracción, una señal es recibida desde un número de diferentes trayectorias. Las señales de las diferentes trayectorias son copias de la señal transmitida pero con diferentes amplitudes y fases. La incorporación de estas señales en el receptor es constructiva en alguna de las frecuencias y destructiva en otras. En el dominio del tiempo, esto resulta en una señal dispersada. La modulación de espectro esparcido puede combatir esta interferencia multitrayectoria.
3. Privacidad. La señal transmitida solo puede ser desesparcida y los datos recuperados si el código es conocido por el receptor.
4. Rechazo de interferencia. La correlación cruzada de una señal codificada, con un código diferente, esparce la potencia de la señal de datos en un ancho de banda mayor, con lo cual se reduce la capacidad de interferencia en el ancho de banda de la información. En la Figura 2 se ilustra esta situación. La señal de espectro esparcido (s) recibe una interferencia de banda angosta (i). En el receptor la señal de espectro

esparcido es desesparcida mientras que la señal de interferencia esparcida se mantiene como ruido de fondo comparado con la señal desesparcida.

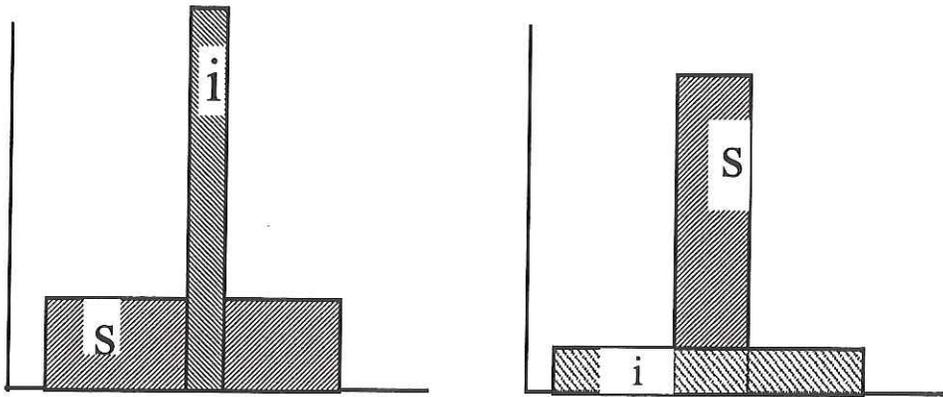


Figura 2: Rechazo de interferencia

5. Capacidad antibloqueo, especialmente bloqueo de ancho de banda. Esta propiedad es similar a la de bloqueo de interferencia excepto que la interferencia es ahora agregada a propósito sobre el sistema.
6. Baja probabilidad de interceptación (LPI) u operación encubierta. Debido a su baja potencia, la señal de espectro esparcido es difícil de detectar.

### II.3 Técnicas de modulación para generar señales de espectro esparcido.

- Espectro esparcido de secuencia directa (DSSS). La señal portadora de información es multiplicada directamente por un código esparcidor de mayor ancho de banda.
- Espectro esparcido por saltos en frecuencia (FHSS). La frecuencia portadora en la cual la señal de información es transmitida, se cambia rápidamente de acuerdo al código esparcidor.
- Espectro esparcido por saltos en tiempo. La señal portadora de información no se transmite continuamente, sino que es transmitida en ráfagas cortas donde los tiempos de paquete son decididos por la señal codificada.

- Modulación Chirp. Esta clase de modulación de espectro esparcido se utiliza casi exclusivamente en los radares militares. El radar transmite continuamente una señal de baja potencia cuya frecuencia es variada linealmente sobre amplio rango.
- Modulación Híbrida. En este tipo de modulación se combinan dos o mas de las técnicas de modulación arriba mencionadas, tratando de aprovechar las ventajas de cada técnica (Prasad [1998]).

## II.4 Elementos Básicos de DS-CDMA

### II.4.1 Códigos Walsh

En un sistema CDMA el esparcido de una señal de información se realiza aplicando un código independiente de dicha señal, por lo cual la elección de éste tiene un gran impacto en el desempeño del sistema. Para mejorar la capacidad de un sistema CDMA se utilizan técnicas de procesamiento de señales mas especializadas que reducen la interferencia entre los usuarios.

Los códigos Walsh son códigos ortogonales en los cuales el factor de correlación cruzada es cero por lo que logran una alta autocorrelación y una baja correlación cruzada. Esta característica de ortogonalidad permite reducir la interferencia entre los usuarios y obtener así un mejor desempeño de los sistemas de acceso múltiple.

Se pueden mencionar las siguientes propiedades importantes que deben tener los códigos en un sistema CDMA (Prasad [2000]):

- Periodicidad larga.
- Ortogonalidad.
- Alta autocorrelación y baja correlación cruzada.
- Dificultad de reconstrucción para reducir interceptación.
- Balance entre unos y ceros.
- Fácil generación de los códigos.

Se han desarrollado diferentes códigos para los sistemas CDMA, tales como los Hadamard-Walsh, Gold y Kasami. De estos, solo los primeros mencionados tienen las

características de ortogonalidad y buena correlación, necesarias por obtener el mejor desempeño en los sistemas CDMA.

Los códigos Walsh permiten identificar a cada transmisor con la base y cada base con el transmisor, así como para ensanchar la señal original. El efecto de los códigos de Walsh es hacer a los canales completamente separables en el receptor con la ausencia del efecto de trayectorias múltiples. Al mismo tiempo la ortogonalidad garantiza que no habrá interferencia entre los usuarios de una misma célula.

Los códigos Walsh se basan en las matrices Hadamard-Walsh, las cuales tienen la forma especificada en la Ecuación 2, con  $H_1 = [0]$ .

$$H_{2n} = \begin{pmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Así, por ejemplo las matrices Hadamard-Walsh- de tamaño dos y cuatro tendrían la forma siguiente:

$$H_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} H_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Un par de códigos se dice que son ortogonales si la correlación cruzada es cero. Dados dos códigos de m-bits:  $x_1, x_2, \dots, x_m$  y  $z_1, z_2, \dots, z_m$  se dice que son ortogonales si cumplen con la ecuación:

$$R_{xz}(0) = \sum_{i=1}^m x_i z_i = 0 \quad (4)$$

Por ejemplo, la correlación cruzada entre dos códigos de cuatro bits:

$x = 0011$

$u = 0011$

$y = 0110$

$s = 1100$

Se obtiene cambiando los ceros por -1, de lo que resulta:

Un código ortogonal	=	Un código que no es ortogonal
$\begin{matrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{matrix}$	=	$\begin{matrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{matrix}$
$R_{xy}(0) = \begin{matrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ & & & 0 \end{matrix}$	=	$R_{us}(0) = \begin{matrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ & & & -4 \end{matrix}$

Se puede observar que la correlación cruzada de los conjuntos de códigos  $x$  y  $y$  es cero, lo que significa que son ortogonales. Mientras que para  $u$  y  $s$  esta correlación es -4, por lo tanto no son ortogonales.

## II.5 Ventajas y desventajas de los protocolos CDMA.

Algunas de las ventajas que se obtienen al emplear la técnica de espectro esparcido son:

- Fácil generación de la señal codificada, mediante simple multiplicación.
- Es posible realizar una desmodulación coherente de la señal de espectro esparcido.
- Es simple el sintetizador de frecuencia ya que solo se tiene que generar una portadora de frecuencia.

Desventajas

- Dificultad para mantener la sincronización de la señal codificada generada localmente y la señal recibida.
- Se requiere sincronización, dentro del tiempo del chip, entre la secuencia de código generada localmente y la secuencia de código recibida para una correcta recepción.

## II.6 Introducción al canal radio

De acuerdo con Zamora Rodríguez [2002], al medio físico por donde se propagan las señales radiadas por un transmisor (con dirección hacia un receptor) se le da el nombre

de canal radio; por lo tanto el canal radio es la interfase de comunicación. Para poder estudiar el canal radio es necesario conocer la mecánica del entorno espacial que interactúa con éste y tratar de interpretarlo basándose en modelos.

Dichos modelos son una interpretación física y matemática del efecto que el entorno espacial tiene sobre una señal electromagnética, los cuales consideran los fenómenos de propagación de las ondas electromagnéticas, los factores de atenuación y las fuentes de distorsión. Sin embargo, ésta no es una tarea sencilla ya que el análisis del canal radio implica hacer uso de herramientas estadísticas y mediciones de campo (Zamora Rodríguez [2002]).

Los modelos de canal radio han sido estudiados de manera estadística, probabilística y hoy en día el auge es en la dirección de hacer un estudio más profundo tomando en cuenta las características del ambiente lo más cercano a la realidad, es decir contar con una base de datos donde podamos definir los obstáculos que encontrarán las señales al propagarse hacia las diferentes ubicaciones del receptor.

Un modelo espacial tiene como objetivo servir de herramienta de planificación en el diseño y construcción de entornos de comunicación inalámbrica, como por ejemplo una WLAN, de modo que entre más aproximados sean éstos, se podrá ofrecer mejor cobertura y servicio.

Sin el conocimiento de las características de radio propagación, no podría diseñarse y desarrollarse un sistema inalámbrico de comunicaciones. El canal de radio por naturaleza es generalmente hostil y resulta difícil predecir su comportamiento.

Los efectos de radio-propagación limitan la efectividad de las comunicaciones por vía inalámbrica, especialmente de aquellas que se realizan en interiores. Si bien este trabajo se ha desarrollado considerando principalmente un ambiente de oficina -en donde actualmente se tiene mayor demanda de redes locales inalámbricas- hablar de interiores cubre una amplia variedad de ambientes tales como edificios de oficinas, residencias, hospitales, aeropuertos, fábricas, etc. Los canales radio en interiores se diferencian de los canales de exteriores en que las distancias cubiertas son mucho más pequeñas y en el hecho de que la variabilidad del ambiente es mayor para un rango mucho más pequeño

de separación Transmisor-Receptor. Los canales radio de este tipo no sufren los efectos ambientales de los canales de exteriores (lluvia, cambios de temperatura, etc.), pero debido a la variación del tamaño de los edificios, forma, estructura, número de habitaciones, número de ventanas, densidad de personas, y lo más importante, el tipo de materiales de construcción, la propagación de ondas electromagnéticas dentro de un edificio es más compleja que la propagación en ambientes en exteriores.

### II.6.1 Variación de la señal a pequeña escala.

Estos modelos caracterizan la variación rápida de la potencia de la señal recibida sobre períodos cortos de tiempo en el orden de nanosegundos. El desvanecimiento rápido de pequeña escala, también conocido como desvanecimiento multitrayectoria (Figura 3), es causado por la interferencia entre dos o más versiones de la señal transmitida, las cuales llegan al receptor a través de trayectorias distintas y en instantes de tiempo ligeramente diferente.

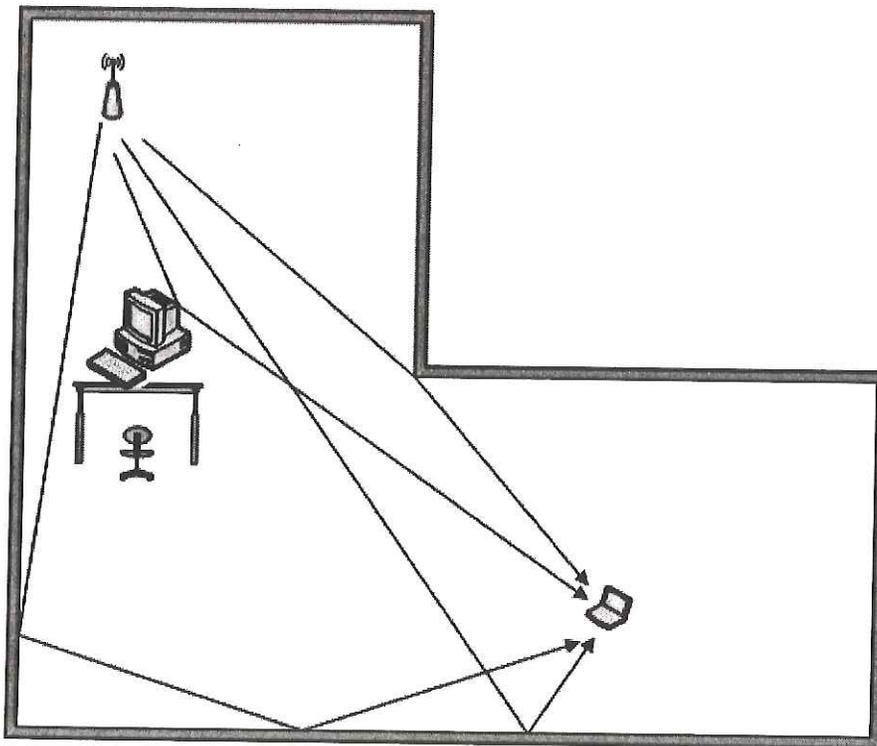


Figura 3: Propagación multitrayectoria

Existen muchos factores físicos en el canal de radio-propagación que influyen el desvanecimiento de pequeña escala, principalmente:

- **Propagación multitrayectoria.** La presencia de objetos reflectores y dispersores en el canal crea cambios constantes en el ambiente que disipan la energía de la señal, variando la amplitud, fase y tiempo de llegada. Estos efectos resultan en múltiples versiones de la señal transmitida que arriba a la antena receptora, desplazadas con respecto a otras en tiempo y orientación espacial. Las amplitudes y fases aleatorias de las diversas componentes multitrayectorias originan fluctuaciones en la potencia de la señal, de tal modo que inducen desvanecimiento de pequeña escala, distorsión en la señal, o ambas.
- **Velocidad del móvil.** El movimiento relativo entre la estación base y el móvil resulta en una modulación aleatoria de frecuencia debido a diferentes corrimientos Doppler en cada una de las componentes multitrayectoria. El corrimiento Doppler será positivo o negativo dependiendo de cuándo el móvil receptor está moviéndose hacia o alejándose de la estación base.
- **Velocidad de los objetos de los alrededores.** Si los objetos en el canal de radio están en movimiento, inducen un corrimiento Doppler variando en el tiempo sobre las componentes multitrayectoria. Si los objetos circundantes son más grandes que el móvil, entonces este efecto domina el desvanecimiento de pequeña escala. De otro modo, el movimiento de los objetos circundantes puede ignorarse y solamente es necesario considerar la velocidad del móvil.
- **El ancho de banda de transmisión de la señal.** Si el ancho de banda de la señal de radio transmitida es más grande que el ancho de banda coherente del canal multitrayectoria, la señal recibida será distorsionada, pero la fuerza de la señal recibida no se desvanecerá mucho sobre una área local (i.e., el desvanecimiento de la señal de pequeña escala no será significativo).

### II.6.2 Modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado

Saleh y Valenzuela [1987], desarrollaron un modelo de canal multitrayectoria para ambientes interiores basado en el fenómeno de formación de grupos compactos

llamados clusters que observaron en datos experimentales. Este fenómeno se refiere a que las componentes multitrectorias llegan a la antena en grupos. Ellos encontraron que tanto los clusters como los rayos dentro de un cluster decaen en amplitud con el tiempo.

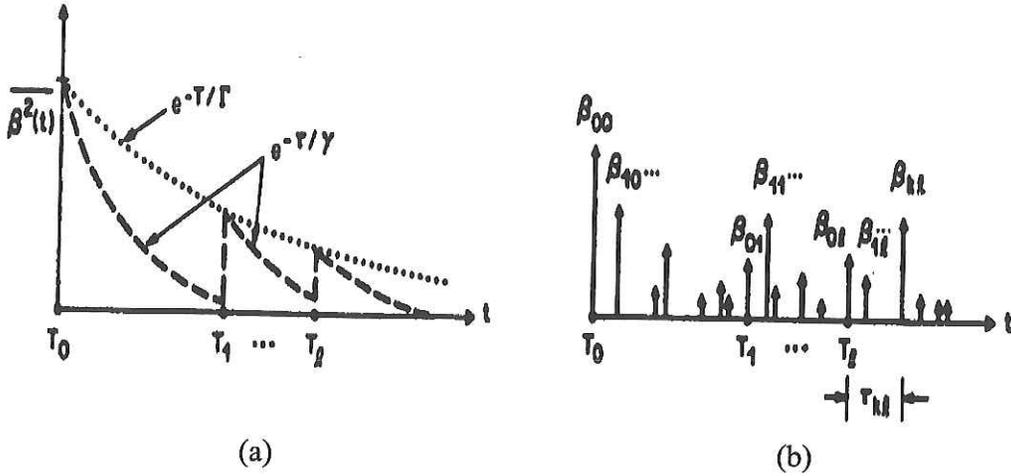


Figura 4: Descripción gráfica del modelo de Saleh-Valenzuela. La potencia promedio de clusters y arribos individuales es exponencialmente decreciente. (a) Modelo teórico, (b) respuesta generada.

Así, la respuesta al impulso del modelo está dada por:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \alpha_{ij} \delta(t - T_i - \tau_{ij}), \quad (5)$$

donde la suma sobre  $i$  corresponde a los clusters y la suma sobre  $j$  representa las trayectorias dentro del cluster. Las variables  $\{\alpha_{ij}\}$  tienen una distribución Raleigh con un valor cuadrático medio descrito por un decaimiento doblemente exponencial dado por:

$$\overline{\alpha_{ij}^2} = \overline{\alpha_{00}^2} \exp(-T_i/\Gamma) \exp(\tau_{ij}/\gamma), \quad (6)$$

donde  $\Gamma$  y  $\gamma$  son las constantes de decaimiento de los cluster y de los rayos respectivamente y el ángulo de fase para cada multitrectoria es una variable uniformemente distribuida entre  $[0, 2\pi]$ . En Spencer *et al.* [1997] se propuso una

extensión al modelo de Saleh-Valenzuela motivado por la necesidad de incluir la dirección de arribo (DOA) en el modelo de canal. Esto lo modelaron asignando a cada cluster un ángulo de arribo promedio, el cual se encuentra uniformemente distribuido entre  $[0, 2\pi]$ . Los ángulos de llegada individuales de los rayos dentro de cada cluster se asignaron mediante variaciones del ángulo de arribo promedio siendo estas generadas mediante una distribución laplaciana independiente e idénticamente distribuida con desviación estándar  $\sigma$ , como se muestra en la ecuación 7.

$$f(w_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left(-\left|\frac{\sqrt{2}w_{kl}}{\sigma}\right|\right), \quad (7)$$

donde  $\sigma$  se puede entender como el esparcimiento rms del ángulo de cada cluster y  $w_{kl}$  es el ángulo de arribo de la multitrayectoria.

En este modelo se supone que el tiempo y el ángulo de arribo son independientes entre sí por lo que la respuesta al impulso se puede expresar como:

$$h(t, \phi) = h(t)H(\phi). \quad (8)$$

Entonces de forma similar a la respuesta al impulso dada en la Ecuación 5, la respuesta al impulso angular está dada por:

$$H(\phi) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} \delta(\phi - \Phi_l - w_{kl}), \quad (9)$$

donde  $\beta_{kl}$  es la amplitud de la  $k$ -ésima trayectoria en el  $l$ -ésimo cluster y  $\Phi_{kl}$  es el ángulo promedio de arribo de cada cluster.

# CAPÍTULO III Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM).

## III.1 Introducción

OFDM es un caso especial de modulación multiportadora (MCM), donde un solo flujo de datos es transmitido sobre un número de subportadoras a una tasa menor. Es pertinente mencionar que OFDM puede ser visto como una técnica de modulación o una técnica de multiplexado. Una de las razones para usar OFDM es incrementar la robustez contra desvanecimiento selectivo en frecuencia e interferencia de banda angosta. En un sistema de portadora única, un solo desvanecimiento o interferencia puede causar que el enlace entero falle, pero en un sistema multiportadora, solo un reducido porcentaje de las subportadoras será afectado. En este caso se pueden usar códigos correctores de errores para compensar las pocas portadoras afectadas.

En la Figura 5 (Hara y Prasad [2003]) se comparan una modulación uniportadora (SCM) y una MCM, donde  $B_{SCM}$  y  $B_{MCM}$  denotan los anchos de banda de las señales SCM y MCM respectivamente. Para MCM,  $f_k$ ,  $F_k(f;t)$ ,  $N_{SC}$  y  $\nabla f$  indican la frecuencia de la k-ésima subportadora, el espectro de frecuencia de la forma de onda del pulso de la k-ésima subportadora, el número total de subportadoras y la separación entre subportadoras respectivamente. Según Hara y Prasad [2003] el espectro de frecuencias de la señal MCM está dado por:

$$S_{MCM}(f;t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} F_k(f;t). \quad (10)$$

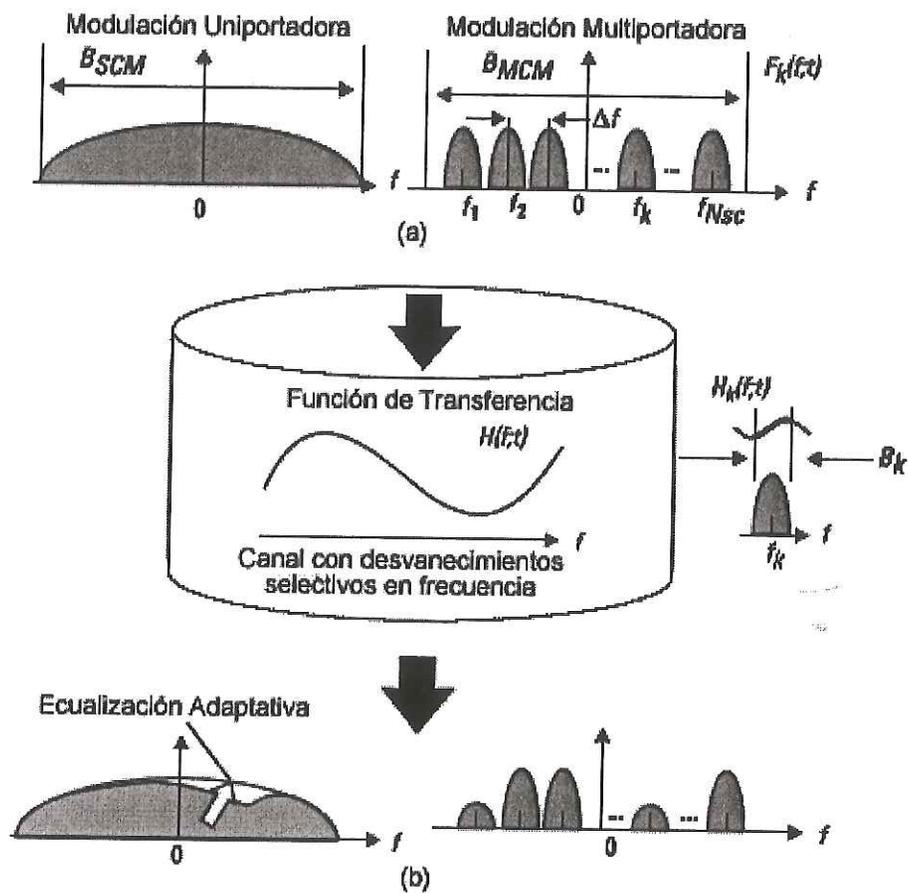


Figura 5: Comparación de SCM y MCM: (a) espectro de frecuencia de las señales transmitidas; (b) espectro de frecuencia de las señales recibidas.

La señal recibida es afectada por un canal selectivo en frecuencia caracterizado por la función de transferencia  $H(f;t)$ , entonces el espectro de frecuencias recibido de las señales SCM y MCM se expresaría:

$$\begin{aligned}
 R_{SCM}(f;t) &= H(f;t)S_{SCM}(f;t) \\
 R_{MCM}(f;t) &= H(f;t)S_{MCM}(f;t) , \\
 &= \sum_{k=1}^{N_{SC}} H_k(f;t)F_k(f;t)
 \end{aligned} \tag{11}$$

donde  $S_{SCM}$  es el espectro de frecuencia de la señal SCM transmitida y  $H_k(f;t)$  es la función de transferencia del canal correspondiente a  $B_k$ , que es la banda de frecuencia ocupada por la  $k$ -ésima subportadora. Cuando el número de subportadoras es grande, la

respuesta de amplitud y fase de  $H_k(f;t)$  se puede asumir constante sobre  $B_k$ , entonces,  $R_{MCM}(f;t)$  se puede aproximar por:

$$R_{MCM}(f;t) \cong \sum_{k=1}^{N_{SC}} H_k(t) F_k(f;t), \quad (12)$$

donde  $H_k(t)$  es la pérdida compleja de  $B_k$  al pasar por el canal.

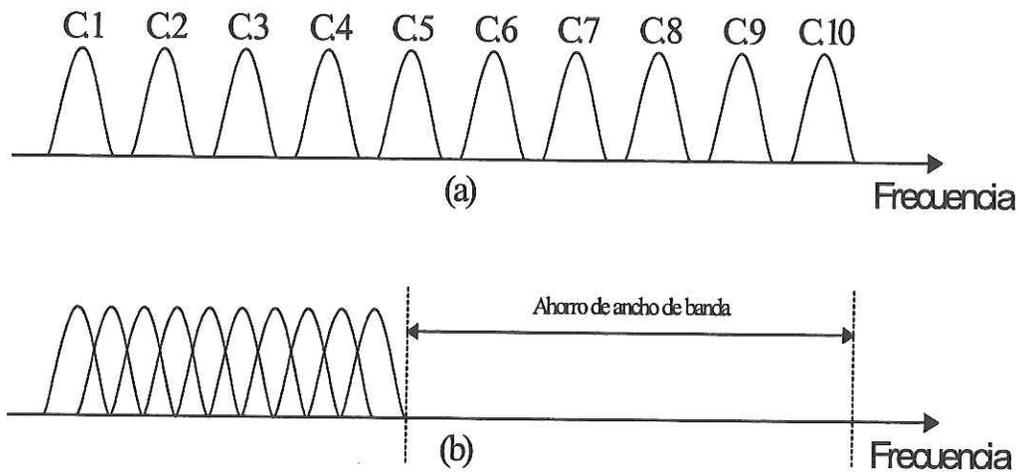
En la Ecuación 12 se aprecia que MCM es eficaz y robusto al contrarrestar los efectos del canal radio. Para combatir los desvanecimientos selectivos en frecuencia, MCM no requiere ecualización, cuando mucho requiere ecualización de un tap para cada subportadora, mientras que SCM requiere de ecualización adaptable.

## III.2 Conceptos de Modulación Multiportadora (MCM).

En un sistema clásico de datos en paralelo, el total de la banda de frecuencia de la señal es dividida entre  $N$  subcanales de frecuencia no traslapados. Cada subcanal es modulado con un símbolo separado y después los  $N$  subcanales son multiplexados en frecuencia. Parece buena idea evitar el traslape espectral de los canales para eliminar interferencia intercanal; pero esto da lugar a un uso ineficiente del espectro disponible. Para superar esta ineficiencia, se propuso a mediados de los 60 por Chang [1966] y Salzberg [1967], usar datos en paralelo y FDM con subcanales traslapados, cada uno llevando una señal a una tasa de  $b$  bits por segundo y con una separación en frecuencia entre ellos de  $b$  hertz para evitar el uso de ecualización de alta velocidad y para combatir el ruido impulsivo y distorsiones por multitrayectorias, así como usar totalmente el ancho de banda disponible. Finalmente en 1970 se registró una patente con estas propuestas.

La Figura 6 muestra las diferencias entre la técnica de modulación multiportadora no traslapada convencional y la técnica traslapada. Como se puede observar, al usar la técnica de modulación multiportadora traslapada, se ahorra casi el 50% del ancho de banda. Pero para emplear ésta técnica de modulación, se necesita reducir la interferencia

entre subportadoras, lo cual quiere decir que se necesita que las diferentes subportadoras moduladas sean ortogonales.



**Figura 6: Señal OFDM: (a) Técnica multiportadora convencional, y (b) técnica de modulación multiportadora ortogonal.**

El receptor actúa como un banco de demoduladores, trasladando cada portadora a DC, con la señal resultante integrada sobre un período de símbolo para recuperar los datos. Si las demás subportadoras, que en el dominio del tiempo tienen un número completo de ciclos en el período del símbolo  $T_s$ , son también demoduladas, entonces en el proceso de integración resulta que la contribución de todas las demás portadoras es cero. Por tanto las subportadoras son linealmente independientes (ortogonales) si la separación entre portadoras es un múltiplo de  $1/T_s$ . Matemáticamente, las señales son ortogonales si cumplen:

$$\int_a^b \psi_p(t) \psi_q^*(t) dt = \begin{cases} k & \text{para } p = q \\ 0 & \text{para } p \neq q \end{cases} \quad (13)$$

El proceso de demodulación se realizaba inicialmente haciendo uso de un banco de demoduladores, sin embargo, Weinstein y Ebert [1971], aplicaron la transformada discreta de Fourier (DFT) a sistemas de transmisión de datos en paralelo como parte del proceso de modulación-demodulación.

En la Figura 7 (a) se muestra el espectro de los datos de un subcanal, la Figura 7 (b) muestra la señal OFDM, con cada subportadora multiplexada en frecuencia con una separación en frecuencia igual a la tasa de transmisión de cada subportadora. Y como se puede apreciar, en la frecuencia central de cada subportadora no existe diafonía con otros canales. Además al usar DFT, la multiplexación por división de frecuencias se logra sin utilizar filtrado pasa banda, sino procesamiento de banda base.

Para eliminar los bancos de osciladores para cada subportadora y los demoduladores coherentes requeridos para la multiplexación por división de frecuencias, se puede construir una implantación totalmente digital con hardware especializado realizando la transformada rápida de Fourier (FFT), la cual es un algoritmo eficiente de la transformada discreta de Fourier (DFT).

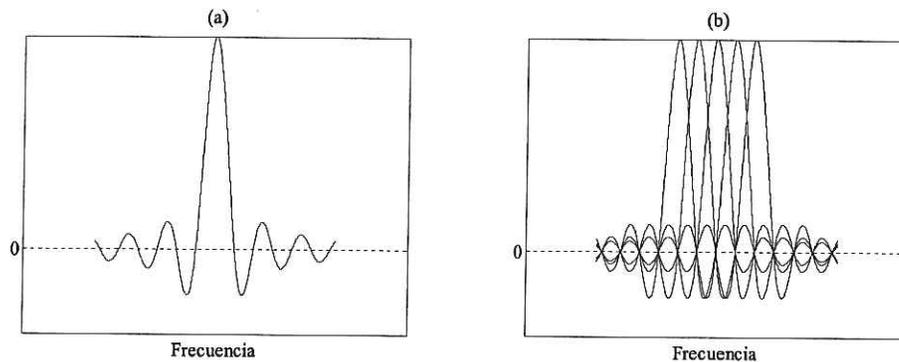


Figura 7: (a) Espectro de un subcanal OFDM y (b) de una señal OFDM.

### III.3 Sistema OFDM.

En la década de los 60, OFDM fue empleada en varios sistemas militares de alta frecuencia propuestos por Mosier y Clabaugh [1958], Porter [1968] y Zimmerman y Kirsch [1968]; en los 80 se estudió su viabilidad para la aplicación en modems de alta velocidad para comunicaciones móviles digitales y grabado de alta densidad (Hirosaki [1981]), (Hirosaki [1985]). En la década de los 90 OFDM fue explotado para comunicaciones de banda ancha sobre canales radio móviles, en líneas de subcriptor digitales de alta tasa (“high-bit-rate digital subscriber line”, HDSL), líneas de subcriptor asimétricas (“asymmetric digital subscriber line”, ADSL), líneas de

subscriber de muy alta tasa (“veri-high-speed digital subscriber line”, VDSL), difusión digital de audio (DAB) y de video (DVB, “high definition television”, HDTV).

El esquema de transmisión OFDM tiene varias ventajas clave:

- Hace un uso más eficiente del canal dado que los subcanales están traslapados.
- Es una forma eficiente de contrarrestar los efectos de las multitrayectorias. Para un esparcimiento del retardo dado, la complejidad de implantación es significativamente menor que un sistema uniportadora con ecualizador.
- En canales con una variación en el tiempo lenta, es posible mejorar la capacidad adaptando la tasa de datos por subportadora de acuerdo a la relación señal a ruido de cada subportadora en particular.
- Es robusto contra interferencia de banda angosta, ya que dicha interferencia solo afecta a un porcentaje de las subportadoras.
- El período del símbolo se incrementa, y con esto la sensibilidad del sistema al esparcimiento del retardo se reduce.
- Puede aplicarse a redes de una sola frecuencia, lo que lo hace atractivo para aplicaciones de difusión.

Por otro lado también presenta ciertas desventajas, las cuales son:

- Es más sensitivo a desviaciones en frecuencia y ruido de fase.
- Su relación de potencia pico a potencia promedio es grande (PAPR, “peak to average power ratio”), lo cual tiende a reducir la eficiencia en potencia del amplificador de RF.
- Esta técnica emplea modulación en amplitud y frecuencia (QAM), por tanto la señal OFDM es contaminada por distorsiones no lineales del amplificador de potencia del transmisor.
- En el receptor es muy difícil decidir el comienzo de la FFT cuando llega la señal OFDM, en otras palabras, es difícil sincronizar una señal OFDM.

En la Figura 8, se muestra el esquema a bloques de un sistema de comunicación OFDM, destacando los componentes principales.

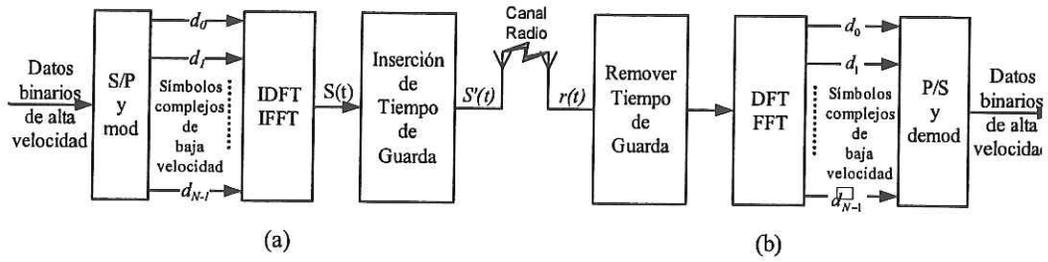


Figura 8: Sistema de comunicación OFDM: (a) transmisor, (b) receptor.

### III.3.1 Generación de subportadoras usando la IFFT

En la Figura 8(a) se muestra la configuración básica de un transmisor OFDM. En este, los datos de alta velocidad que recibe de la fuente, son primero convertidos a  $N_s$  subcanales paralelos, después, cada subcanal es modulado por PSK o QAM. Si  $d_i$  son los símbolos QAM complejos,  $N_s$  es el número de subportadoras,  $T_s$  es la duración del símbolo, y  $f_c$  la frecuencia de la portadora, entonces un símbolo OFDM empezando en  $t = t_s$  puede ser descrito según Van Nee y Prasad [2000] por:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s-1}{2}} d_{i+N_s/2} \exp \left( j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T_s} \right) (t-t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T_s \quad (14)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s$$

Reescribiendo (14) en notación compleja de banda base resulta:

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s-1}{2}} d_{i+N_s/2} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T_s} (t-t_s) \right), t_s \leq t \leq t_s + T_s \quad (15)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s$$

En esta ecuación, las partes real e imaginaria representan las componentes en fase y en cuadratura de la señal OFDM, las cuales tienen que ser multiplicadas por un coseno y un seno de la frecuencia portadora deseada para producir la señal final de OFDM. Observando la Ecuación 15, podemos darnos cuenta de que es solo la transformada

inversa de Fourier de  $N_s$  símbolos QAM de entrada. El equivalente en tiempo discreto es la transformada discreta de Fourier (IDFT), la cual se expresa de la siguiente forma:

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{in}{N_s}\right), \quad (16)$$

donde el tiempo  $t$  es remplazado por el número de muestra  $n$ . En la práctica esta transformada se puede implementar de manera muy eficiente por el algoritmo de la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT). En la Figura 9 se muestra la operación del modulador OFDM en un diagrama a bloques.

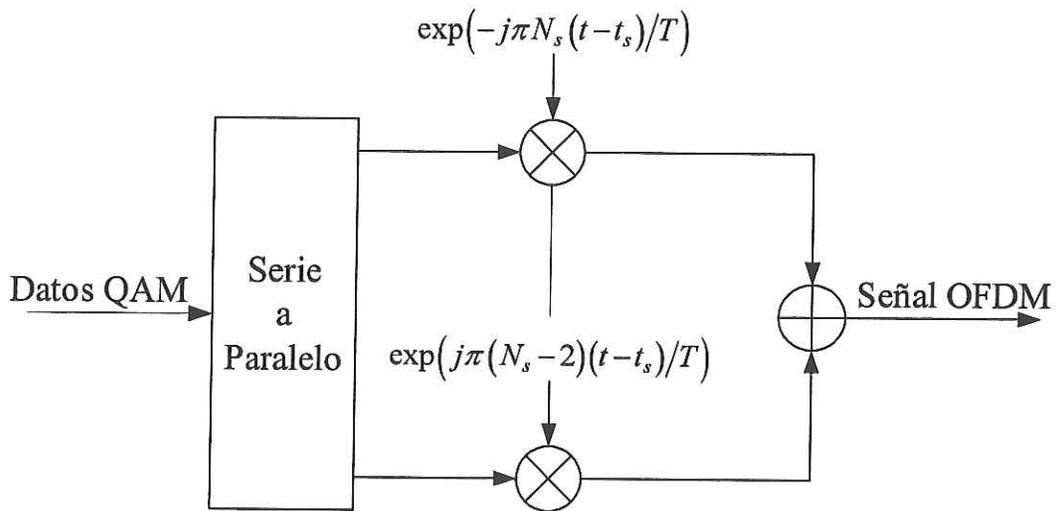
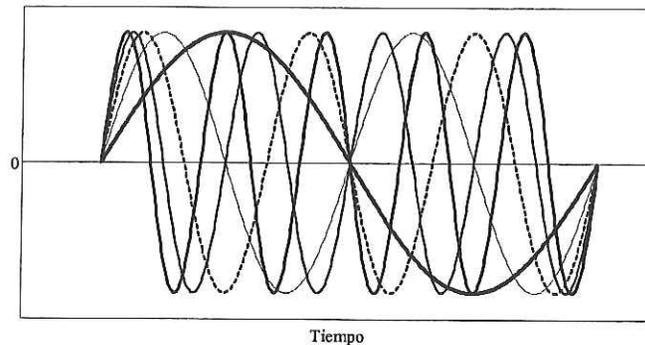


Figura 9: Modulador OFDM

En la Figura 10 se muestran cinco subportadoras de una señal OFDM, nótese que todas tienen la misma amplitud y fase, pero en la práctica cada una puede ser modulada de una manera diferente de las demás; además cada subportadora tiene un número entero de ciclos en el intervalo  $T_s$  y el número de ciclos entre subportadoras adyacentes difiere solo en uno. Esta propiedad es la responsable de la ortogonalidad entre las subportadoras. Si la  $j$ -ésima subportadora de la Ecuación 15 es demodulada al convertir la señal con una frecuencia de  $j/T$  y después se integra la señal sobre  $T$  segundos, el resultado al que se llega está dado por la Ecuación 17.

$$\begin{aligned}
& \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_S}{2}}^{\frac{N_S}{2}-1} d_{i+N_S/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\
&= \sum_{i=-\frac{N_S}{2}}^{\frac{N_S}{2}-1} d_{i+N_S/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{j+N_S/2} T
\end{aligned} \tag{17}$$

Al inspeccionar el resultado intermedio de (17), se puede ver que una portadora compleja es integrada sobre  $T$  segundos. Para la subportadora demodulada  $j$ , esta integración da el resultado deseado  $d_{j+N_S/2}$  multiplicado por un factor constante  $T$ , el cual es el valor QAM de esa subportadora en particular. Para todas las demás subportadoras, la integración es cero, porque la diferencia en frecuencia  $(i-j)/T$  produce un número entero de ciclos dentro del intervalo de integración  $T$ , de tal forma que el resultado de la integración siempre es cero.



**Figura 10: Cinco subportadoras en un símbolo OFDM.**

La Figura 11 muestra que el espectro de una señal OFDM cumple el criterio de Nyquist para una forma de pulso libre de interferencia intersimbólica; sin embargo esto es en el dominio de la frecuencia, no en el dominio del tiempo que es donde este criterio se aplica normalmente; por tanto, en lugar de evitar la interferencia intersimbólica (ISI), se evita la interferencia interportadora (ICI), al coincidir el máximo del espectro de una subportadora con el mínimo del espectro de las demás subportadoras.

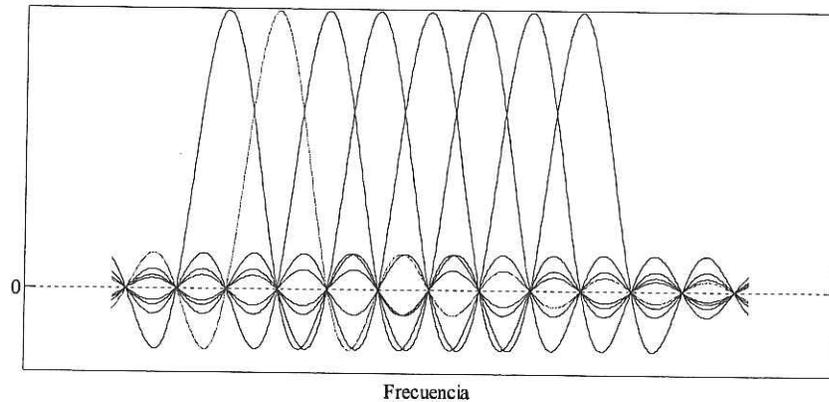


Figura 11: Espectro de las subportadoras individuales.

### III.3.1.1 Generación de un símbolo OFDM.

Como ejemplo para generar un símbolo OFDM, supongamos que hay que transmitir ocho valores binarios  $\{1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1\}$  sobre 8 subportadoras, la IDFT o IFFT tiene que calcular:

$$\frac{1}{8} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1+j) & j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1+j) & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1-j) & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1-j) \\ 1 & j & -1 & -j & 1 & j & -1 & -j \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1+j) & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1+j) & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1-j) & j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1-j) \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1-j) & j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1-j) & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1+j) & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1+j) \\ 1 & -j & -1 & j & 1 & -j & -1 & j \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1-j) & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1-j) & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2}(-1+j) & j & \frac{1}{2}\sqrt{2}(1+j) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{pmatrix} = \frac{1}{8} \begin{pmatrix} 4 \\ \sqrt{2}(1-j(\sqrt{2}-1)) \\ 2+2j \\ -\sqrt{2}(1+j(\sqrt{2}+1)) \\ 0 \\ -\sqrt{2}(1-j(\sqrt{2}+1)) \\ 2-2j \\ \sqrt{2}(1-j(\sqrt{2}-1)) \end{pmatrix}. \quad (18)$$

La parte izquierda de (18) contiene la matriz IDFT, donde cada columna corresponde a una subportadora compleja con una frecuencia normalizada dentro del intervalo de  $-4$  a  $3$ . El lado derecho contiene las ocho muestras de la IFFT que forman un símbolo OFDM. En la práctica, sin embargo, estas muestras no son suficientes para formar una señal OFDM real, la razón es que no existe sobremuestreo, por tanto se introduciría traslape al pasar estas muestras por un convertidor D/A, por lo que se pueden agregar ceros a la secuencia de entrada antes de la IFFT para producir sobremuestreo. Si el sobremuestreo es usado, los ceros se deben de agregar en el centro de la secuencia de

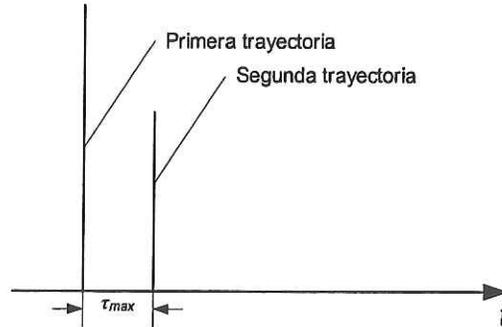
datos y no en las orillas. Esto asegura que los ceros serán mapeados a frecuencias cercanas a más y menos la mitad de la tasa de muestreo, mientras que los valores diferentes de cero serán mapeados a subportadoras alrededor de 0 Hz. En el caso del ejemplo anterior, el vector sobremuestreado sería:

$$[1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1] \text{ (Luna Ochoa [2001])}.$$

### III.3.2 Tiempo de Guarda y Extensión Cíclica.

Cuando la ortogonalidad de las subportadoras se mantiene, los subcanales pueden ser completamente separados al hacer uso de la FFT en el receptor; siempre y cuando no exista interferencia intersimbólica (ISI) e interferencia interportadora (ICI) introducidas por la distorsión causada por el canal radio (Hara y Pasad [2002]). En la práctica, estas condiciones no se pueden obtener. Dado que el espectro de la señal OFDM no es limitado en banda, la distorsión (por desvanecimientos multitrayectoria) causa que cada subportadora disperse su potencia entre las portadoras adyacentes. Para reducir estas distorsiones, una solución sería el incrementar la duración del símbolo, o el número de subportadoras, sin embargo, este método sería difícil de implementar en términos de estabilidad de las portadoras contra el desplazamiento Doppler, además de que la complejidad de la FFT se incrementa.

Veamos como afecta un canal selectivo en frecuencia a una señal OFDM. Un canal con desvanecimientos selectivos en frecuencia puede ser caracterizado por una respuesta al impulso con esparcimiento del retardo en el dominio del tiempo, el cual no es tan pequeño comparado con el período del símbolo como para despreciarlo. La Figura 12 muestra la respuesta impulsiva instantánea de un canal selectivo en frecuencia, donde se pueden observar dos trayectorias y  $\tau_{\max}$  representa el retardo entre la primera y segunda trayectorias.



**Figura 12: Respuesta al impulso instantánea de un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia.**

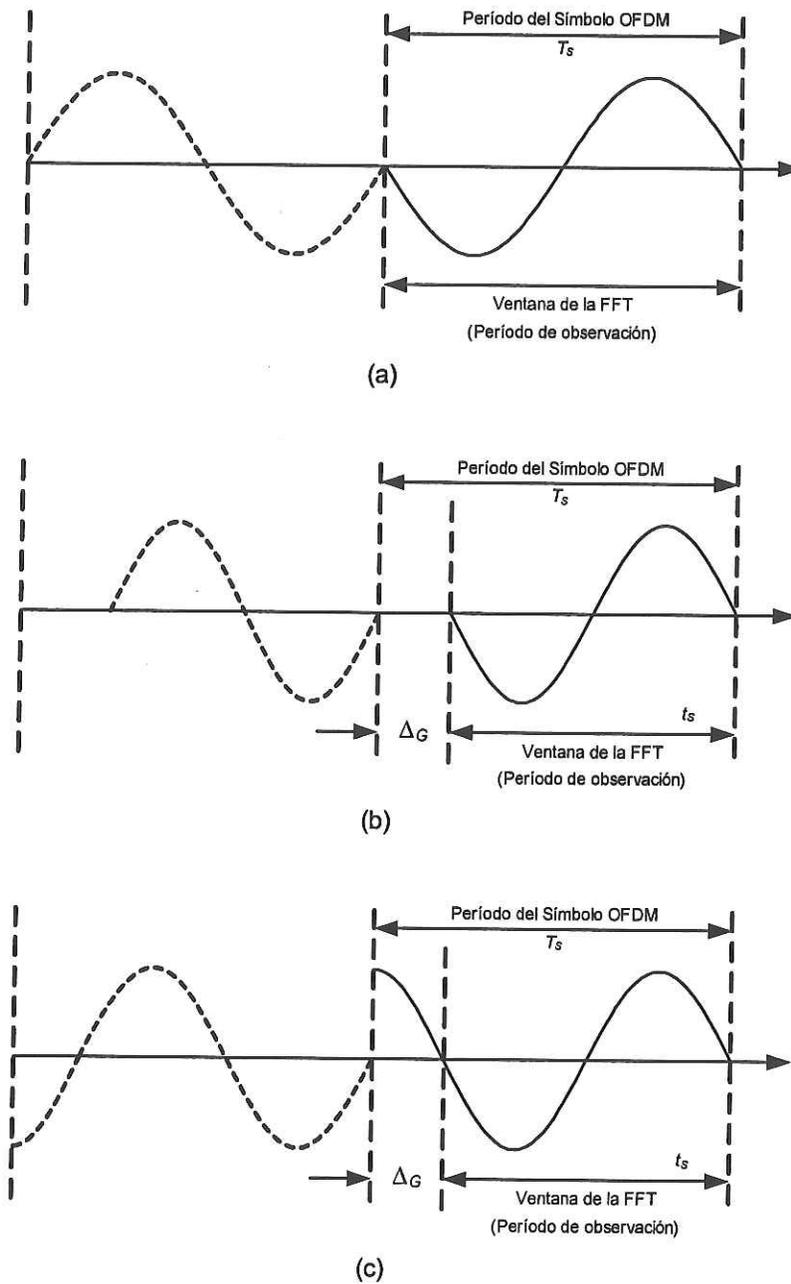
La primera trayectoria genera la señal deseada y la segunda trayectoria, la señal retrasada que llega al receptor. La Figura 13(a-c) muestra tres señales transmitidas y la Figura 14(a-c) muestra las señales correspondientes recibidas. Sin un intervalo de guarda entre símbolos OFDM sucesivos, las señales retardadas del  $(i-1)$ -ésimo símbolo producen distorsión en el  $i$ -ésimo símbolo (Hara y Prasad [2003]), esto se puede apreciar al comparar la Figura 13(a) con la Figura 14(a), donde se resalta la interferencia.

Una forma de mitigar la ISI es introducir un tiempo de guarda para cada símbolo OFDM. El tiempo de guarda se escoge usualmente mas grande que el esparcimiento del retardo máximo esperado  $\nabla G > \tau_{max}$ , de tal forma que las componentes multitrayectoria de un símbolo no puedan interferir al siguiente símbolo (Van Nee y Prasad [2000]), con lo que se elimina totalmente la ISI.

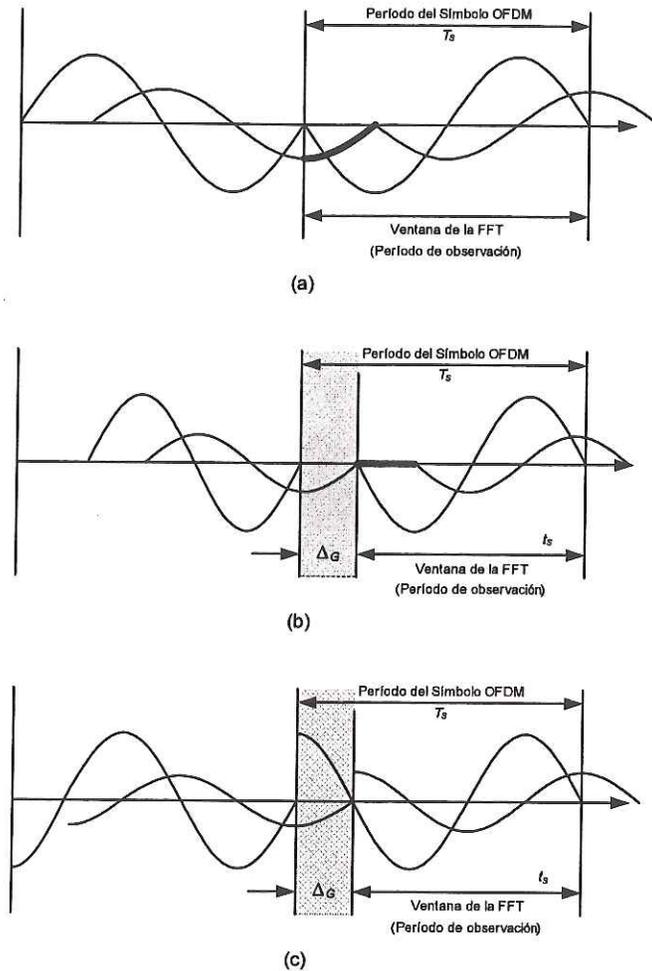
En el tiempo de guarda se puede escoger no transmitir señal, con lo que se resolvería la ISI, pero el problema de ICI surgiría, debido a que un cambio brusco en la forma de onda contiene componentes espectrales altas (o de orden alto), lo que rompe la ortogonalidad entre las subportadoras. Al comparar la Figura 13(b) y la Figura 14(b), se puede apreciar que en esta última, el número de ciclos de la señal retardada ya no es entero dentro de la ventana de observación de la FFT.

La Figura 13(c) muestra la inserción del intervalo de guarda con prefijo cíclico, el cual elimina la ICI. En este método el símbolo OFDM es extendido cíclicamente sobre el

período de guarda. Observando la Figura 14(c), podemos ver dos señales senoidales completas dentro del período de la FFT, lo cual elimina la interferencia interportadora.



**Figura 13: Señales transmitidas: (a) sin período de guarda, (b) con período de guarda cero y (c) con período de guarda con prefijo cíclico.**



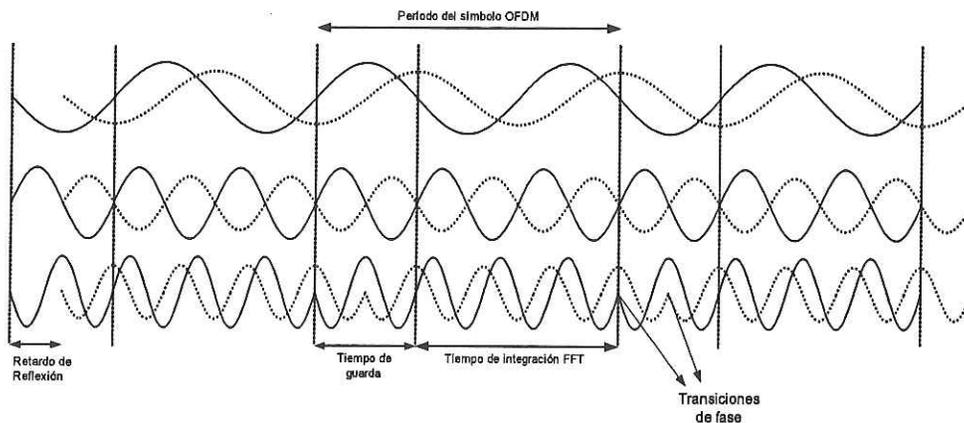
**Figura 14: Señales recibidas: (a) sin período de guarda, (b) con período de guarda cero y (c) con período de guarda con prefijo cíclico.**

El prefijo cíclico es simplemente las últimas  $L_p$  muestras de las  $N_s$  muestras de salida de la IFFT, por ejemplo, si  $N_s = 4$  y  $L_p = 2$ , y la salida de la IFFT de 4 puntos fue  $[3 \ 2 \ 4 \ 5]$ , el prefijo cíclico será  $[4 \ 5]$  y el símbolo extendido cíclicamente es  $[4 \ 5 \ 3 \ 2 \ 4 \ 5]$ , de tal forma que ahora la longitud del símbolo OFDM es  $N_s + L_p$  (Litwin [2000]).

Hay que notar, que el símbolo OFDM tiene una duración de  $T_s$  pero la frecuencia

de las subportadoras es un múltiplo entero de  $1/t_s$ . Esto implica que la separación interportadoras se ha vuelto un poco mas larga, ahora es:  $1/t_s$ .

Observando una señal OFDM como la mostrada en la Figura 15, se pueden apreciar transiciones de fase bruscos en los límites de los símbolos, dado que esencialmente una señal OFDM es un conjunto de subportadoras QAM sin filtrar, como resultado el espectro fuera de banda decrece lentamente siguiendo la función sinc.



**Figura 15: Señal OFDM con 3 subportadoras.**

En la Figura 16 se puede observar el espectro para 16, 64 y 256 subportadoras; al incrementarse el número de subportadoras, el espectro decrece más rápido al inicio, debido a que los lóbulos laterales de cada subportadora están más juntos y se cancelan mutuamente.

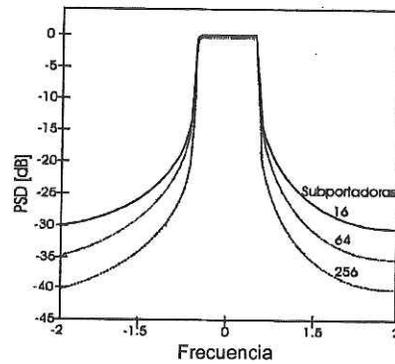


Figura 16: Espectro OFDM para 16, 64 y 256 subportadoras

Si se requiere que el espectro decaiga más rápidamente, se puede aplicar una ventana a cada símbolo OFDM, de tal forma que la amplitud tienda a cero suavemente en el límite del símbolo y se disminuya el ancho de banda utilizado (Luna Ochoa [2001]). Un tipo de ventana comúnmente utilizado es la de coseno levantado (raised cosine) la cual está definida por:

$$f(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi/(\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi/(\beta T_s)) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (19)$$

Donde  $T_s$  es el intervalo del símbolo, y  $\beta$  es el factor de roll-off de la ventana coseno levantado.

Finalmente, la señal transmitida con el prefijo cíclico se puede describir por (Hara y Prasad [2003]):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t-iT_s), \quad (20)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & -\Delta_G < t \leq t_s \\ 0 & t \leq -\Delta_G, t > t_s \end{cases}, \quad (21)$$

$$f_k = \frac{(k-1)}{t_s}, \Delta f = \frac{1}{t_s}, \quad (22)$$

donde la ecuación (20) representa la señal transmitida, la ecuación (21) representa la forma del pulso (pulso rectangular en este caso) y la ecuación (22) la frecuencia de la  $k$ -ésima subportadora y el espaciamiento entre subportadoras respectivamente.

Donde  $T_s$ ,  $\Delta_G$  y  $t_s$  son el período del símbolo OFDM, la longitud del intervalo de guarda, y el período de observación (a menudo llamada “longitud útil del símbolo”) respectivamente, y satisfacen:

$$T_s = \Delta_G + t_s \quad (23)$$

La tasa de símbolos total de transmisión, esta dada por:

$$R = \frac{1}{T} = \frac{N_{SC}}{T_s} \quad (24)$$

Y el ancho de banda en términos del lóbulo principal se describe por:

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{N_{SC} - 1}{(1 - \alpha_G) T_s} \quad (25)$$

Donde  $\alpha_G$  es el factor de intervalo de guarda, el cual se define por:

$$\alpha_G = \frac{\Delta_G}{T_s}. \quad (26)$$

Finalmente, un símbolo OFDM, tendría una forma como la que se muestra en la Figura 17.

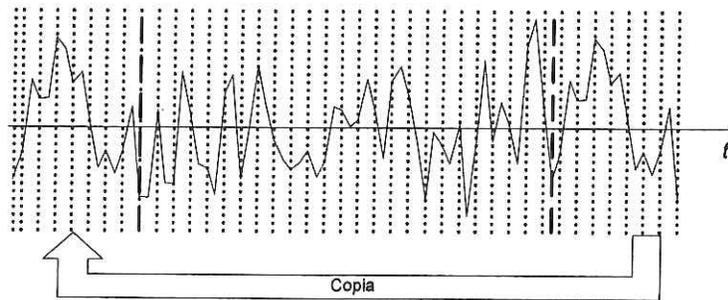


Figura 17: Símbolo OFDM de 64 subportadoras.

## CAPÍTULO IV    Combinación de las técnicas CDMA y OFDM.

### IV.1 Introducción

Recientemente CDMA ha sido considerada para soportar servicios multimedia en comunicaciones móviles, debido a su capacidad para afrontar la naturaleza asíncrona del tráfico multimedia, además de que proporciona mayor capacidad que técnicas de acceso convencionales como TDMA y FDMA y por combatir eficientemente la selectividad en frecuencia del canal. El desarrollo de sistemas celulares de tercera generación ha tenido lugar haciendo uso de sistemas CDMA de banda ancha, por ejemplo, el estándar de Telecomunicaciones Móviles Internacionales (International Mobile Telecommunications, IMT-2000) con una interfaz aire conocida como cdma2000 y el estándar Sistemas de Telecomunicaciones Móviles Universales (Universal Mobile Telecommunications Systems, UMTS-2000) con una interfaz aire conocida como WCDMA (Prasad y Ojanperä [1998]) proveyendo tasas de datos hasta de 144 y 384 Kbps con una tasa máxima pico de 2 Mbps en condiciones limitadas.

Algunas de las limitaciones de CDMA de banda ancha (W-CDMA) se deben a la Interferencia de Acceso Múltiple (“Multiple Access Interference”, MAI) y por interferencia intersímbolo (ISI), debido a los desvanecimientos multitrayectoria. Además de que el canal radio es altamente hostil en un ambiente móvil cuando se requiere una alta velocidad en transmisión de datos.

Por otro lado, la técnica OFDM ha probado ser efectiva en la transmisión de audio (DAB) y video digital (DVB-T) y ha sido incorporada a estándares de la ETSI como mostraron Chuang y Sollenberger [2000]; así como también se ha empleado en Japón en el estándar de la ARIB (Asociación de Negocios e Industrias de la Radio), relacionado con ISDB-T [radiodifusión de servicios digitales integrados terrestres] (Hara y Prasad, [2003]), pero quizá donde ha sido más utilizada es en las redes locales inalámbricas (WLANS), en 1998 el grupo de trabajo 802.11 seleccionó a OFDM para emplearla en el nuevo estándar a 5 GHz, 802.11a y la ETSI también la empleó para su estándar

HIPERLAN/2 así mismo ARIB con el estándar MMAC. Estos estándares presentan mínimas diferencias en la capa física, en donde presentan mayores diferencias es en la capa MAC. Todos estos estándares especifican tasas de transmisión hasta 54Mbps. Posteriormente, surgió el estándar 802.11g que trabaja a 2.4 GHz, como una mejora a 802.11b. 802.11g es en si el 802.11a trasladado a la banda de 2.4 GHz con mínimas modificaciones para hacerlo compatible con las redes 802.11b. También se ha propuesto para reemplazar el acceso de última milla que usualmente es alámbrico (DSL) por acceso inalámbrico de banda ancha (BWA, “broadband wireless access”), para ello se está desarrollando el estandar 802.16a que definiría la interfaz aire para la WirelessMAN™ (Hara y Prasad [2003]).

El esquema OFDM es robusto contra desvanecimiento selectivo en frecuencia, pero tiene dificultad para lograr la sincronización de las subportadoras, además de que es muy sensible a desbalances (offset) en frecuencia y amplificación no lineal (Luna Ochoa [2001]), en contraparte, DS-CDMA es robusto contra desbalances en frecuencias y distorsiones no lineales, por lo que la combinación de ambos puede reducir la tasa de símbolo en cada subportadora con lo cual la sincronización se hace mas fácil.

## IV.2 Tipos de configuraciones.

Fue en 1993 cuando se propusieron tres tipos de nuevos esquemas de acceso múltiple, los cuales se basaban en la combinación de CDMA y OFDM, tales como:

- CDMA multiportadora (MC-CDMA).
- CDMA multiportadora de secuencia directa (MC-DS-CDMA).
- CDMA multitono (MT-CDMA).

Estos diseños fueron desarrollados por diferentes investigadores, a saber, MC-CDMA por Yee, Linnartz y Fettweis [1993], Fazel y Papke [1993] y Chouly, Brajal y Jourdan [1993]; Multicarrier DS-CDMA por DaSilva y Sousa [1993]; y MT-CDMA por Vandendorpe [1993]. Estas señales se pueden transmitir y recibir usando la FFT sin incrementar la complejidad del transmisor y el receptor, y tienen la característica atractiva de alta eficiencia espectral debido al mínimo espaciamiento entre subportadoras (Hara y Prasad [1997]).

Los esquemas CDMA multiportadora, se clasifican en general en dos grupos:

1. Esparcimiento en el dominio de la frecuencia; en la que se esparce el flujo original de datos usando un código esparcidor dado y después se modula una subportadora diferente con cada chip, que sería el caso de MC-CDMA.
2. Esparcimiento en el dominio del tiempo; en la cual se esparce el flujo de datos convertido de serie a paralelo (S-P) usando el código esparcidor dado y después se modula una subportadora diferente con cada uno de los flujos de datos. Aquí están incluidos MC-DS-CDMA y MT-CDMA.

A continuación haremos una breve descripción de cada uno de los esquemas citados, seguida de una comparación entre ellos, así como contra un sistema CDMA convencional, que servirá como punto de referencia. Para las cuatro técnicas se considera que los datos son modulados en BPSK con detección coherente (CBPSK).

#### IV.2.1 CDMA de secuencia directa.

El transmisor DS-CDMA esparce el flujo de datos en el dominio del tiempo usando un código esparcidor específico. La capacidad de suprimir interferencia multiusuario (MUI) está determinada por la correlación cruzada característica de los códigos esparcidores. El receptor recibe la señal afectada por el canal selectivo en frecuencia, caracterizado por la suma (superposición) de varias señales con diferente retardo en el dominio del tiempo (mutitrayectorias). La capacidad de distinguir una trayectoria de las demás depende de las características de autocorrelación de los códigos.

En la Figura 18a, b y c se muestran el transmisor DS-CDMA para el  $j$ -ésimo usuario con un esquema CBPSK, el espectro de potencia de la señal transmitida y el receptor respectivamente; donde  $G_{DS}$  representa la ganancia de procesamiento, y  $C^j(t) = [C_1^j C_2^j K C_{G_{DS}}^j]$  el código esparcidor del  $j$ -ésimo usuario.

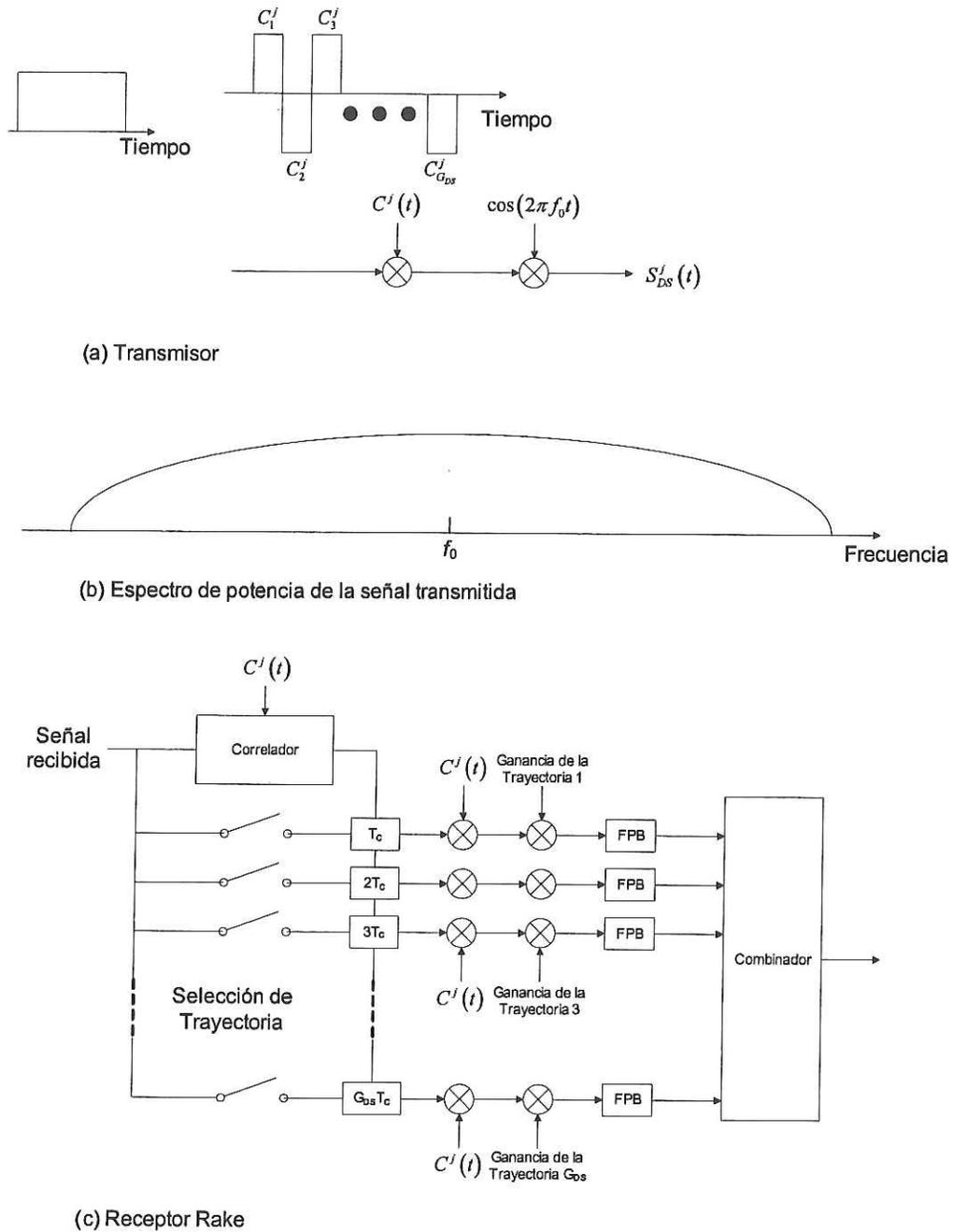


Figura 18: Diagrama de un sistema DS-SS simple.

Así, la señal transmitida por un usuario puede ser descrita por (Yang y Hanzo [2003]):

$$s_{DS}^j = \sqrt{2P} \sum_{i=-M}^M \sum_{k=0}^{G_{DS}-1} a^j(i) c^j(k) p_{T_{cl}}(t - iT_b - kT_{cl}) \cos(2\pi f_c t) \quad (27)$$

donde  $P$  y  $f_c$  representan la potencia transmitida y la frecuencia portadora respectivamente,  $T_b$  y  $T_{cl}$  representan la duración del bit y del chip respectivamente y la ganancia de procesamiento  $G_{DS} = T_b/T_{cl}$  representa el número de chips por bit,  $a(i) \in \{1, -1\}$  es el  $i$ -ésimo bit transmitido, y  $c(k) \in \{1, -1\}$  es el  $k$ -ésimo chip del código de esparcimiento y por último  $p_r(t)$  representa la forma de onda del chip en el intervalo  $[0, \tau)$ .

El receptor Rake para un solo usuario consiste en múltiples correladores, cada uno sincronizado con una trayectoria discernible de la señal compuesta recibida. El desempeño de la tasa de error de bit depende de cuantas ramas tenga el receptor Rake; usualmente se emplean receptores Rake con 1, 2, 3 ó 4 ramas.

Sin embargo, un receptor para un solo usuario, trata a las señales recibidas debidas a otros usuarios como interferencia estacionaria (Hara y Prasad [1997]), mientras que empleando técnicas de detección multiusuario (MUD), el receptor detecta conjuntamente esas señales a fin de mitigar la no ortogonalidad de las señales recibidas, con un notable incremento en el desempeño.

## IV.2.2 Esparcimiento en el dominio de la frecuencia.

### IV.2.2.1 CDMA Multiportadora, MC-CDMA

El transmisor MC-CDMA esparce el flujo original de datos sobre diferentes subportadoras, usando un código esparcidor específico en el dominio de la frecuencia, dicho de otro modo, cada chip del código, correspondiente a una fracción del símbolo es transmitido por una subportadora diferente. En un enlace descendente, se pueden emplear los códigos ortogonales Hadamard-Walsh, ya que no es necesario poner atención a su característica de autocorrelación.

La Figura 19 a y b muestra el transmisor MC-CDMA para el  $j$ -ésimo usuario y el espectro de la señal transmitida, donde  $G_{MC}$  denota la ganancia de procesamiento,  $N_C$  el número de subportadoras, y  $C^j(t) = [C_1^j C_1^j K C_{G_{MC}}^j]$  el código esparcidor del  $j$ -ésimo usuario. Se asume que  $N_C = G_{MC}$ . En la Figura 19 c se muestra el receptor MC-CDMA

básico el cual consiste en una FFT y a continuación se realiza el desespargimiento, seguido por un filtro pasa bajas

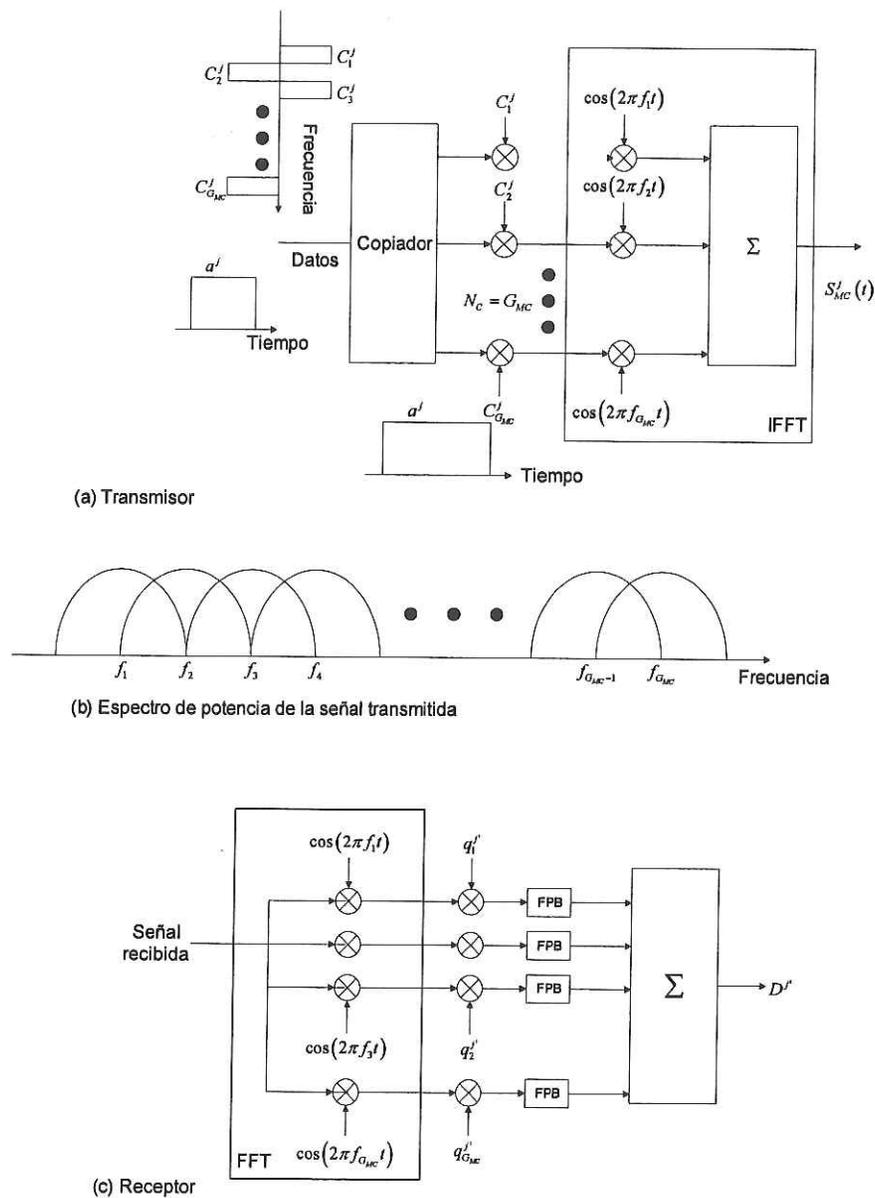


Figura 19: Esquema de un sistema MC-CDMA básico.

Sin embargo, no siempre es necesario escoger  $N_c = G_{MC}$ , si la tasa de símbolos es lo suficientemente alta como para que la señal sufra de desvanecimientos selectivos en frecuencia, la señal necesita ser convertida de serie a paralelo antes del espargimiento en el dominio de la frecuencia, esto es porque la transmisión multiportadora requiere que

se tenga desvanecimiento no selectivo en frecuencia (desvanecimiento plano) sobre cada subportadora. En la Figura 20 se muestra la modificación para asegurar desvanecimiento plano en cada subportadora, donde  $T_s$  representa la duración original del símbolo; el flujo de datos original es primero convertido en  $U$  secuencias paralelas, y después cada secuencia es mapeada en  $G_{MC}$  subportadoras ( $N_C = U \times G_{MC}$ ). La señal resultante quedaría así:

$$s_{MC}^j(t) = \sqrt{\frac{2P}{UN_C}} \sum_{i=-M}^M \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{N_C-1} a_i^j(u) c^j(k) p_{T_s}(t - iT_s) \cos(2\pi(f_c + F_{kU+u})t) \quad (28)$$

La elección adecuada del número de subportadoras y el intervalo de guarda robustece al sistema contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia, para un canal multitrayectoria selectivo en frecuencia, existe un valor óptimo que minimiza el BER (Hara et al. [1995]).

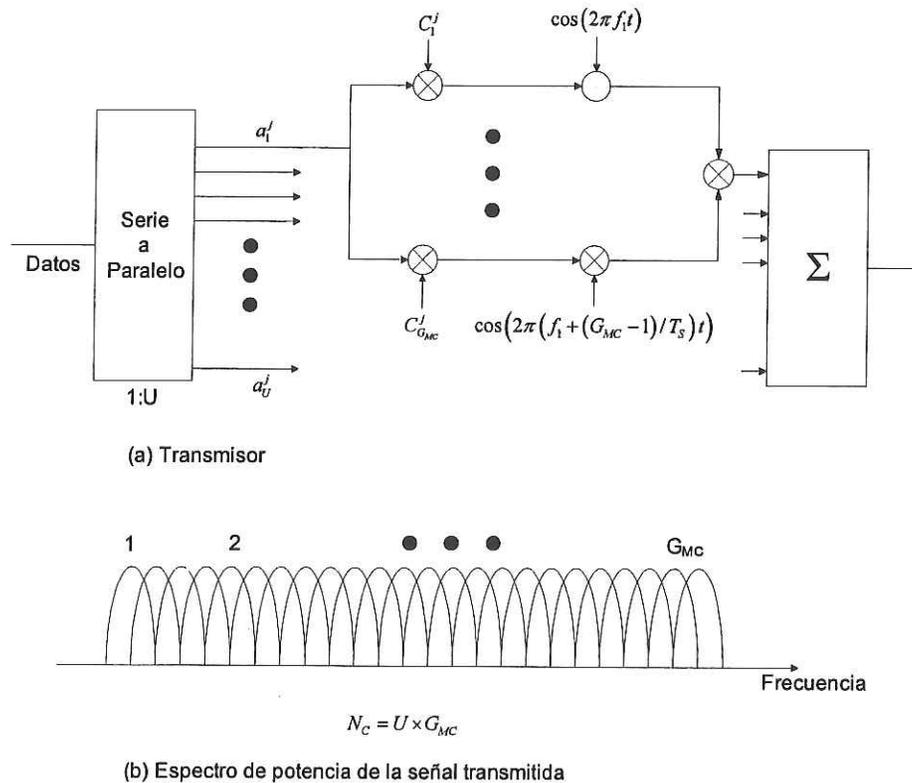


Figura 20: Esquema MC-CDMA modificado.

En un receptor MC-CDMA la señal es combinada en el dominio de la frecuencia (ver Figura 19c), por tanto, el receptor siempre puede emplear toda la energía de la señal recibida que se encuentra dispersa en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, al ser afectadas por el canal selectivo en frecuencia, todas las subportadoras tienen diferentes amplitudes y diferentes corrimientos de fase (aunque exista una correlación alta entre ellas), lo cual resulta en una distorsión de la ortogonalidad entre los usuarios. Para compensar este efecto, MC-CDMA hace uso de la diversidad en frecuencia, ya que al enviar el mismo símbolo por diferentes subportadoras, es posible combinar las señales de las diferentes subportadoras en el receptor, haciendo uso de alguna técnica de combinación como puede ser: combinación por máxima razón (maximal ratio combining, MRC), combinación por restitución de la ortogonalidad (orthogonality restoring combining, ORC), combinación de error cuadrático medio mínimo (minimum mean square error combining, MMSEC), entre otras (ver Hara y Prasad [1997]); empleando alguna de las técnicas anteriores se asignan los pesos (ganancias) correspondientes a cada subportadora  $q_m^j$ .

### IV.2.3 Esparcimiento en el dominio del tiempo

#### IV.2.3.1 CDMA de secuencia directa multiportadora, MC-DS-CDMA

El transmisor MC-DS-CDMA esparce el flujo de datos convertido de serie a paralelo usando un código esparcidor dado en el dominio del tiempo, de forma que el espectro resultante de cada subportadora satisfaga la condición de ortogonalidad con la mínima separación en frecuencia (DaSilva y Sousa [1993]).

La Figura 21 muestra un sistema básico MC-DS-CDMA, donde  $G_{MD}$  representa la ganancia de procesado, y  $N_c$  representa el número de subportadoras y

$C^j(t) = [C_1^j C_1^j K C_{G_{MD}}^j]$  representa el código esparcidor del  $j$ -ésimo usuario

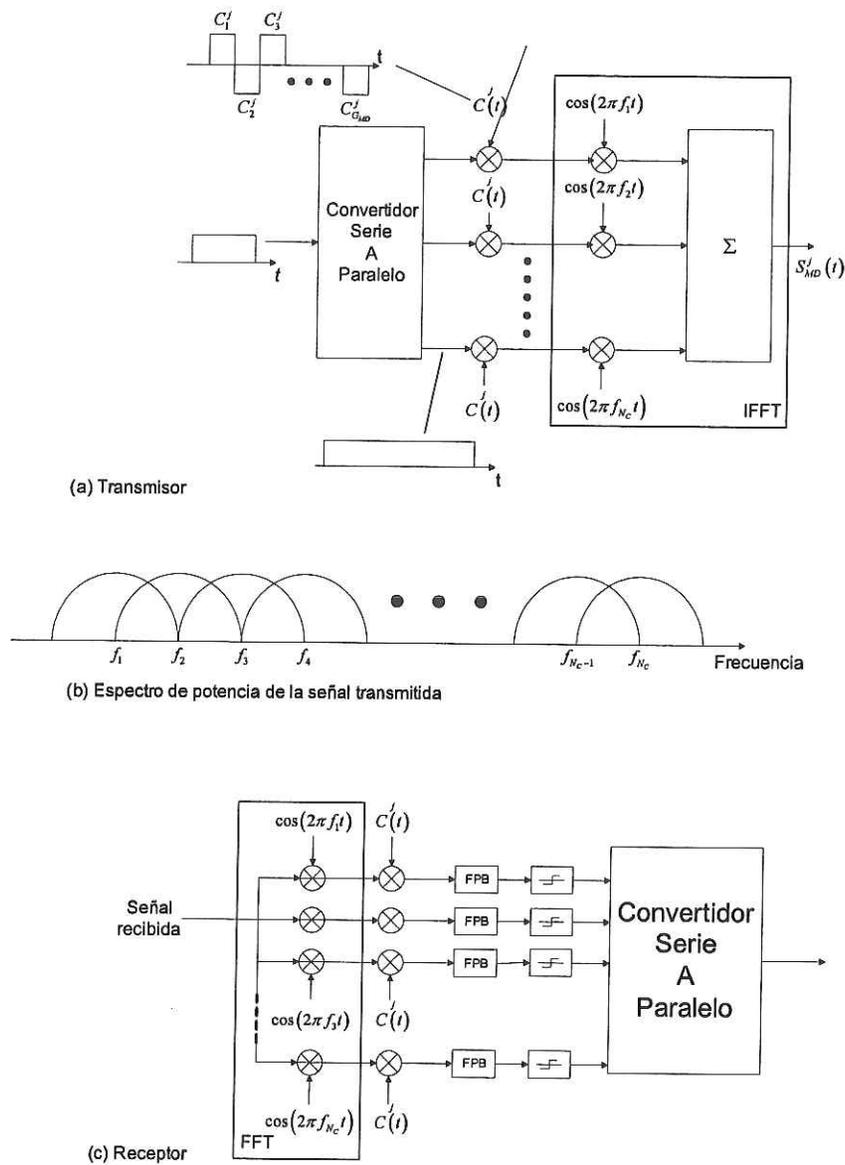


Figura 21: Sistema MC-DS-CDMA básico.

Kondo y Milstein [1996] propusieron un esquema DS-CDMA multiportadora con una separación entre subportadoras más grande, esto para obtener mejoras en: diversidad de frecuencia y supresión de interferencia de banda angosta. Así también Sourour y Nakagawa [1996] propusieron transmitir el mismo dato por varias ( $S$ ) subportadoras, lo cual se conoce como repetición en el dominio de la frecuencia (F-domain repetition), lo

que le daría la capacidad de emplear técnicas de diversidad en frecuencia. La señal resultante se expresaría así:

$$s_{MD}^j = \sqrt{\frac{2P}{US}} \sum_{i=-M}^M \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} a_i^j(u) c^j(k) p_{T_c}(t - iT_s - kT_c) K c_f^j(s) \cos(2\pi(f_c + F_{sU+u})t) \quad (29)$$

donde  $c_f^j(s)$  representa el s-ésimo chip del código esparcidor en frecuencia.

El receptor de un sistema MC-DS-CDMA está usualmente compuesto de  $N_c$  receptores coherentes normales (no Rake) porque es crucial tener desvanecimiento no selectivo en frecuencia en cada subportadora. Por lo anterior, si no se emplea corrección de errores entre las subportadoras, no puede obtenerse ganancia por diversidad en frecuencia.

#### IV.2.3.2 CDMA multitono, MT-CDMA.

El transmisor MT-CDMA esparce los datos convertidos de serie a paralelo, usando un código específico en el dominio del tiempo, de tal forma que el espectro de cada subportadora antes de la operación de esparcimiento satisface la condición de ortogonalidad con la mínima separación en frecuencia. Por lo tanto, el espectro resultante de cada subportadora, ya no satisface la condición de ortogonalidad. Esta técnica usa códigos de esparcimiento mas largos en proporción al numero de subportadoras cuando se compara con DS-CDMA, por tanto, puede acomodar mas usuarios que esta última técnica.

La Figura 22 muestra el transmisor, el espectro y el receptor del sistema MT-CDMA respectivamente, donde  $G_{MT}$  indica la ganancia de procesado,  $N_c$  el número de subportadoras y  $C^j(t) = [C_1^j C_1^j K C_{G_{MT}}^j]$  el código esparcidor del j-ésimo usuario.

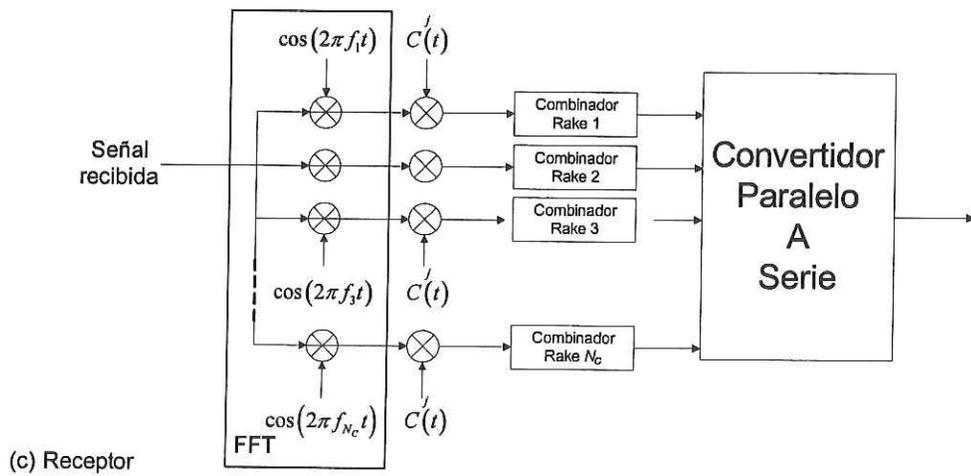
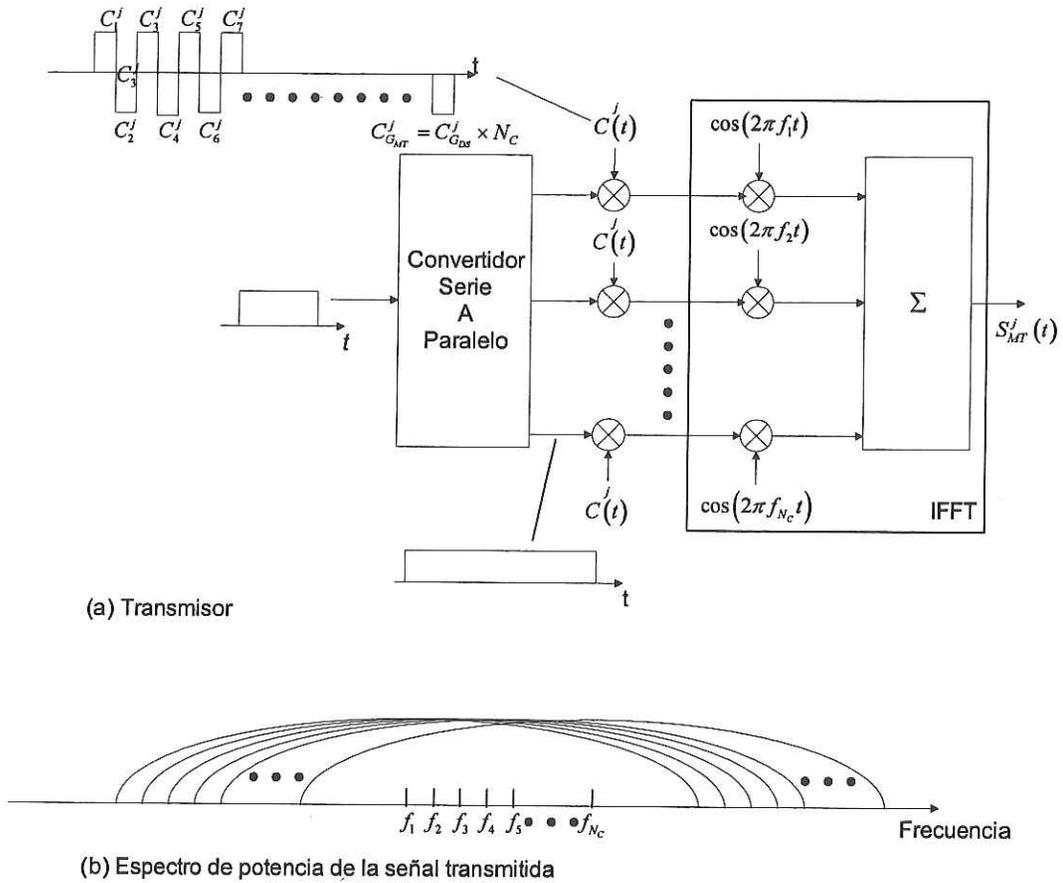


Figura 22: Sistema MT-CDMA.

El receptor MT-CDMA consiste de  $N_C$  combinadores Rake, cada uno teniendo la misma estructura que en el esquema DS-CDMA. Esta técnica sufre de ICI, debido a que se pierde la ortogonalidad de las subportadoras, sin embargo, la capacidad que tiene de emplear códigos esparcidos más largos en comparación con DS-CDMA, ayuda a reducir la auto-interferencia (“self interference”, SI) y la interferencia de acceso múltiple (MAI, “multiple access interference”).

### IV.3 Comparación de los sistemas multiportadora.

Hanzo y Yang (2002), mostraron que MC-DS-CDMA y MT-CDMA así como MC-DS-CDMA sin traslape entre portadoras, pueden ser unificadas en la familia de MC-DS-CDMA generalizado, usando un espaciamiento entre subportadoras arbitrario, además ellos mismos en el 2003 mostraron que SC-DS-CDMA y MC-CDMA presentan problemas más severos que MC-DS-CDMA. En la Tabla 1 se muestran diversos parámetros de los sistemas mencionados, se puede observar que MC-CDMA (si no se emplea el esquema modificado), tiene el mismo tiempo de símbolo de SC-DS-CDMA.

Tabla 1: Comparación de las características de los sistemas

	DS-CDMA	MC-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA
Duración del símbolo en la subportadora	$T_S$	$N_C T_S / G_{MC}$	$N_C T_S$	$N_C T_S$
Número de subportadoras	1	$N_C$	$N_C$	$N_C$
Ganancia de procesamiento	$G_{DS}$	$G_{MC} \approx G_{DS}$	$G_{MD} = G_{DS}$	$G_{MT} = N_C G_{DS}$
Duración del chip	$T_S / G_{DS}$	$T_S$	$N_C T_S / G_{MD}$	$N_C T_S / G_{MT}$
Separación entre subportadoras		$1/T_S$	$G_{DS} / (N_C T_S)$	$1 / (N_C T_S)$
Ancho de banda requerido	$G_{DS} / T_S$ con filtro Nyquist con un factor de caída $\approx 0$	$\frac{N_C + 1}{N_C} \frac{G_{MC}}{T_S}$	$\frac{(N_C + 1) G_{MD}}{N_C T_S}$	$\frac{N_C - 1 + 2G_{MT}}{N_C T_S}$

### IV.3.1 Usuarios soportados

El número de usuarios soportados por DS-CDMA depende de la ganancia de procesamiento factible y de las características de correlación cruzada de los códigos esparcidos, también influyen las características de autocorrelación cuando se está transmitiendo sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia.

En MC-CDMA, el número de usuarios soportados depende tanto de la ganancia de procesamiento como de las características de correlación cruzada de los códigos, sin embargo, dado que se asume que cada subportadora presenta desvanecimiento plano, no hay ISI inducida por las multitrayectorias, por tanto, el número de usuarios soportado permanece independiente de las características de autocorrelación de los códigos.

En MC-DS-CDMA al igual que en DS-CDMA pero a diferencia de MC-CDMA las señales pueden sufrir desvanecimiento selectivo en frecuencia, lo cual está conjuntamente relacionado con la ganancia de procesamiento y las características de autocorrelación y correlación cruzada.

### IV.3.2 Flexibilidad

En el contexto de comunicaciones de banda ancha inalámbricas la flexibilidad del diseño así como la reconfigurabilidad de los sistemas son consideraciones importantes. La flexibilidad de un esquema de acceso múltiple depende de sus grados de libertad, lo cual se define como el número de parámetros independientes que pueden ser controlados y adaptados durante la fase de diseño o que se pueden reconfigurar durante la sesión de comunicación con la ayuda de técnicas de software radio. Por ejemplo, supongamos que las tres técnicas emplean un ancho de banda de  $W_s = 2/T_c$ , además usan la misma forma de onda del chip y la misma modulación BPSK, y tienen una tasa de datos de  $R_b = 1/T_b$ . Entonces aparte de estos grados de libertad (ancho de banda, modulación, forma de onda del chip y tasa de transmisión) el rango de parámetros que se pueden reconfigurar en cada técnica es:

- En DS-CDMA no hay otro grado de libertad, es decir, las características de la señal están totalmente determinadas por los parámetros dados anteriormente.

- En MC-CDMA un grado de libertad es el número de bits  $U$  relacionados con la conversión serie a paralelo. Este parámetro determina las duraciones del símbolo y del chip, las cuales se expresan como  $T_s = T_c = UT_b$ . También determina el número total de subportadoras dentro del ancho de banda  $W_s$ , el cual se puede expresar por:  $Q = (2UT_b/T_{cl} - 1)$ .
- En MC-DS-CDMA existen tres grados de libertad además de los arriba mencionados. El primero es la duración del chip,  $T_c$ , el cual determina el número total de subportadoras  $Q$ , por ejemplo  $Q = (2T_c/T_{cl} - 1)$  para MC-DS-CDMA ortogonal. El segundo es el número de bits  $U$  relacionado con la conversión serie-paralelo, el cual determina la duración del símbolo  $T_s = UT_b$ . Estos dos parámetros determinan el factor de esparcimiento de cada subportadora  $G_{MD} = UT_b/T_c$ , también determinan la profundidad de repetición en el dominio de la frecuencia  $S$  (si se emplea), la cual se puede expresar como  $S = Q/U$ . Finalmente, el tercer parámetro es el espaciamiento entre subportadoras  $\Delta$ , el cual puede asumir un valor en el rango  $[1/T_s, 2/T_c]$ .

Los sistemas MC-DS-CDMA con un ancho de banda total  $W_s$ , número de subportadoras  $Q = US$ , espacio entre subportadoras  $\Delta$  y duración del chip  $T_c$  obedecen la relación  $W_s = (US - 1)\Delta + 2/T_c$ . Usando  $\Delta = 1/T_s$  se obtiene MT-CDMA y empleando  $\Delta = 1/T_c$  se obtiene MC-DS-CDMA ortogonal (Yang y Hanzo [2003]).

### IV.3.3 Limitaciones de SC-DS-CDMA y MC-CDMA de banda ancha.

Las futuras generaciones de sistemas de banda ancha inalámbricos soportarán una amplia gama de servicios y de tasas de transmisión con anchos de banda en el orden de decenas o cientos de megabits por segundo; debido a esto, estas señales pueden tener anchos de banda mayores que el ancho de banda de coherencia del canal de transmisión, y por tanto sufrirán desvanecimiento selectivo en frecuencia. Adicionalmente, estos sistemas de banda ancha (usando transmisión multiportadora) pueden encontrar un

corrimiento Doppler diferente entre las subportadoras de los extremos debido a la gran diferencia en frecuencia entre ellas.

En la Tabla 2 se muestra un resumen de las características típicas de las señales SC-DS-CDMA, MC-CDMA y MC-DS-CDMA. Si, por ejemplo, suponemos que tenemos un sistema con un ancho de banda de 20 MHz y soporta una tasa de bit de 1Mb/s, tanto SC-DS-CDMA como MC-CDMA presentan ciertas deficiencias (Yang y Hanzo [2003]), por ejemplo:

- Asumiendo transmisión BPSK, la duración del símbolo y la duración del bit es la misma en los dos esquemas. Se ha comprobado que el esparcimiento del retardo está distribuido en el rango  $[0.1\mu\text{s}, 3\mu\text{s}]$  (Lee [1998]). Entonces, a 1Mb/s, SC-DS-CDMA no puede tener buen desempeño en ambientes con un esparcimiento del retardo mayor a  $1\mu\text{s}$ ; de otra forma el problema de ISI surgiría debido a las trayectorias con retardo mayor a  $1\mu\text{s}$ . En MC-CDMA, si se emplea conversión S-P, se resolvería este problema, pero surgiría el problema de la fluctuación de la relación de la potencia pico a potencia promedio (peak to average power ratio, PAPR).
- La diversidad en frecuencia puede no ser eficientemente explotada en SC-DS-CDMA, así mismo, puede ser entorpecida en MC-CDMA, debido a que las envolventes de subportadoras adyacentes pueden estar altamente correlacionadas si la selectividad en frecuencia es baja. Si un receptor Rake con muchas ramas es empleado en SC-DS-CDMA (indicado para ambientes con esparcimiento del retardo grande), combinará ruido si es empleado en un ambiente con esparcimiento del retardo pequeño; si al contrario se emplea un receptor Rake con pocas ramas (pensando en un ambiente con esparcimiento del retardo pequeño), desperdiciará parte de la energía de la señal recibida por las trayectorias que no pudieron ser combinadas si se emplea en ambientes con esparcimiento del retardo alto. Se ha pensado en técnicas de combinación adaptivas que puedan combinar un número variable de ramas, pero esto trae asociado consigo el incremento en complejidad.
- Al tratar de emplear detección multiusuario (MUD), se topa con el problema de que en el enlace de bajada, el móvil tiene que ser ligero, esto implica que tiene una capacidad de procesamiento de señal relativamente baja, por tanto en la estación móvil tienen que ser empleados detectores de baja complejidad, sin embargo, tanto

SC-DS-CDMA como MC-CDMA requieren de MUD de alta complejidad para lograr el mejor desempeño posible de BER. Sin embargo se sabe que la complejidad de los algoritmos MUD se incrementa al menos linealmente con el número total de usuarios detectados por el sistema (Hanzo et al. [2003]). Además, el receptor SC-DS-CDMA requiere de procesamiento de la señal operando a tasas comparables con la tasa de chip, la cual es extremadamente alta en sistemas de banda ancha.

**Tabla 2: Características de la señal y del receptor de SC-DS-CDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA convencional.**

Esquema de acceso múltiple	Número de subportadoras	Ganancia de esparcimiento	Número de trayectorias resolubles	Métodos de combinación de diversidad
	1	$\frac{T_b}{T_{cl}}$	$\left[ \left\lfloor \frac{T_m}{T_{cl}} \right\rfloor + 1, \left\lfloor \frac{T_M}{T_{cl}} \right\rfloor + 1 \right]$	Rake
MC-CDMA	$\frac{2UT_b}{T_{cl}} - 1$	$\frac{2T_b}{T_{cl}}$	1	dominio de la frecuencia
MC-DS-CDMA	$\frac{2T_c}{T_{cl}} - 1$	$\frac{T_S}{T_{cl}}$	$\left[ \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1, \left\lfloor \frac{T_M}{T_c} \right\rfloor + 1 \right]$	Rake o dominio de la frecuencia
	Orden de diversidad alcanzable	Desvanecimiento lento	ISI fuerte	Correlación entre los elementos combinados
SC-DS-CDMA	$\left[ \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1, \left\lfloor \frac{T_M}{T_c} \right\rfloor + 1 \right]$	Sí, si $T_b < \frac{1}{\Delta F}$	Sí, si $T_b < T_M$	No
MC-CDMA	$\left( \frac{2UT_b}{T_{cl}} - 1 \right) / U$	Sí, si $T_S < \frac{1}{\Delta F}$	Sí, si $U(T_b < T_M)$	Sí, si $\frac{U}{T_S} < \frac{1}{T_m}$ o si $T_b > T_m$
MC-DS-CDMA	$\left[ \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1, \left\lfloor \frac{T_M}{T_c} \right\rfloor + 1 \right] \times \left( \frac{2T_c}{T_{cl}} - 1 \right) / U$	Sí, si $T_S < \frac{1}{\Delta F}$	Sí, si $UT_b < T_M$	Sí, si $\frac{U}{T_c} < \frac{1}{T_m}$

$T_m$  es el mínimo esparcimiento del retardo encontrado en los ambientes de propagación,  $T_M$  es el máximo esparcimiento del retardo encontrado y  $\Delta F$  es el máximo corrimiento Doppler.

#### **IV.4 MC-DS-CDMA de banda ancha para soportar comunicaciones inalámbricas ubicuas.**

Es conocido que hasta cierto punto MC-DS-CDMA es un compromiso entre SC-DS-CDMA y MC-CDMA en el contexto de la arquitectura del sistema y el desempeño. Típicamente MC-DS-CDMA requiere códigos de esparcimiento con tasas de chip mas bajas que con SC-DS-CDMA debido a que emplea varias subportadoras, necesita un número menor de subportadoras que MC-CDMA debido a que emplea esparcimiento de secuencia directa (dominio del tiempo) en cada subportadora. En consecuencia MC-DS-CDMA requiere por lo general un procesamiento de la señal a menor tasa que SC-DS-CDMA y tiene una menor fluctuación de la potencia pico a media (PAPR mas bajo). MC-DS-CDMA exhibe diversas ventajas para usarlo en comunicaciones inalámbricas ubicuas (Yang y Hanzo [2003]), algunas de las cuales serían:

- Es capaz de proporcionar comunicaciones ubicuas en ambientes tan diversos como: interiores, exteriores, rurales, suburbanos y urbanos, esto se logra al evitar o al menos mitigar los problemas impuestos por los diferentes canales dispersivos asociados a los ambientes mencionados, variando las características del sistema, ya que presenta el mayor número de grados de libertad, dando una gran diversidad de configuraciones.
- MC-DS-CDMA de banda ancha garantiza que las señales de las subportadoras combinadas presenten desvanecimiento independiente (usando repetición en el dominio de la frecuencia o esparcimiento en frecuencia).
- Es capaz de disminuir los requerimientos de procesamiento a alta velocidad requeridos por ejemplo por SC-DS-CDMA de banda ancha. Esto se logra al introducir la FFT en el proceso de modulación-demodulación, con el cual se puede llevar a cabo este proceso para todas las subportadoras en un solo paso.

- También es capaz de reducir el problema del PAPR, dado que con el empleo de esparcimiento en tiempo de las subportadoras se reduce considerablemente el número de subportadoras en comparación con MC-CDMA.
- La ortogonalidad de los códigos esparcidos en el dominio del tiempo permanece inalterada debido a la dispersión inducida por el desvanecimiento, dado que cada subportadora sufre desvanecimiento plano. Por tanto en el enlace descendente, los usuarios pueden ser detectados casi con la misma calidad con que se detecta un usuario en un sistema que no emplea MUD.

Pero también presenta ciertas desventajas, las cuales citaremos a continuación, así como algunas contramedidas para solucionarlas.

- El corrimiento Doppler de la subportadora más baja puede ser muy diferente del de la más alta. Esto debido a que el sistema puede ocupar anchos de banda de decenas o centenas de megahertz. Los diferentes corrimientos destruirían la ortogonalidad de las subportadoras y surgiría el problema de ICI. Sin embargo en la mayoría de los casos, la ICI producida por otras subportadoras se vuelve suficientemente pequeña como para despreciarla, si la velocidad de la terminal móvil no es muy alta. Esto porque la ortogonalidad entre subportadoras adyacentes permanece relativamente inalterada debido a que tienen frecuencias similares, y la diafonía impuesta por subportadoras mas alejadas es relativamente baja porque el decaimiento de esta, es inversamente proporcional a la separación en frecuencia.
- Como se muestra en la Tabla 2, el grado de diversidad en frecuencia es inversamente proporcional al número de flujos paralelos (repetición en frecuencia, o esparcimiento en frecuencia), por lo tanto la diversidad en frecuencia por si sola puede no ser suficiente para obtener el BER requerido, sin embargo se puede hacer uso de diversidad espacial para obtener mejor desempeño.

Teniendo en cuenta lo anterior podemos decir que MC-DS-CDMA de banda ancha usando diversidad espacial es una técnica capaz de evitar las limitaciones que se encuentran cuando se llevan a cabo comunicaciones inalámbricas en medios de propagación dispersivos.

# **CAPÍTULO V Implementación del Modelo Propuesto**

## **V.1 Implementación de Modelos de Simulación.**

### **V.1.1 INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se presentan los modelos de simulación implementados con el fin de analizar el comportamiento de la técnica híbrido MC-DS-CDMA. Existen tres técnicas principales de modelado para evaluar el desempeño de un sistema de red:

1. Modelado analítico
2. Modelado por simulación
3. Modelado empírico

El modelado analítico no requiere una etapa de implementación física, requiere de conocimientos y herramientas matemáticas y/o computacionales de alto nivel, no alcanza mucha exactitud ya que hace suposiciones no reales, pero tiene la ventaja de ser muy económico. El modelado por simulación tampoco necesita una etapa de implementación física, sin embargo es necesario contar con programas y herramientas computacionales de simulación que en ocasiones resultan costosas pero proporcionan una exactitud moderada, y el tiempo requerido para la implementación no es muy extenso. Para el modelado empírico o por experimentación, es necesaria la construcción de un prototipo electrónico que requiere de mucho tiempo de ensamble, tiempo de medición y análisis y de equipo muy costoso; los resultados son de exactitud variada, ya que existen factores como calidad de los dispositivos, del equipo de medición, circuito implementado, etc.

Dentro de las herramientas de simulación existen desde lenguajes de bajo y medio nivel, como ensamblador y C o MATLAB respectivamente, hasta paquetes de software ofrecidos por algunas empresas especialistas en el área. Se ha optado por emplear

MATLAB junto con SIMULINK puesto que son lenguajes de fácil aprendizaje y son ampliamente utilizados en la comunidad científica.

La descripción del sistema propuesto se hará dividiéndolo en tres bloques fundamentales, cada uno teniendo a su vez diferentes partes constitutivas. Estos bloques fundamentales son el transmisor, el canal de comunicaciones y el receptor.

## V.2 Transmisor

El transmisor tiene la estructura básica de un transmisor MC-DS-CDMA tal y como se mostró en el capítulo anterior, en la Figura 23 se muestra el modelo a bloques del transmisor desarrollado en simulink.

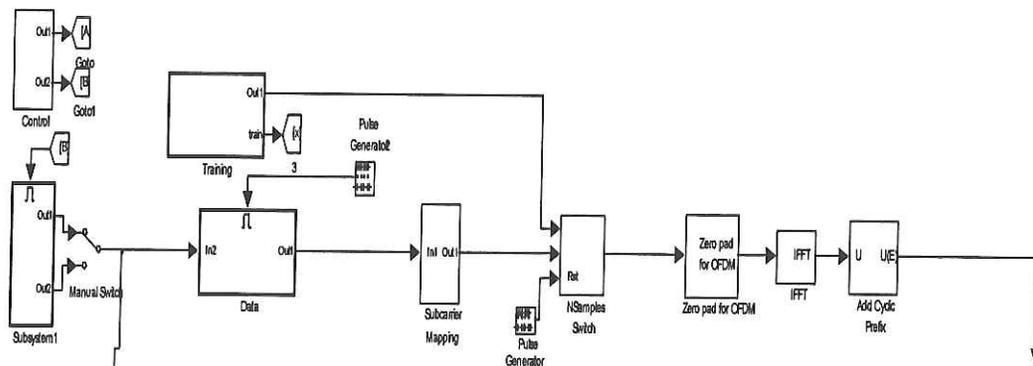


Figura 23: Modelo Simulink del transmisor MC-DS-CDMA, con un solo usuario.

Este modelo se desarrolló en base a las características empleadas por el estándar 802.11a, el cual especifica un ancho de banda de 20MHz entre canales, se utiliza una FFT de tamaño 64, solo empleándose 52 portadoras para el transporte de datos, las restantes subportadoras son puestas a 0; de estas 52 subportadoras solo 48 llevan información del usuario, las restantes cuatro son frecuencias piloto.

En la Tabla 3 se resumen las características físicas más importantes del estándar usado como base del subsistema OFDM del transmisor MC-DS-CDMA.

Tabla 3: Parámetros de la capa física del estándar 802.11a.

parámetro	Valor
Num. de subportadoras con información	52
Num. de subportadoras de datos	48
Num. de subportadoras piloto	4
Tamaño de FFT	64
Separación entre subportadoras	312.5 MHz
período FFT/IFFT	3.2 $\mu$ s
Duración del símbolo OFDM	4 $\mu$ s
Duración del prefijo cíclico	0.8 $\mu$ s
Duración de la secuencia de entrenamiento	8 $\mu$ s

El transmisor, consiste de un generador de datos aleatorio (es posible emplear una secuencia predefinida por el usuario), tal como se muestra en la Figura 24; posteriormente, estos datos son modulados obteniéndose una secuencia de valores complejos que dependerán del esquema de modulación empleado (BPSK, QPSK, 16QAM, 16PSK, etc) dando como resultado diferentes tasas de transmisión.

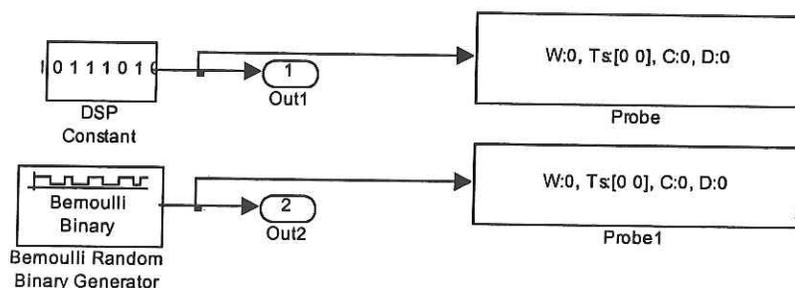


Figura 24. Selección de fuente de datos.

A continuación estos símbolos complejos, son ensanchados en el tiempo al ser multiplicados por la secuencia ortogonal (código walsh), tal como se muestra en la Figura 25.

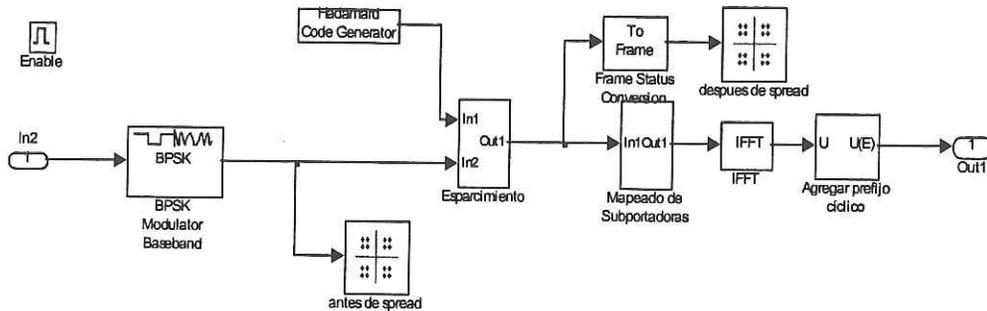


Figura 25: Subsistema CDMA dentro del transmisor.

Después la señal pasa por un bloque de acomodo, donde los datos correspondientes a las subportadoras son colocados en la posición correspondiente antes de pasar por la IFFT, además se insertan las subportadoras piloto, por último se le asigna un valor de cero a las subportadoras que no se emplean (la subportadora central y las de las orillas) ver Figura 26.

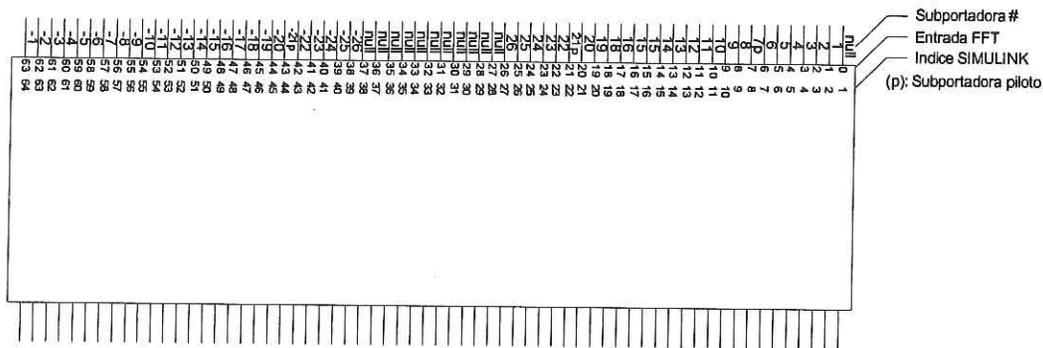


Figura 26: Mapeo de subportadoras antes de aplicar la FFT.

Con estos diferentes esquemas de modulación y variando el factor de esparcimiento, es posible obtener las tasas de transmisión especificadas en la Tabla 4

**Tabla 4: Tasas de transmisión para los diferentes factores de esparcimiento y modulaciones.**

Tasa de transmisión (Mbps)	Factor de esparcimiento	Esquema de modulación
0.750	16	BPSK
1.5	16	QPSK
3	16	16QAM, 16PSK
3.75	16	32QAM, 32PSK
4.5	16	64PSK
1.5	8	BPSK
3	8	QPSK
6	8	16QAM
3	4	BPSK
6	4	QPSK
12	4	16QPSK, 16QAM

### V.3 Modelo de Canal

El canal de propagación radio en ambientes de interiores es similar a los canales de exteriores ya que ambos experimentan propagación multitrayectoria generadas por un gran número de reflectores y dispersores. Sin embargo, el canal de interiores tiene particularidades que complican la propagación radio. El canal de interiores no es estacionario ni en espacio ni en tiempo, debido al movimiento de personas y otros receptores/transmisores alrededor de las antenas. Los movimientos rápidos y altas velocidades no existen en ambientes de interiores y, por lo tanto, el corrimiento Doppler es de pequeño a despreciable. En la Figura 27 se muestra un ejemplo de propagación en interiores y los efectos que se producen en la señal recibida (Luna Ramos [2004]). El retardo máximo de propagación en interiores es típicamente menor que  $1\mu\text{s}$ ; por lo tanto, es posible alcanzar tasas de transmisión más altas que en exteriores para un mismo nivel de interferencia (Luna Ramos [2004]).

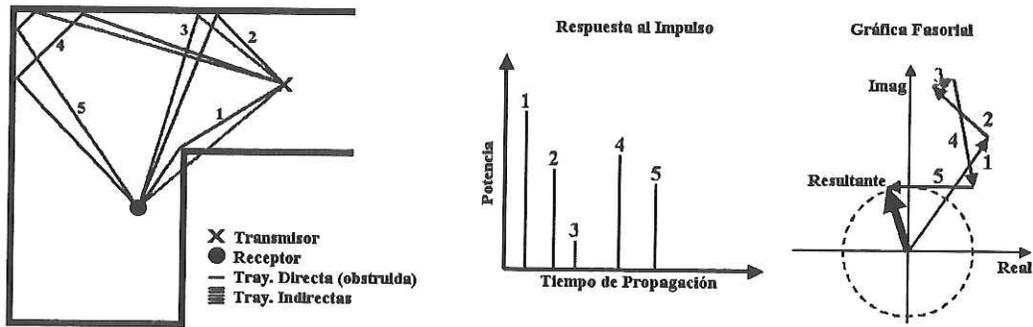


Figura 27: Propagación por multitrayectorias en interiores.

### V.3.1 Representación Matemática del Canal.

La respuesta del canal en forma compleja en pasabajas (bandabase) esta compuesta por dos componentes:

$$\hat{h}(\tau, t) = s(t) \times \vartheta(\tau, t), \quad (30)$$

donde  $s(t)$  es el componente de desvanecimiento debido a la sombra (shadow fading) y  $\vartheta(\tau, t)$  es el componente debido a las multitrayectorias (Jeruchim et al. [2000]).

La señal transmitida  $s(t)$  puede ser representada por su equivalente pasabajas  $s_l(t)$  mediante :

$$s(t) = \text{Re} \left( s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right). \quad (31)$$

Un modelo simple de canal multitrayectoria discreto tendría la forma:

$$r(t) = \sum_{mt=0}^{MT} \beta_{mt}(t) s(t - \tau_{mt}(t)), \quad (32)$$

donde  $MT$  es el número de multitrayectorias.  $\beta_{mt}$  y  $\tau_{mt}$  denotan la atenuación y el tiempo de retardo de la  $mt$ -ésima trayectoria, respectivamente.

Entonces a la salida del canal tendríamos:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \left[ \sum_{mt=0}^{MT} \beta_{mt}(t) e^{-j2\pi f_c \tau_{mt}(t)} s_l(t - \tau_{mt}(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (33)$$

La señal recibida es el resultado de la convolución de la respuesta al impulso del canal pasabajas con el equivalente pasabajas de la señal transmitida. Así, el equivalente pasabajas de la respuesta al impulso,  $h(\tau; t)$  del canal es (Jeruchim et al. [2000]):

$$h(\tau; t) = \sum_{mt=0}^{MT} \beta_{mt}^0(t) \delta(\tau - \tau_{mt}), \quad (34)$$

donde  $t$  indica la variabilidad en el tiempo. Las complicadas variaciones del canal radio son modeladas comúnmente utilizando la respuesta al impulso del canal. La ecuación 34 representa una propagación ideal, en donde el ancho de banda de transmisión es infinitamente amplio. De esta manera, cualquier multitrayectoria puede ser resuelta (detectada) por el receptor en el dominio del tiempo. Sin embargo, en la práctica, el ancho de banda no es infinito. Si el retardo entre dos trayectorias consecutivas es menor que el inverso del ancho de banda de transmisión, esas trayectorias serán sumadas vectorialmente en una trayectoria equivalente a la suma fasorial de las mismas. Por lo tanto, las trayectorias dentro de una cierta ventana de tiempo (normalmente el período de muestreo), pueden representarse mediante un componente fasorial con un tiempo de retardo equivalente a la posición de la muestra en el eje del tiempo, como se ilustra en la Figura 27. Así, el número de muestras en tiempo es  $\Xi = \lfloor \tau_{\max}/T_s \rfloor + 1$ , donde  $T_s$  es el período de muestreo y  $\lfloor x \rfloor$  indica el entero mas grande, menor o igual a  $x$ . La respuesta al impulso del canal puede reescribirse como:

$$h(\tau; t) = \sum_{\xi=0}^{\Xi-1} b_{\xi}(t) \delta(\tau - \tau_{\xi}(t)) \quad (35)$$

donde  $\tau_{\xi}$  es el retardo de la muestra  $\xi$ . El valor del fasor para la muestra  $\xi$  es:

$$b_{\xi} = \sum_{mt=1}^{K_{\xi}} \beta_{\xi, mt} e^{-j2\pi\tau_{\xi, mt}} \quad (36)$$

donde  $mt$  es la  $mt$ -ésima trayectoria dentro de la muestra  $\xi$  y  $K_{\xi}$  es el número total de trayectorias dentro de una muestra.

Si bien la propagación por multitrayectorias degrada seriamente el desempeño de los sistemas de comunicaciones, poco puede hacerse para eliminarla. Sin embargo, si

caracterizamos bien el medio, podemos diseñar transmisores y receptores que se 'acoplen' al canal y reduzcan el efecto de estas perturbaciones. Por lo tanto, una detallada caracterización del canal radio es un requisito fundamental para el diseño exitoso de sistemas de comunicaciones. En teoría, el desempeño del canal radio puede predecirse resolviendo las ecuaciones de Maxwell. En la práctica, sin embargo, no es posible hallar una solución basada en métodos numéricos para resolver estas ecuaciones, dada la complejidad computacional que se requiere. Por lo tanto, es necesario utilizar técnicas y mediciones aproximadas.

Se han desarrollado diversos modelos de propagación para caracterizar el ambiente de interiores, ver Hashemi [1993], Tam y Tran [1995], los cuales pueden clasificarse en dos grupos: modelos estadísticos y modelos determinísticos. El modelado determinístico del canal se realiza a través del cálculo directo de propagación de la señal para una configuración transmisor-receptor dada y una disposición fija de obstáculos. Para ello se requiere información específica y detallada de la estructura del ambiente, así como de las propiedades electromagnéticas de los materiales. De manera práctica, es un modelado aproximado, ya que los cálculos sólo pueden ser realizados en ambientes de propagación idealizados donde todos los objetos tienen formas regulares simples y propiedades electromagnéticas conocidas.

Los modelos estadísticos son completamente caracterizados por un grupo de parámetros, que son utilizados para generar respuestas al impulso representativas de un canal real. La mayoría de las variaciones en las señales recibidas son indeterminables y, por lo tanto, es válido describir las propiedades del canal de manera estadística. Los modelos estadísticos son preferidos para realizar simulaciones de sistemas completos de comunicaciones, debido a que requieren menos complejidad computacional. Por ello, en este trabajo se ha elegido un modelo de tipo estadístico, el cual está basado en el ya clásico modelo Saleh-Valenzuela [Saleh y Valenzuela, 1987], como se describe a continuación.

### **V.3.2 Modelo de Saleh-Valenzuela**

Como se mencionó anteriormente, la respuesta al impulso del canal puede utilizarse para modelar el ambiente de interiores, a través de mediciones o simulaciones. Saleh y

Valenzuela utilizaron los resultados de sus mediciones y las de otros investigadores para desarrollar un modelo estadístico de canal radio para simular y analizar los diversos esquemas de comunicación en interiores. Su trabajo mostró que la respuesta del modelo asemejaba a las de las mediciones realizadas, y el mismo puede extenderse a otras condiciones de propagación modificando sus parámetros. El modelo supone que las múltiples réplicas de la señal arriban al receptor en grupos compactos, comúnmente conocidos como *clusters*. La formación de estos *clusters* está relacionada con la estructura de los edificios, mientras que los componentes multitrayectoria dentro de cada *cluster* se generan por múltiples reflexiones de objetos en la vecindad tanto del transmisor como del receptor.

## V.4 Receptor

El receptor del sistema propuesto en términos generales está compuesto por bloques que efectúan la operación inversa del transmisor, agregándole que se tiene un arreglo de antenas (4 antenas) con un algoritmo de combinación operando en el dominio del tiempo.

### V.4.1 Arreglo de antenas en el dominio del tiempo

El arreglo de antenas propuesto consiste de cuatro elementos, los cuales toman las muestras producidas por el canal y las combinan utilizando el algoritmo SMI (Sample Matrix Inversion).

Como se observa en la Figura 21, después de la operación IFFT en el transmisor, el  $j$ -ésimo símbolo OFDM (en el dominio del tiempo) es:

$$S_{MD}(t) = [s_1, s_2, \dots, s_K, s_{K+1}, \dots, s_M], \quad (37)$$

donde  $M = K + L$  es el número total de muestras en un símbolo MC-DS-CDMA.  $K$  y  $L$  son la longitud de muestras resultantes de la operación IFFT y el número de muestras del prefijo cíclico, respectivamente ( $K=64$ ,  $L=16$ , la duración de cada muestra es de 50ns).

La respuesta del canal al  $j$ -ésimo símbolo es:

$$h(t) = [h_1, h_2, \dots, h_C] \quad (38)$$

donde  $C$  es la longitud del canal ( $C < L$ ).

El canal propuesto (el cual es selectivo en frecuencia y variante en el tiempo) es modelado mediante un filtro FIR equivalente, como se observa en la Figura 28, compuesto por  $C$  taps separados uniformemente en el tiempo.

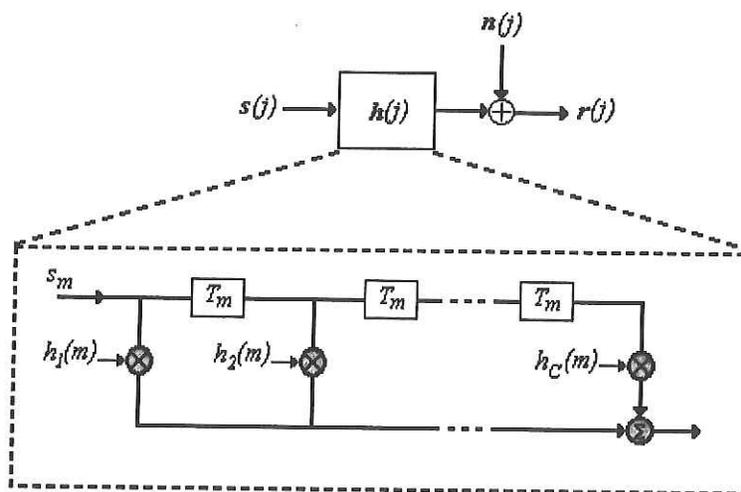


Figura 28: Respuesta al impulso del canal implementado. La variable discreta  $t = mT_m$ , donde  $T_m$  es el período de muestreo ( $T_m = 1/B$ ) y  $m$  denota una muestra dentro del  $j$ -ésimo símbolo ( $m = 1, 2, \dots, M$ ).

El canal es completamente caracterizado mediante sus propiedades estadísticas. Para ello se utiliza el modelo Saleh-Valenzuela extendido revisado en el capítulo 2. El modelo propuesto por Quentin Spencer es utilizado para generar las amplitudes, retardos, fases y ángulos de arribo para todas las multitrayectorias, tal y como son observadas por el elemento de referencia del arreglo.

El valor de cada muestra  $h_c$  generada por el canal es descrita por la ecuación:

$$h_c(m) = \sum_{m=1}^{MT_C} e^{-j(2\pi f_D \cos(\theta(c,mt)) + \varphi(c,mt))mT_m}, \quad (39)$$

donde  $f_D$  es la máxima frecuencia doppler inherente al sistema,  $\varphi$  y  $\theta$  son la fase y el ángulo de arribo de cada multitrayectoria y  $MT_C$  es el número de multitrayectorias en un tap, el cual está asociado con la distribución de retardo del modelo aplicado y condicionado por:

$$MT = \sum_{c=1}^C MT_C, \quad (40)$$

donde  $MT$  es el número total de multitrayectorias en el canal. Nótese que existe la posibilidad de se encuentre algún tap  $c$  vacío, si ninguna multitrayectoria existe en el correspondiente retardo. Los parámetros utilizados en la simulación del canal se muestran en la Tabla 5.

**Tabla 5: Parámetros del modelo de canal radio simulado.**

Parámetro	Valor	Fuente
Núm. de clusters	17	(Correira, 2001)
Núm. de trayectorias/cluster	6	
Distancia de TX-RX	50 m	
Exponente de pérdidas	3	(Correira, 2001)
Ganancia de antena de TX-RX	1	
Tiempo de decaimiento de arribo	78 ns	(Spencer, 1996)
Tiempo de decaimiento de cluster	32.2 ns	(Spencer, 1996)
Tasa de arribo de cluster	1/17 ns	(Spencer, 1996)
Tasa de arribo de trayectorias	1/6.6 ns	(Spencer, 1996)
Desviación estandar de AOA	21.5°	(Spencer, 1996)
Frecuencia	5 GHz	

Se sabe que si el canal es invariante en el tiempo durante el período del símbolo MC-DS-CDMA, y la longitud del prefijo cíclico es mayor que la respuesta al impulso del canal, un canal selectivo en frecuencia puede modelarse como un canal con desvanecimiento plano en frecuencia para cada una de las  $K_u$  subportadoras útiles.

Consideremos un sistema OFDM con un arreglo de antenas en el receptor con  $A$  elementos, como se muestra en la Figura 29.

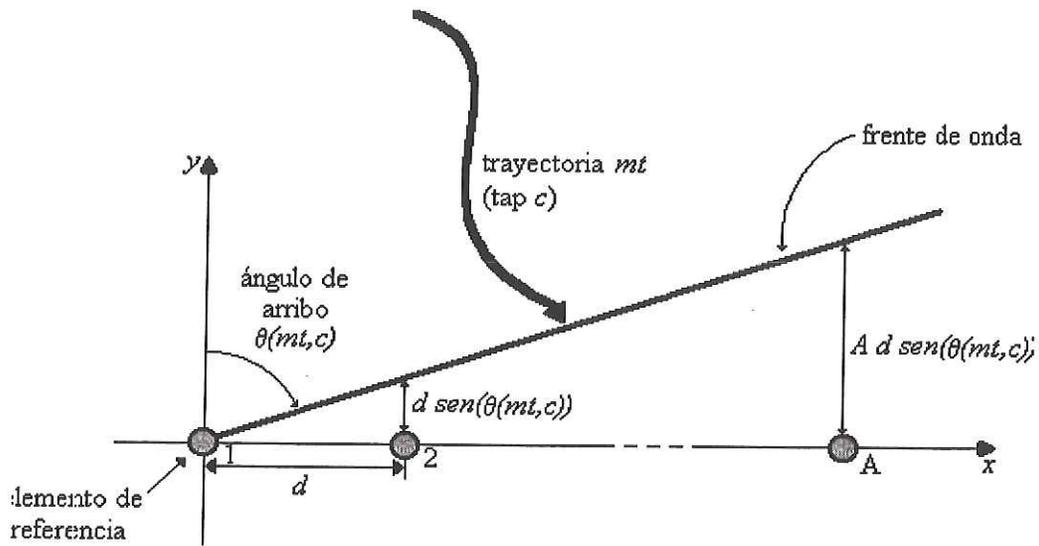


Figura 29: Esquema general de antena adaptiva para un sistema OFDM.

Se recibe la misma información en cada uno de los elementos del arreglo lineal; se tiene una distancia idéntica entre elementos  $d = \lambda_0/2$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda a la frecuencia de la portadora de la señal MC-DS-CDMA. Sin embargo, una onda propagándose a través del arreglo posee un corrimiento en su fase de  $2\pi/\lambda_k$ . Nótese que el corrimiento de fase depende de la longitud de onda  $\lambda_k$ , lo cual es de particular importancia para los sistemas OFDM, ya que transmiten en múltiples frecuencias. Así, la respuesta del arreglo a cada multitrayectoria está dada por la ecuación (41):

$$a^T(\theta, k) = \left[ 1, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda_k} \sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi(A-1) \frac{d}{\lambda_k} \sin(\theta)} \right] \quad (41)$$

Por lo tanto, la ecuación 39 puede escribirse como:

$$h_c^k(m) = \sum_{mt=1}^{MT_c} a(\theta(c, mt), k) e^{-j(2\pi f_D \cos(\theta) + \varphi) m T_m} \quad (42)$$

Esto es, la repuesta del arreglo es agregada a cada multitrayectoria para tomar en cuenta el corrimiento de fase en el arreglo y evitar indeterminación del ángulo de arribo al obtener las multitrayectorias detectables  $h_c$ .

Se supone que la salida de cada antena es muestreada a una tasa de  $M$  muestras por símbolo MC-DS-CDMA. La señal recibida, en el  $j$ -ésimo símbolo a la salida de la  $a$ -ésima antena es:

$$r_a(j) = s(j)H(j) + n(j), \quad (43)$$

donde  $s(j)$  son los símbolos transmitidos y  $n(j)$  es el vector de ruido gaussiano e interferencia recibida de otros usuarios.  $H(j)$  es una matriz Toeplitz  $M \times M$ , definida por (Luna Ramos [2004]):

$$H(j) = \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & h_2 & h_1 & \dots & 0 & 0 \\ h_C & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h_C & \dots & \dots & \dots & h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & h_C \end{pmatrix} \quad (44)$$

En el dominio de la frecuencia, la función de transferencia del canal en la  $k$ -ésima subportadora vista por el arreglo de antenas es:

$$H_k^a(j) = \sum_{c=1}^C h_c^k(l) e^{-j2\pi \frac{kc}{K}} \quad (45)$$

De manera similar a la ecuación (41), puede escribirse:

$$R_k^a(j) = S_k^a(j)H_k^a(j) + N_k^a(j) \quad (46)$$

donde  $S_k(j)$  y  $N_k(j)$  son, el dato enviado en  $k$ -ésima subportadora y el ruido e interferencia en la  $k$ -ésima subportadora detectados por la  $a$ -ésima antena, respectivamente.

De la ecuación 46 puede desprenderse que, para cada subportadora, el canal con multitrayectorias se vuelve (idealmente) un canal con una única trayectoria. Por lo tanto, la señal recibida puede considerarse de banda estrecha (Sun y Matsuoka [2002]).

En este modelo se asume que la respuesta al impulso del canal permanece constante durante el tiempo de símbolo.

## CAPÍTULO VI Resultados y Discusión

### VI.1 Introducción

En este capítulo, se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones del sistema MC-DS-CDMA. Nos enfocaremos a presentar los resultados de una manera gráfica, se mencionan los valores de los parámetros del modelo utilizado en cada simulación, los resultados que se muestran consisten principalmente de gráficas de BER contra SNR.

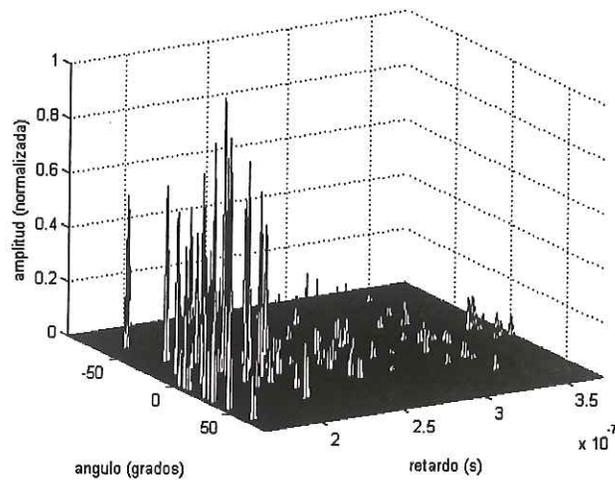
### VI.2 Características del canal radio empleado.

Como se mencionó en el capítulo anterior, el canal está basado en el modelo de Saleh-Valenzuela extendido. En la Tabla 6 se muestran los parámetros de retardo del canal simulado, promediando 1000 simulaciones (Luna Ramos [2004]).

**Tabla 6: Características de dispersión del retardo presentes en el modelo de canal.**

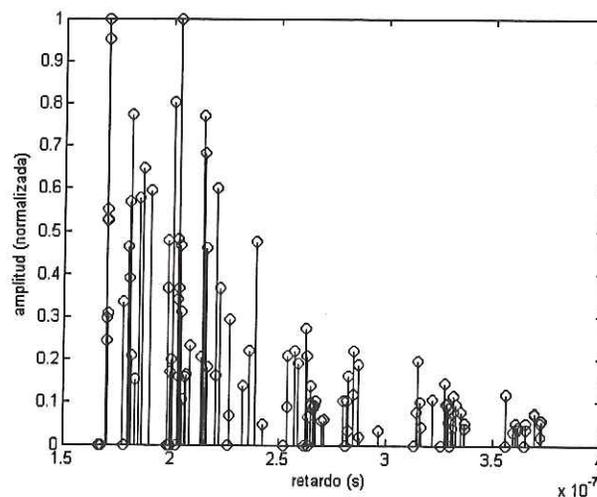
<b>Dispersión del retardo</b>	<b>Valor (ns)</b>
promedio	223.8
rms	67.2
máxima	413.7

En la Figura 30 se muestra la respuesta al impulso del canal implementado; en ella es posible observar las características de retardo de las multitrayectorias, así como los diferentes ángulos de llegada de las mismas.



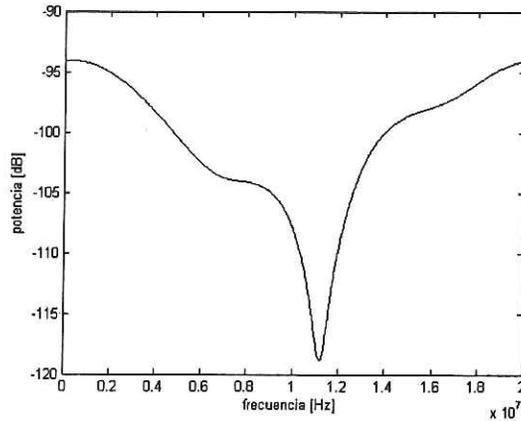
**Figura 30: Respuesta al impulso del canal generado.**

La Figura 31 es una proyección en dos dimensiones de la figura anterior, sin tomar en cuenta el ángulo de llegada de las multitrayectorias; en esta se observa más claramente la forma en que llegan las trayectorias y se aprecia la formación de los “clusters” tal y como lo especifica el modelo de Saleh-Valenzuela.



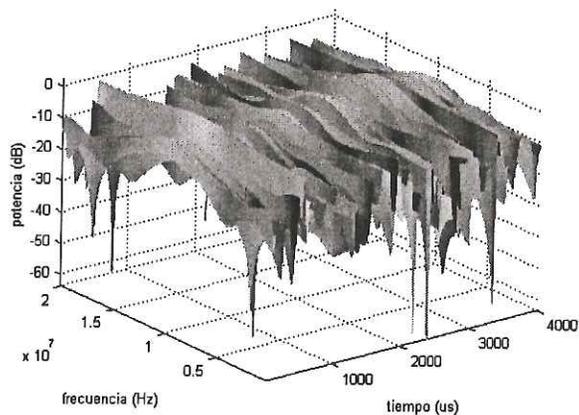
**Figura 31: Perfil de retardo del canal.**

En la Figura 32 se muestra la respuesta en frecuencia del canal correspondiente a las figuras anteriores, como se observa el canal presenta desvanecimiento selectivo en frecuencia dentro del ancho de banda considerado que es de 20MHz.



**Figura 32: Respuesta en frecuencia del canal.**

La Figura 33 muestra un ejemplo del comportamiento del canal conforme avanza el tiempo. Así se comprueba que el canal es aleatorio y no presenta el mismo comportamiento a lo largo de la simulación sino que en cada nuevo símbolo MC-DS-CDMA se genera una nueva respuesta. En este caso una nueva respuesta del canal es generada cada  $40\mu\text{s}$ , correspondientes a dos símbolos de preámbulo ( $8\mu\text{s}$ ) y un símbolo MC-DS-CDMA, se utilizó un factor de esparcimiento igual a 8 ( $4\mu\text{s} \cdot 8 = 32\mu\text{s}$ ).



**Figura 33: Variación de la respuesta en frecuencia del canal.**

## **VI.3 Resultados del sistema MC-DS-CDMA**

El propósito de las simulaciones cuyos resultados se muestran a continuación es analizar el enlace de subida, correspondiente a la comunicación del móvil a la base. Además, en las simulaciones se emplean diferentes modulaciones (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 16-QAM, 32-PSK, 32-QAM y 64-PSK, 64-QAM) con el fin de observar el comportamiento del sistema. Así mismo, se emplean códigos de esparcimiento de diferente longitud, con lo que se obtienen diferentes factores de esparcimiento y por tanto diferentes tasas de transmisión.

El subsistema OFDM comparte varias características con el empleado en el estándar IEEE 802.11a ya que utiliza 64 subportadoras, de las cuales sólo se emplean 48 para transmitir datos, con 4 más para pilotos, y el resto no son empleadas. Dado que se usó el estándar anterior como base para el modelo, el ancho de banda total que resulta de ello es de 20MHz pero si se toman en cuenta sólo las subportadoras empleadas, resulta en un ancho de banda de 16MHz para todos los casos, no importando la longitud del código de esparcimiento empleado. Al crecer ésta, la tasa de transmisión neta disponible para los datos se reduce de manera proporcional.

A continuación se presentan gráficas de BER contra SNR para diferentes esquemas MC-DS-CDMA, con las primeras gráficas referidas a un sistema simple considerando solamente ruido gaussiano y antena única. Las siguientes estarán referidas al sistema final con el canal Saleh-Valenzuela y un arreglo de 4 antenas. Así mismo se presentan los resultados obtenidos por Luna Ramos (2004) sobre un sistema OFDM con un arreglo de cuatro antenas y usando el mismo modelo de canal. En todos ellos se modela el enlace de bajada y no se emplea corrección de errores.

### **VI.3.1 Sistema MC-DS-CDMA Simple**

Con este modelo, que sólo incorpora el efecto de canal gaussiano, se realizaron simulaciones para diferentes factores de esparcimiento y diferentes esquemas de modulación.

En la Figura 34 se muestran los resultados para una modulación BPSK y un factor de esparcimiento igual a 16. Es posible observar la gran diferencia que implica el que existan multitrayectorias (canal Rayleigh). La línea superior corresponde a un canal en el que están presentes solo 3 multitrayectorias, lo que conlleva un efecto importante sobre la señal de información.

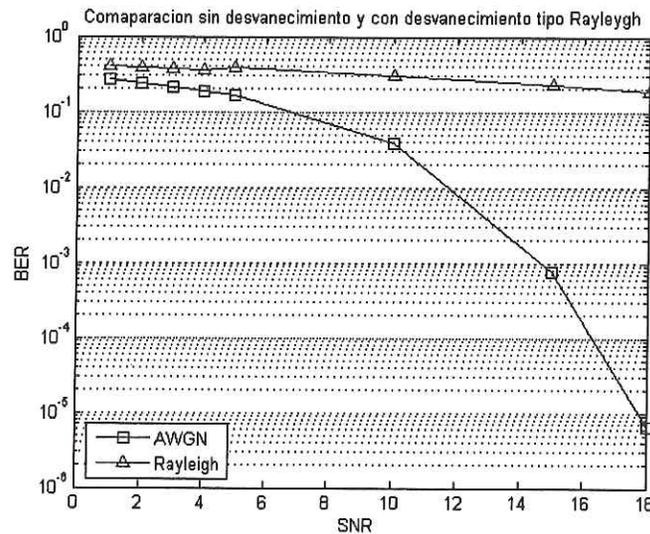


Figura 34: BER vs. SNR para un canal AWGN puro y uno con desvanecimiento tipo Raleigh.

En la Figura 35 se muestran los resultados de la simulación correspondiente a un factor de esparcimiento de 64 para diferentes modulaciones con un solo usuario presente en el sistema.

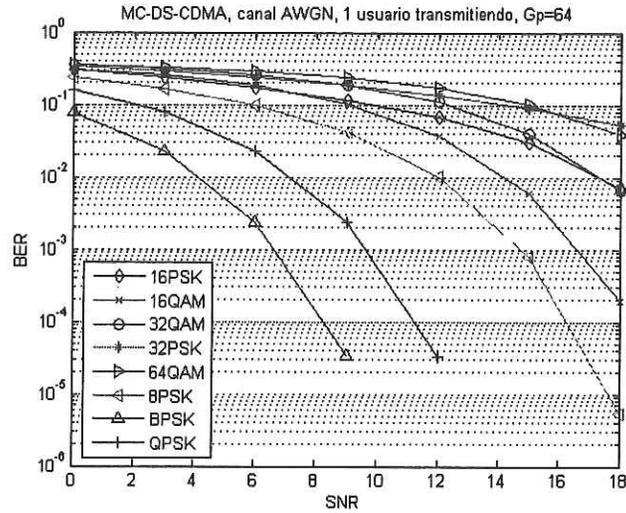


Figura 35: Gráfica de BER vs. SNR para un factor de esparcimiento de 64.

Como es de esperar con la modulación BPSK se obtiene el mejor desempeño, seguido por QPSK con una diferencia aproximada de 3dB; lo sigue 8PSK con un desempeño bueno, obteniendo un BER menor a  $10^{-5}$  para un SNR de 10dB. Con 16QAM se obtiene un desempeño aceptable al presentar una tasa de error menor a  $10^{-4}$  para un SNR de 16dB. Las demás modulsiones no sobrepasan una tasa de error de  $10^{-2}$ . Hay que notar que la modulación 16QAM tiene un mejor desempeño que 16PSK, esto debido principalmente a la mayor distancia Hamming entre símbolos contiguos de la modulación 16QAM, como es posible observar en la Figura 36.

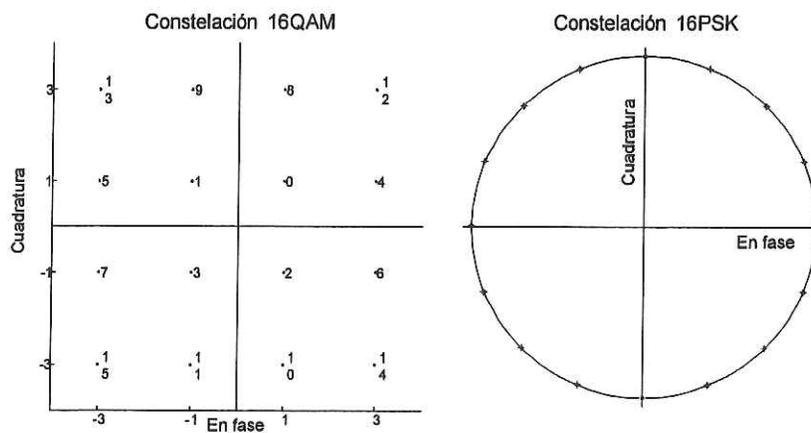


Figura 36: Constelaciones 16PSK y 16QAM.

En la Figura 37 se muestran los resultados de la simulación para un factor de esparcimiento de 16. Se puede apreciar que el desempeño de las diferentes modulaciones empeoró comparándolo con el modelo con esparcimiento 64, dado que se requiere mayor SNR para este caso con el fin de obtener tasas de error de bits similares.

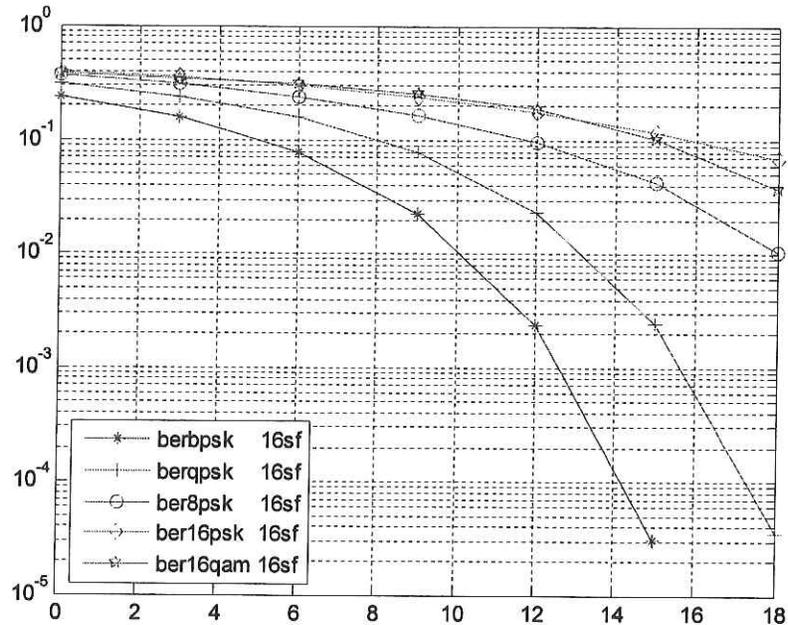


Figura 37: Gráfica de BER vs. SNR con un factor de esparcimiento de 16.

Los resultados de la figura anterior muestran que la modulación BPSK es la que tiene mejor desempeño seguida muy de cerca por QPSK, esto debido a que son las modulaciones más simples y por tanto los símbolos de la constelación están más separados entre sí. 16QAM presenta una ligera ventaja sobre 16PSK, también debido a su mayor distancia entre símbolos.

La degradación del desempeño del sistema, observada en la Figura 37, comparándola con la Figura 35 se debe a la menor ganancia de procesamiento, ya que en un caso (fig. 36) se utilizaron códigos hadamard de 64 chips y en el otro (fig. 38) se usaron códigos de una longitud de 16 chips.

Los resultados anteriores siguen la tendencia propia de un sistema CDMA, puesto que sólo está presente ruido AWGN es decir no existen multitrayectorias y por ende

desvanecimiento selectivo en frecuencia. Además, puesto que se mantiene la ortogonalidad de las subportadoras, el resultado final es análogo al encontrado si tuviéramos varios sistemas CDMA transmitiendo en paralelo.

### VI.3.2 Sistema MC-DS-CDMA con arreglo de antenas adaptivas.

En esta sección se muestran los resultados obtenidos al agregar al modelo simple el arreglo de antenas adaptivo, así como el modelo de canal Saleh-Valenzuela. En este caso el espaciamiento se mantiene constante  $G_p=16$ , el ancho de banda ocupado es de 20MHz y el canal presenta desvanecimiento selectivo en frecuencia.

En la Figura 38 se muestran los resultados para la modulación 16PSK con un factor de espaciamiento de 16 y un usuario presente en el sistema.

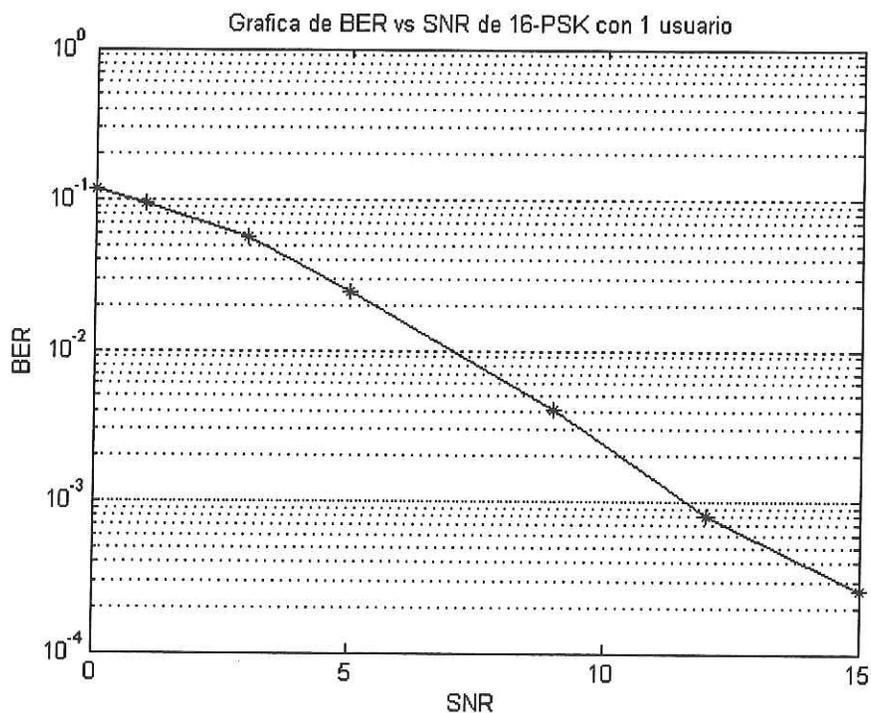


Figura 38: BER vs. SNR de la modulación 16PSK con un usuario presente y una ganancia de procesado de 16.

Por otro lado la Figura 39 muestra las constelaciones obtenidas en el receptor para 16PSK. En éstas se aprecia una mejora en la constelación conforme el SNR aumenta, mientras que en la Figura 40 se muestra el efecto del arreglo de antenas sobre la señal recibida, la cual es de mejor calidad ya que contiene menos ruido de fase y amplitud.

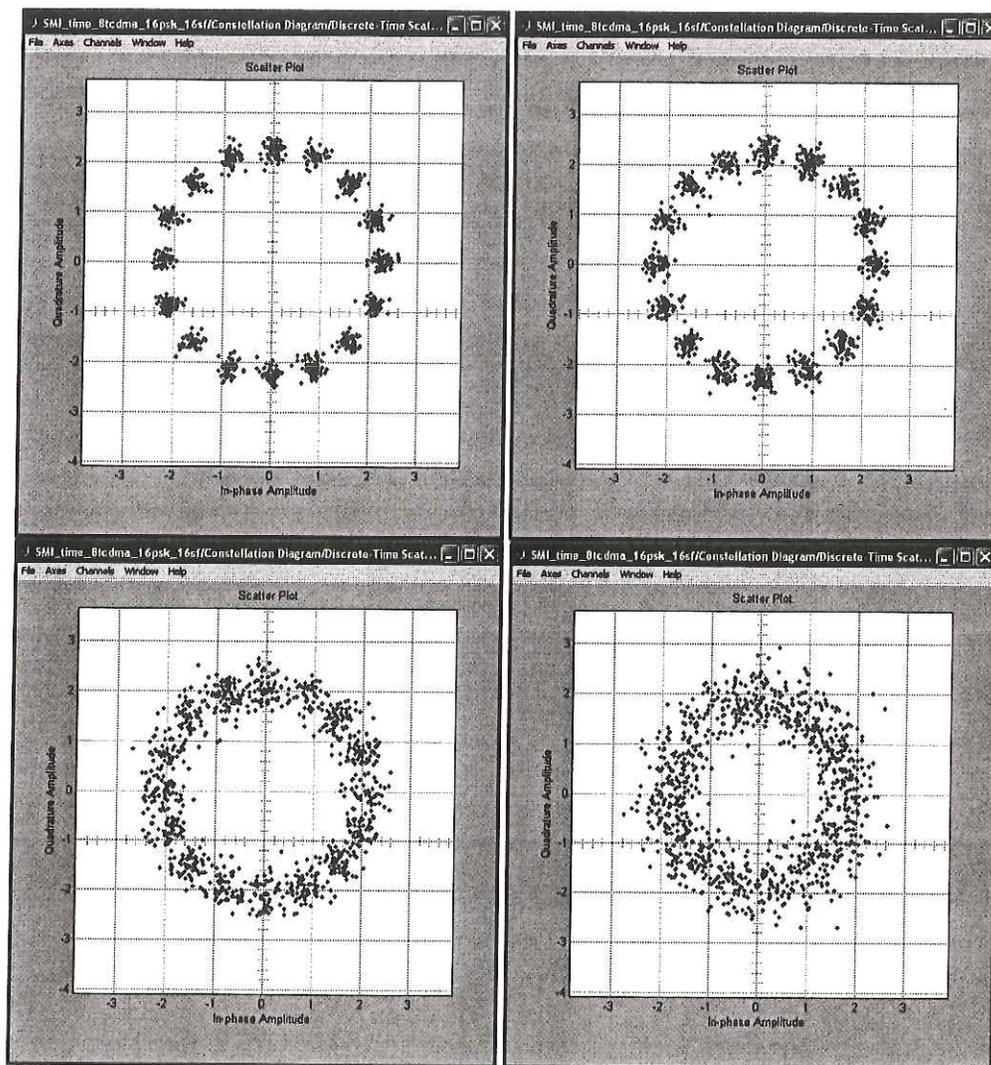
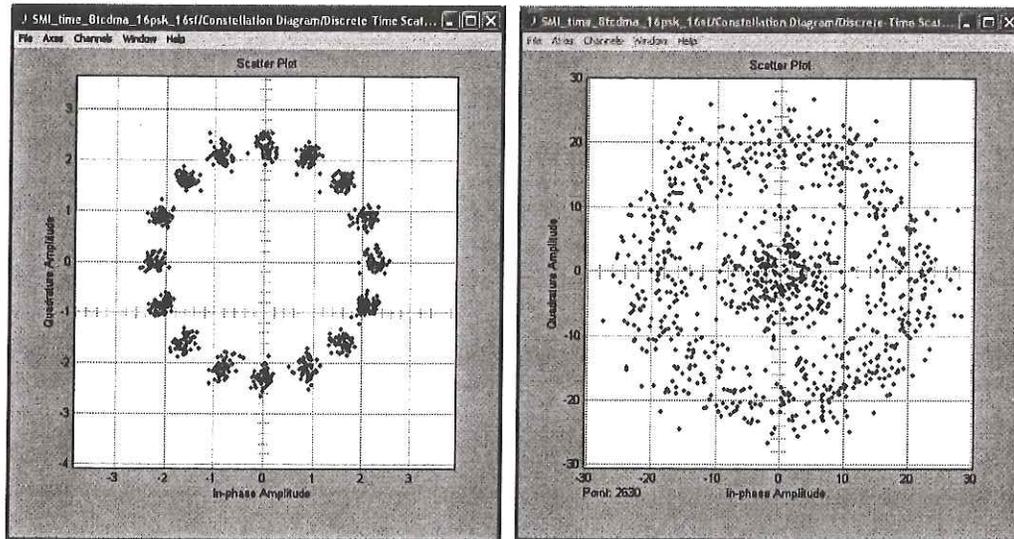
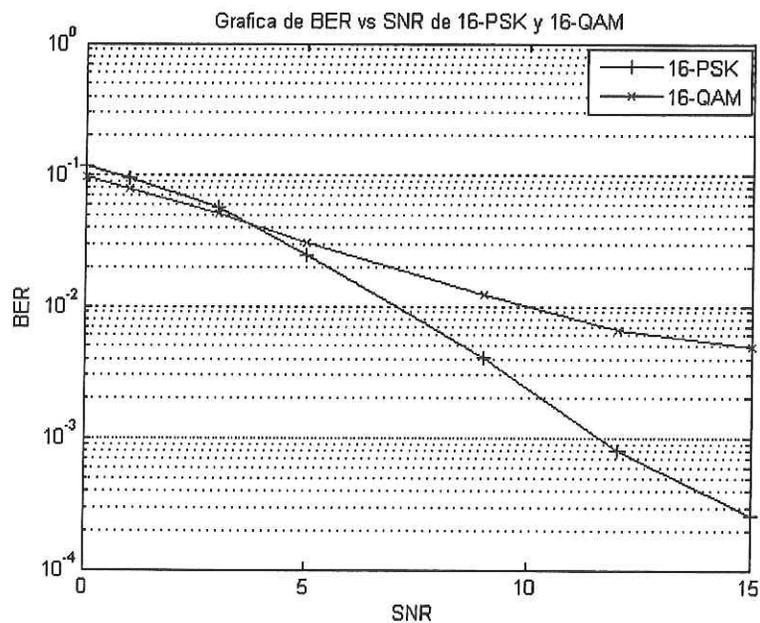


Figura 39: Constelación 16PSK en el receptor para diferentes valores de SNR. Empezando por la figura superior izquierda y en sentido del reloj: 15, 12, 5, 1 dB.



**Figura 40: Diferencia al emplear arreglo de antenas, izq. con arreglo de antenas y derecha sin arreglo, para un SNR=15dB.**

La Figura 41 muestra los datos correspondientes a las modulaciones 16PSK y 16QAM. Ambas corresponden a un factor de esparcimiento igual a 16 y sólo un usuario transmitiendo.



**Figura 41: Comparación entre 16PSK y 16QAM con un usuario presente y una ganancia de procesamiento de 16.**

Se puede apreciar que en un inicio la modulación 16QAM tiene un rendimiento ligeramente mejor a la 16PSK cuando la relación señal a ruido es pequeña, pero conforme ésta va creciendo, 16PSK empieza a comportarse mejor teniendo cada vez mayor ventaja sobre 16QAM. Este efecto se produce al combinar las antenas adaptivas con MC-DS-CDMA, puesto que reduce el ruido de fase, sin embargo el ruido de amplitud no lo corrige bien. Por esto la 16PSK presenta mejor desempeño puesto que es más sensible al ruido de fase que de amplitud, al contrario que 16QAM que es sensible a ambos. Este efecto lo podemos observar en la Figura 42.

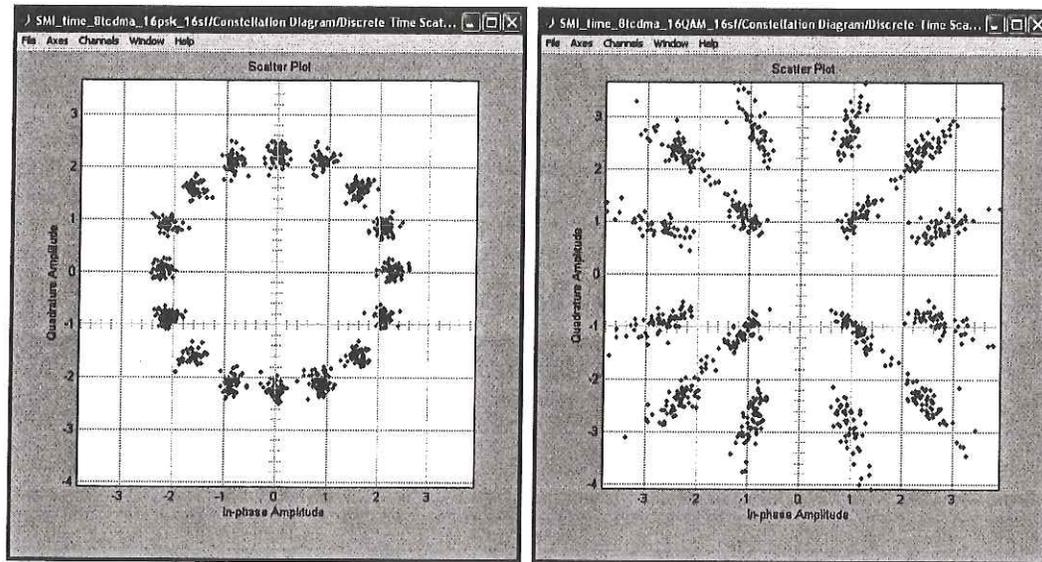


Figura 42: Constelaciones 16PSK (izq.) y 16QAM (der.) en el receptor.

En la Figura 43 se muestran los resultados correspondientes a las modulaciones 32PSK y 32QAM. Como se puede apreciar la modulación 32PSK es mejor que 32QAM. Esto se debe a la forma de las constelaciones y al efecto producido por el arreglo de antenas, como se aprecia en la Figura 44. Se puede observar que 32PSK tiene un BER de casi  $10^{-2}$  para un SNR de 15dB, mientras que 32QAM se mantiene casi constante con un BER de 0.2. El peor desempeño de 32QAM es debido a la mayor complejidad de la constelación, lo que provoca que exista una menor distancia entre símbolos para una misma potencia con respecto a 32PSK.

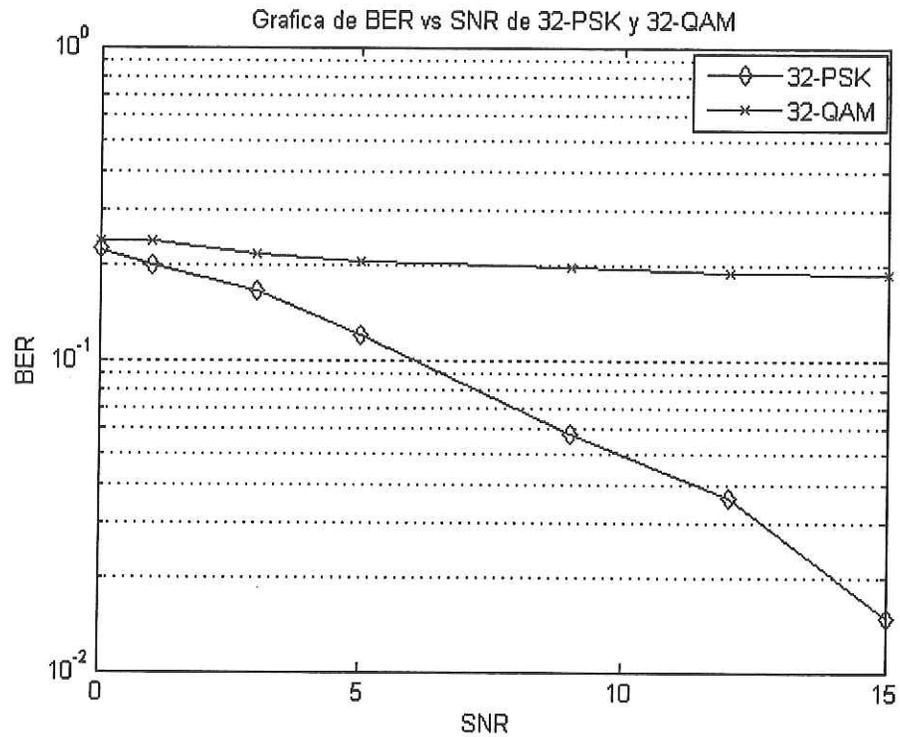


Figura 43: BER vs. SNR para las modulaciones 32PSK y 32QAM con un factor de espaciamiento de 16.

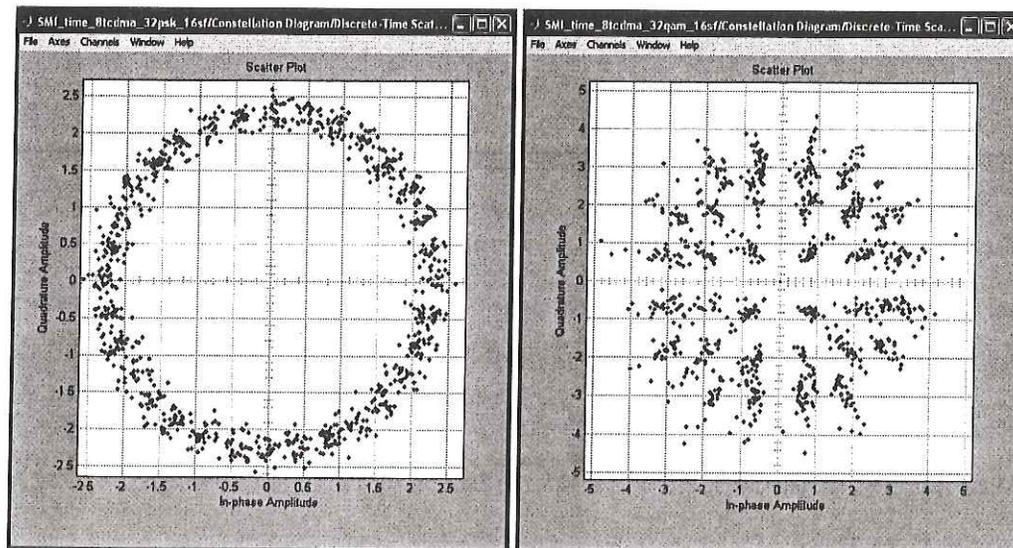


Figura 44: Constelaciones 32PSK y 32QAM con un SNR= 15dB.

En la Figura 45 se muestran las gráficas correspondientes a las cuatro modulaciones. Es posible observar que las modulaciones menos complejas como 16PSK y 16 QAM presentan un mejor desempeño que las modulaciones mas complejas, siendo 32QAM la que presenta el peor comportamiento.

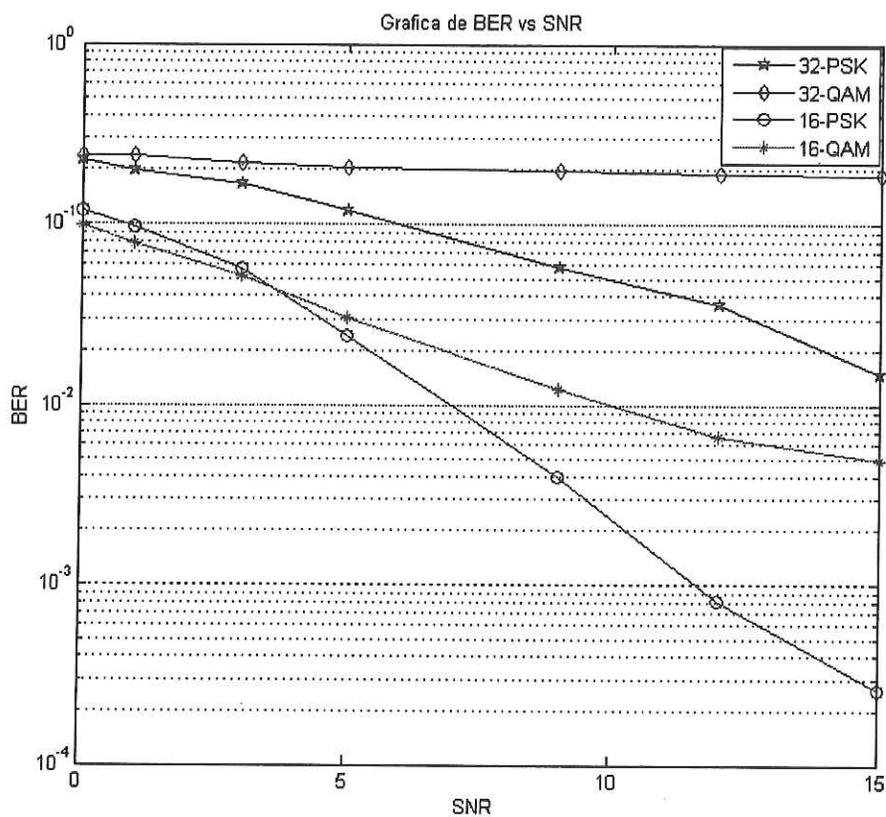


Figura 45: Gráfica de BER vs. SNR con un factor de esparcimiento de 16 y un usuario presente.

## CAPÍTULO VII Conclusiones y Trabajo Futuro.

### VII.1 Conclusiones

En este trabajo de tesis se analizó el desempeño de un sistema MC-DS-CDMA utilizando en el receptor un arreglo de antenas adaptivas, con el algoritmo adaptivo implementado en el dominio del tiempo. También se analizó el efecto que produce la variación de la ganancia de procesamiento en la tasa de error de bit.

Como se apreció en el capítulo anterior, a mayor ganancia de procesamiento mejor BER se tiene. Sin embargo también se reduce la tasa de transmisión posible, por lo que existe un compromiso entre estos parámetros que hay que tener en consideración a la hora de diseñar el sistema.

Además, como era de esperarse, el sistema se desempeña mucho mejor con esquemas de modulación sencillos como es el caso de BPSK y QPSK, ya que los símbolos de sus constelaciones están más separados.

Un efecto interesante que se observó al aplicar el arreglo de antenas con el algoritmo de inversión de la matriz de muestra (SMI), es que es muy bueno para corregir los errores de fase provocados por el canal, pero los errores de amplitud no los corrige muy bien, por lo que esquemas de modulación basados en cambios de fase (BPSK, QPSK, 8/16/32-PSK) presentan mejores curvas de BER que esquemas basados en amplitud y fase (16/32/64-QAM). Valdría la pena investigar más a fondo este efecto, empleando algún otro algoritmo de antenas adaptivas, para descubrir si es debido al algoritmo SMI.

Por tanto podemos decir que el sistema MC-DS-CDMA propuesto presenta resultados prometedores para modulaciones simples como BPSK y QPSK y aún 16PSK. Además de que presenta elementos que no se habían considerado cuando DaSilva y Sousa [1993] propusieron esta técnica, como es el caso del arreglo de antenas adaptivo, que aunque las antenas adaptivas se han aplicado extensivamente a CDMA y OFDM, aún no se habían utilizado con MC-DS-CDMA. Otro punto en el que también se diferencian es

en la utilización de modulaciones mas complejas que QPSK como es el caso de 16PSK o 16QAM, obteniéndose resultados alentadores con la modulación 16PSK, puesto que en los trabajos realizados anteriormente sólo se consideran BPSK y QPSK.

En MC-DS-CDMA, al igual que en DS-CDMA, pero a diferencia de MC-CDMA, las señales pueden sufrir desvanecimiento selectivo en frecuencia, lo cual está conjuntamente relacionado con la ganancia de procesamiento utilizada y las características de autocorrelación y correlación cruzada de los códigos de ensanchado utilizados.

## VII.2 Trabajo futuro

Una posible extensión a este trabajo sería el análisis del mismo, pero con un modelo de canal que tome en cuenta las características físicas del medio ambiente en el cual se propaga la señal, es decir que tome en cuenta las características de los interferentes (posición, material con el que están hechos, efectos que producen sobre la señal), como podría ser el caso del modelo de canal basado en trazado de rayos desarrollado por Castro Inzunza [2003].

Así mismo, sería pertinente evaluar el desempeño del sistema empleando técnicas de corrección de errores de última generación, como sería el caso de los turbo códigos o de los códigos LDPC, o emplear modulación con codificación Trellis (TCM, "trellis coded modulation") con el fin de aumentar el desempeño del sistema propuesto.

Otra posible extensión del trabajo sería la aplicación de técnicas de detección multiusuario, con el fin de aprovechar en la detección de un usuario la energía de los demás usuarios y no suponer que es interferencia de acceso múltiple (MAI).

También es recomendable que se continúe la investigación referente a una característica que se observó en el desarrollo del modelo aquí implementado, la cual consiste en que al escoger combinaciones de modulación QAM y código esparcidor adecuadas, se logra que un usuario transmita su información usando sólo dos símbolos de la modulación seleccionada, así cada usuario transmitirá usando sólo sus dos símbolos asignados a el,

dejando libres los demás. Esto supondría una doble separación: ortogonalidad en código y separación en símbolo de modulación, algo muy promisorio para contrarrestar interferencias interusuario.

Por último, sería conveniente comparar MC-DS-CDMA con MC-CDMA y MT-CDMA para ver cual tiene un rendimiento mejor empleando diferentes esquemas de modulación.

## Bibliografía

- Chang, R. W., 1966. "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission". Bell Syst. Tech. J. 45: 1775-1796 p.
- Chuang, J., y N. Sollenberger, 2000, "Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment", IEEE Commun. Mag., 38(7): 78-87 p.
- Correia, L. 2001. "Wireless Flexible Personalised Communications. COST 259". JohnWiley & Sons. New York. 940 pp.
- DaSilva, V. M. y Sousa, E. S., 1993. "Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems". Proc. of IEEE International Conference on Universal Personal communications, Ottawa, Canada, 1993. 995-999p.
- Gutierrez, C. A., Sanchez, J., Gutierrez, L. y Valdez, C., 2003, "Diversidad espacial y entrelazado de bit en comunicaciones móviles multitasa con desvanecimientos de plazo corto". Proc. of IEEE Reunión de Otoño de Comunicaciones Computación y Electrónica, Acapulco, México, 2003. 38-44p.
- Hanzo L., Yang, L., Kuan, E., Yen, K., 2003. "Single and Multicarrier DS-CDMA: Multiuser Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation, Standards and Networking", IEEE Press-Wiley. Primera edición. New York. 1077 pp.
- Hara, S y Prasad, R., 1997, "Overview of multicarrier CDMA". IEEE Comm. Magazine, 3(12), 126-133p.

- Hara, S. y Prasad, R., 2003. "Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications", Artech House, Boston. 268pp
- Hara, S., Mouri, M., Okada, M., Morinaga, N., 1995. "Transmission Performance Analysis of Multicarrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel". *Wireless Personal Communications*. 4(2):335-356 p.
- Hashemi, H. 1993. "The Indoor Radio Propagation Channel". *Proceedings of the IEEE*. 81(7): 943-968p.
- Hirosaki, B. 1981., "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform". *IEEE Trans. Comm. COM*
- Hirosaki, B., 1985. "a 19.2 kbits voice band data modem based on orthogonality multiplexed QAM techniques", *Proc. of IEEE International Conference in Communications*, Chicago, Illinois, EUA, 1985, 21(1): 1-5p.
- Jeruchim, M. C., Balaban, P., Shanmugan, K. S., 2000. "Simulation of Communications Systems". Kluwer Academic. New York. 924p.
- Kondo, S. y Milstein, L. B., 1996. "Performance of Multicarrier DS-SSMA Systems". *IEEE Trans. in Comms.*, 44(2): 238-246p.
- Litwin, L. 2000., "OFDM, an introduction to multicarrier modulation". *IEEE Potentials*. 19(2), 36-38p.
- Luna Ochoa, M. A., 2001. "CDMA sobre OFDM para comunicaciones inalámbricas de banda ancha en interiores". Tesis de maestría en ciencias. CICESE, Ensenada, B.C. 123 pp.

- Luna Ramos, J. A., 2004, "Procesamiento espacio-temporal para un sistema OFDM utilizando un arreglo de antenas". Tesis de maestría en ciencias. CICESE, Ensenada, B.C. 97pp
- Mosier, R. R. y R.G. Clabaugh, 1958. "Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System". AIEE Trans. 76: 723-728 p.
- Ojanpera, T. y Prasad, R., 1998. "Wideband CDMA for third generation mobile communications". Artech House, Boston , 439 pp.
- Orthogonal Frequency Division Multiplexing, U.S. Patent No. 3, 488,4555, filled November 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.
- Porter, G. C., 1968. "Error Distribution and Diversity Performance of a Frequency Differential PSK HF modem". IEEE Trans. Comm. COM-16: 567-575 p.
- Prasad, R. y Muñoz, L., 2003. "WLANs and WPANs Towards 4G Wireless". Artech-House, Boston. 269 pp.
- Prasad, R., 1996. "CDMA for wireless personal communication". Artech House, Boston. 386 pp.
- Prasad, R., 1998. "Universal Wireless Personal Communications", Artech House Publishers. Boston-London. 637pp.
- Qureshi, S., 1985. "Adaptive Equalization", Proceedings of the IEEE, 73(9), 1349-1387pp.
- Saleh, A. M. H. y Valenzuela, R. A., 1987. "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation". IEEE JSAC. 2(12), 8-137p.

Salzberg, B. R., 1967. "Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Trans. Comm". COM-15: 805-813 p.

Scholtz, R. A., 1995. "The Evolution of Spread Spectrum Multiple Access Communications", Code Division Multiple Access Communication. En: S. G. Glisic y P. A. Lep-panen, (eds.). Code Division Multiple Access Communications, Kluwer Academic Publisher. New York. 2-11p

Shannon, C. E., 1984. "Communication in the presence of noise". Proc. of IEEE, 72(9), 1192-1201p

Sourour, E. A. y Nakagawa, M., 1996. "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel". IEEE Trans. in Comms., 44(3): 356-367p.

Spencer, Q. H. 1996. "Modeling the Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel". Tesis de Maestria. Brigham Young University. 72 pp.

Steendam, H. y Moeneclaey, M., 2001. "The sensitivity of downlink MC-DS-CDMA to carrier frequency offsets". IEEE Comm. Letters, 5(5), 215-217p.

Steendam, H. y Moeneclaey, M., 2004. "The effect of timing jitter on MC-DS-CDMA". IEEE Trans. in Comm., 3(52), 467-462p.

Sun, Y. y Matsuoka, H. 2002. "A Novel Adaptive Antena Architecture – Subcarrier Clustering For High Speed OFDM Systems in Presence of Rich Co-Channel Interefer-ence". Proceedings of IEEE VTC, Vancouver, Canada, 2002. 1564-1568p.

Tam, W.K. y Tran, V.N. 1995. "Propagation Modelling for Indoor Wireless Communi-cations". Electronics and Communications Engineering Journal. 221-228p

Van Nee R. y Prasad, R., 2000. "OFDM Wireless Multimedia Communications". Artech House, Boston. 260pp.

Viterbi, A. J., 1998. "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication". Addison-Wesley. Massachusetts, séptima reimpresión. 245pp.

Weinstein, S. B. y P. M. Ebert., 1971. "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform". IEEE Trans. Comm. COM-19: 1-8 p.

Yang, L. y Hanzo, L., 2002. "Broadband MC-DS-CDMA using space-time and frequency-domain spreading". Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, Canada, 2002. 1632-1636p.

Zamora Rodríguez, J. A., 2002. "Modelado Y Simulación De Técnicas De Conformación De Haz Para Antenas Inteligentes". Tesis de Maestría en Ciencias. CICESE. Ensenada, B.C. 258 pp.

Zimmerman, M. S. y A. L. Kirsch., 1967. "The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio". IEEE Trans. Comm. COM-15: 197-205 p.