

TESIS DEFENDIDA POR
Gabriel García López
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director del Comité

Dr. Roberto Conte Galván
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
Miembro del Comité

Dr. Luis Armando Villaseñor
González
Miembro del Comité

Dr. Carlos Alberto Brizuela
Rodríguez
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 Posgrado

19 de Agosto de 2005

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



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

**MODELADO Y SIMULACIÓN DE TÉCNICAS DE CONFORMADOR DE HAZ
PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES W-CDMA.**

TESIS

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

Presenta:

GABRIEL GARCÍA LÓPEZ.

Ensenada, Baja California, México, Agosto del 2005.

RESUMEN de la tesis de **Gabriel García López**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Agosto del 2005.

MODELADO Y SIMULACIÓN DE TÉCNICAS DE CONFORMADOR DE HAZ PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES W-CDMA.

Resumen aprobado por:

Dr. David H. Covarrubias Rosales
Director de Tesis

La problemática actual de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, es la capacidad limitada debido a que se dispone de un escaso espectro de frecuencia de radio. El aspecto referente al incremento en la capacidad de los sistemas celulares de tercera generación (3G), se aborda desde dos alternativas: la primera de ellas mediante la técnica de acceso al medio (MAC), ya sea CDMA, TDMA, SDMA y/o híbridos de ellos. La segunda alternativa es mediante mejoras en las prestaciones de la antena en la estación base. Este último aspecto nos lleva al estudio de una nueva tecnología de mucho auge en la actualidad, conocida como antenas inteligentes, la cual está directamente ligada al concepto de agrupamiento de antenas, cuyos beneficios potenciales impactan directamente en las necesidades actuales de los usuarios y operadores celulares.

Una meta en los sistemas móviles celulares es tener coberturas controladas, para lo cual es necesario optimizar el diagrama de radiación de las antenas. Aquí es donde entran en acción los agrupamientos de antenas ayudando a obtener coberturas más controladas, menos interferencia, y consecuentemente un mejor enlace. En un sistema W-CDMA, en el cual existe diversidad espacial y temporal, puede ser empleado un agrupamiento de antenas en la estación base para formar diagramas de haz para el enlace ascendente (EA) y el enlace descendente (ED).

De cara a la problemática que se tiene al considerar un sistema W-CDMA en el análisis de las señales en un canal radio, en este trabajo se realiza el modelado y simulación de técnicas de conformación digital de haz en ambos enlaces. Basándose en los métodos de conformación digital de haz de la Dirección de Llegada (DOA) y del Complejo Conjugado, se evalúan sus prestaciones en términos de la relación señal a ruido más interferente (SINR) considerando también el número de usuarios que fungen como interferentes para usuario de interés.

Palabras clave: Conformación Digital de Haz, Antenas Inteligentes, Comunicaciones Móviles, CDMA de Banda Ancha.

ABSTRACT of the thesis presented by **Gabriel García López** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico. August 2005.

MODELING AND SIMULATION OF BEAMFORMING TECHNIQUES FOR W-CDMA COMMUNICATION SYSTEMS.

The current problematic of wireless communications systems, is the limited capacity due to a sparse radio frequency spectrum available. The referred aspect to increase the capacity of the third-generation (3G) cellular systems is approached from two alternatives: first of them by means of the media access control (MAC), it can be made by techniques as CDMA, TDMA, SDMA and/or hybrids of them. The second alternative is by means of improvements in the performance of the antenna in the station bases. This last aspect takes us to the study of a new technology of much height at the present time, well-known as smart antennas, which directly are bound to the concept of antenna array, whose potential benefits directly hit in the present necessities of the users and cellular operators.

A goal in the cellular mobile systems is to have controlled covers, for which it is necessary to optimize the radiation pattern of the antennas. Here is where the antenna array conduct battle helping to obtain controlled covers, less interference, and consequently a better link. In a W-CDMA system, in which space and temporary diversity exists, a antenna array in the base station can be used to form beam diagram for the uplink (UL) and the downlink (DL).

Facing the problematic that exists when considering a W-CDMA system in the signal analysis over the radio channel, in this work the modeling and simulation of digital beamforming techniques in both links is made. Being based on the Direction of arrival (DOA) digital beamforming method and the Complex Conjugate digital beamforming method, is evaluated the performance in terms of the signal to interference plus noise ratio (SINR), also considering the number of users who act like interference for desired user.

Keywords: Digital Beamforming, Smart Antennas, Mobile Communications, Wideband CDMA.

DEDICATORIA

A mis padres,

Agustín García Alcocer

Esperanza López López

por ser unos padres ejemplares, por brindarme sus enseñanzas, apoyo y confianza para lograr otra de mis metas.

A mi hermano y a mi tía,

Agustín García López

Beatriz López López

por sus muestras de cariño y apoyo incondicional.

A MiNIÑA,

Marilú de Dios Rueda

por su amor y comprensión en todo momento.

AGRADECIMIENTOS

Antes que nada, doy gracias a *DIOS* por permitirme alcanzar una etapa más de mi vida

Quiero agradecer a mi amigo y director de tesis *Dr. David H. Covarrubias Rosales*, por brindarme todo su apoyo, confianza y sugerencias durante el desarrollo de este trabajo.

A los miembros del comité de tesis *Dr. Roberto Conte Galván, Dr Arturo Velázquez Ventura, Dr. Luis A. Villaseñor González y Dr. Carlos A. Brizuela Rodríguez* gracias por sus consejos y aportaciones hechas durante el desarrollo de esta trabajo de investigación.

Al *Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI)*, por el gran trabajo en equipo que desarrollamos durante este periodo de investigación.

A mis *compañeros de generación (Telecos 2003-2005)* y *amigos*, en especial al grupo de trabajo *GUAMARA (Adris, Damis, Ivis, Rafis y Rogis)* por las experiencias compartidas durante la estancia en el centro de investigación.

Al *CICESE* por brindarme la oportunidad de llevar a cabo esta etapa de superación.

Al *Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT)* por la beca otorgada.

Se agradece al *CONACYT* por el apoyo otorgado al proyecto “*Modelado y Simulación de Algoritmos de la Dirección de Llegada (DOA) y Conformación Digital de Haz (DBF) Aplicados a Comunicaciones Móviles Celulares con Antenas Inteligentes*” con clave U39514-Y, en el cual se enmarcó este trabajo de tesis.

Contenido.

Página

I	Introducción.....	1
I.1	Marco de Referencia del Trabajo de Tesis.....	1
I.2	Antecedentes.....	2
I.3	Planteamiento del Problema.....	3
I.4	Objetivo de la Tesis.....	5
I.5	Estado del Arte.....	6
I.6	Metas.....	7
I.7	Estructuración del Trabajo.....	7
II	Ambiente W-CDMA.....	9
II.1	Modelo de Canal Radio.....	9
II.1.1	Propagación Multitrayectoria.....	10
II.1.2	Respuesta al Impulso del Canal.....	12
II.1.3	Ancho de Banda de Coherencia.....	14
II.2	Sistema W-CDMA a Nivel de Capa Física.....	15
II.2.1	Características Principales de un Sistema W-CDMA.....	16
II.2.2	Funciones de la Capa Física en W-CDMA.....	18
2.2.2.1	Procesado de los Canales Físicos.....	18
2.2.2.2	Métricas.....	20
2.2.2.3	Control de potencia.....	20
2.2.2.4	Sincronización de trama y frecuencia.....	21
II.3	Espectro Ensanchado en W-CDMA.....	21
II.4	Receptor RAKE.....	24
II.5	Antenas Inteligentes en W-CDMA.....	26
II.6	Conclusiones.....	28
III	Modelo del Sistema W-CDMA.....	30
III.1	Consideraciones de Capa Física.....	30
III.2	Algoritmo de Estimación de los Parámetros del Canal.....	32
III.3	Procesamiento de Señales y Filtro Acoplado.....	37
III.4	Conclusiones.....	42
IV	Modelado de las Técnicas de Conformación de Haz.....	43
IV.1	Fundamentos de Conformación de Haz.....	43
IV.2	Agrupamiento Lineal Uniforme.....	44
IV.3	Procesamiento de Señal en el Receptor RAKE 2-D.....	47
IV.4	Métodos de Conformación de Haz.....	49
IV.4.1	Método del Complejo Conjugado de Haz Único.....	50
IV.4.2	Método del Complejo Conjugado Multihaz.....	51
IV.4.3	Método del DOA de Haz Único.....	51
IV.4.4	Método del DOA Multihaz de Ganancia Igual.....	51
IV.4.5	Método del DOA Multihaz de Relación Máxima.....	52
IV.5	Expresiones que maximizan las prestaciones en términos de la SINR.....	53

Contenido (continuación).

	Página
IV.6 Conclusiones.....	54
V Resultados de Simulación y Análisis Numérico.....	56
V.1 Consideraciones de Simulación.....	56
V.2 Resultados de la Simulación.....	60
V.2.1 Salida del Filtro Acoplado.....	61
V.2.2 Patrones de haz obtenidos por los métodos de conformación de haz.....	64
V.2.3 Evaluación de las Estadísticas de SINR.....	71
V.3 Análisis de las estadísticas de SINR obtenidas por los diferentes métodos de conformación de haz.....	75
V.4 Conclusiones.....	80
VI Conclusiones.....	81
VI.1 En cuanto al Canal Radio.....	81
VI.2 En cuanto al Receptor en W-CDMA.....	82
VI.3 En cuanto a los Métodos de Conformación Digital de Haz.....	84
VI.4 En cuanto a la Evaluación en las Prestaciones de SINR del Sistema.....	86
VI.5 Resultados Obtenidos.....	88
VI.6 Trabajos Futuros.....	89
Referencias.....	91

Lista de Figuras.

	Página
Figura 1. Ambiente Multitrayectoria de Canal Radio.....	11
Figura 2. Relación entre las funciones que describen al canal radio.	13
Figura 3. Modelo de línea derivada de retardo para canal de banda ancha.	14
Figura 4. Árbol de código para la generación de códigos OVSF.	23
Figura 5. Modelo de canal con propagación multitrayectoria y recepción RAKE.....	25
Figura 6. Estructura de ranura en el enlace ascendente del sistema W-CDMA.	31
Figura 7. Diagrama a bloques de un receptor RAKE 2-D.	39
Figura 8. Agrupamiento lineal espaciado uniformemente.	45
Figura 9. Diagrama a bloques del receptor RAKE 2-D.	48
Figura 10. Perfil de retardo de potencia (salida del filtro acoplado): (a) Sin integración coherente, (b) con integración coherente sobre 6 bits pilotos.....	61
Figura 11. Perfil de retardo de potencia (salida del filtro acoplado) con integración coherente sobre 6 bits pilotos y promediado sobre siete elementos de antena. .	63
Figura 12. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 1): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.	65
Figura 13. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 2): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.	66
Figura 14. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 3): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.	67
Figura 15. Patrones de antena en el ED sintetizados por el método el DOA de haz único y el método del Complejo Conjugado de haz único (trayectoria 1): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.....	69
Figura 16. Patrones de antena en el ED sintetizados por el método el DOA multihaz con combinación de relación máxima y ganancia igual, y el método del Complejo Conjugado multihaz: (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.....	70
Figura 17. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio en el EA contra el número de interferentes.....	72
Figura 18. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio contra el número de interferentes cuando se usan diferentes métodos de conformación de haz en el ED.	73
Figura 19. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio para distintas SNR contra el número de interferentes cuando se usa el método del DOA de haz único en el ED.	76
Figura 20. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio para distintas SNR contra el número de interferentes cuando se usa el método del Complejo Conjugado multihaz.....	78

Lista de Tablas.

	Página
Tabla I. Principales parámetros técnicos del sistema W-CDMA [UTRA].....	17
Tabla II. Parámetros de enlace de radio W-CDMA (FDD).....	57
Tabla III. Parámetros de canal del usuario deseado.....	59
Tabla IV. Resultados numéricos de SINR con el método del DOA de Haz Único en el ED.	77
Tabla V. Resultados numéricos de SINR con el método del Complejo Conjugado Multihaz.	79

I INTRODUCCIÓN.

I.1 Marco de Referencia del Trabajo de Tesis.

Los sistemas de comunicaciones móviles celulares de tercera generación (3G), proporcionan una amplia variedad de servicios. Estos sistemas enfrentan retos muy serios en cuanto a capacidad de manejo de tráfico heterogéneo, es decir, servicios que van más allá del clásico tráfico de voz de los sistemas de segunda generación (2G), como servicios de transmisión de datos de alta velocidad, video y tráfico multimedia, capacidad de dar servicio a un mayor número de usuarios, y sobre todo asegurar una calidad de servicio (QoS), al menos con las mismas características que los sistemas cableados de alta capacidad, del tipo ATM. Cada uno de los tópicos anteriores derivan en un conjunto de líneas de investigación que abordan por separado los compromisos anteriores.

Por otro lado, el aspecto de incrementar la capacidad de los sistemas 3G se aborda desde dos aspectos: el primero de ellos mediante la técnica de acceso al medio (MAC), ya sea por división de códigos (CDMA), por división de tiempo (TDMA), por división espacial (SDMA) y/o híbridos de ellos. Sin embargo, el mayor reto para los sistemas de comunicaciones inalámbricas es la capacidad limitada debido al escaso espectro de frecuencia de radio.

La limitación en capacidad en sistemas celulares, por ejemplo AMPS, IS-54/136 y GSM, está determinada principalmente por el reuso de frecuencias en la etapa de planificación celular [Blogh y Hanzo, 2002]. Con el avance de la revolución tecnológica, los sistemas de comunicaciones de espectro ensanchado, tales como IS-95, cdma2000 y W-CDMA, los cuales adoptan tanto una técnica de espectro ensanchado de secuencia directa como una técnica de acceso múltiple por división de códigos (CDMA), tienen las ventajas de rechazar la interferencia de banda estrecha, así como también el ruido, y mejora substancialmente la capacidad del sistema. Por estas razones, casi todos los sistemas celulares de tercera generación (3G) adoptan la tecnología CDMA en su interfaz de aire. La segunda alternativa por la cual se aborda el aspecto en el incremento en la capacidad es mediante mejoras en las prestaciones de la antena en la estación base. Este último aspecto nos lleva al estudio de una nueva tecnología, de mucho auge en la actualidad, conocida como antenas inteligentes.

Dentro de la alternativa de antenas inteligentes, en esta tesis se abordará el modelado de los algoritmos de procesamiento digital de señales y de los métodos de conformación digital de haz, que en conjunto determinan en gran medida las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles celulares de tercera generación.

I.2 Antecedentes.

Los sistemas de segunda generación (2G), entraron al mercado con dos objetivos principales: ayudar a satisfacer la gran demanda por parte de los usuarios, lo cual era ya

imposible con los sistemas analógicos existentes, y muy ligado al primero, hicieron más eficiente el uso del espectro radioeléctrico, el cual es limitado y su operación es uno de los principales problemas de los operadores celulares.

Sin embargo, la madurez de estos sistemas, y el crecimiento exponencial tanto de las redes celulares como del número de usuarios, hicieron que la calidad del servicio ofrecido por los operadores fuese cada vez más alta, buscando alternativas para poder mejorarla [Sarkar *et al.*, 2003].

Una tecnología muy importante en la cual hay mucho por hacer, son los agrupamientos de antenas, cuyos beneficios potenciales impactan directamente en las necesidades actuales de los usuarios y operadores celulares como:

- Disminución de interferencia.
- Traspasos óptimos de llamadas.
- Mayor área de cobertura.
- Mejor calidad en el enlace de radio.
- Aumento en la capacidad del sistema.

I.3 Planteamiento del Problema.

Una meta en los sistemas móviles celulares es tener coberturas controladas, para lo cual es necesario optimizar el patrón de radiación de las antenas. Un método muy empleado para

controlar el patrón de radiación es formando agrupamientos de antenas, y esto se logra ensamblando elementos radiantes en una configuración geométrica y eléctrica apropiada, donde el campo total de un agrupamiento es el vector de superposición de los campos radiados por los elementos individuales. Para obtener un patrón muy directivo, es necesario que los patrones formados por cada elemento del agrupamiento interfieran constructivamente en la dirección deseada. Uno de los métodos más empleados para modificar la respuesta del agrupamiento es el modificar su configuración geométrica, la cual puede ser lineal, circular, enrejada en el plano y en el espacio, etc.

Los sistemas basados en la tecnología CDMA ven afectada la calidad del enlace de la estación base al usuario móvil, debido al nivel de interferencia alcanzado por la ortogonalidad imperfecta de los códigos de cifrado y por el incremento del número de usuarios activos en cada sector. Hay que recordar que la porción del espectro asignado a cada estación base se tiene que compartir entre un mayor número de móviles, siendo cada uno de ellos interferente a los demás. En los sistemas de tercera generación (3G) basados en la tecnología CDMA, como lo es el caso del sistema de radio móvil W-CDMA (CDMA de Banda Ancha) propuesto por UTRA [3GPP, 2004], los diferentes servicios y los diferentes usuarios deben usar códigos de canal de diferente factor de ensanchamiento, de acuerdo a sus tasas de datos requeridas. Para servicios con una tasa de datos alta, la ganancia de procesamiento es pequeña y la potencia de transmisión correspondiente es alta para mantener la calidad de servicio requerida (QoS). Estos servicios llegan a ser una

fuente de interferencia muy grande para los demás usuarios, debido a que se presenta el efecto cerca-lejos.

Aquí es donde entran en acción los agrupamientos de antenas ayudando a obtener coberturas más controladas, menos interferencia, y consecuentemente un mejor enlace. Particularmente en un sistema de comunicaciones móviles 3G del tipo W-CDMA puede ser empleado un agrupamiento de antenas en la estación base para la conformación del diagrama de radiación para el enlace ascendente (EA) y el descendente (ED). En el EA la señal recibida es primeramente procesada por un filtro acoplado, el cual consta de correladores para poder determinar las posiciones de chips (o retardos) de las trayectorias dominantes del usuario de interés. El agrupamiento de antena es usado entonces para formar el diagrama de radiación en dirección de la señales multitrayectorias. De cara a lo que será el desarrollo de este trabajo de tesis y con el fin de hacer una justificación al trabajo realizado, en el siguiente apartado se presenta el objetivo de la tesis.

I.4 Objetivo de la Tesis.

El objetivo de este trabajo de tesis es modelar y simular técnicas de conformación digital de haz en ambos enlaces de un sistema W-CDMA, basándose en los métodos de conformación de haz del DOA y del Complejo Conjugado en sus tipos de Haz Único para el enlace ascendente (EA), y para el enlace descendente (ED) en sus tipos de Haz Único y Multihaz. Se evaluarán sus prestaciones en términos de la relación señal a ruido más interferente

(SINR), considerando también el número de usuarios que fungen como interferentes para usuario de interés.

I.5 Estado del Arte.

En este trabajo se realizará un profundo análisis de las señales que se propagan sobre un sistema 3G del tipo W-CDMA, donde se realice de manera conjunta un procesamiento en tiempo y espacio, a diferencia de trabajos ya existentes, en los que se realiza ya sea un análisis temporal o un análisis espacial. Lo anterior se llevará a cabo mediante el empleo del receptor RAKE 2-D, el cual es capaz de aprovechar la diversidad espacial y temporal del canal.

También se estudiarán las características de los principales métodos de conformación digital de haz, en particular los métodos del DOA y del Complejo Conjugado, utilizados sobre un sistema 3G del tipo W-CDMA. Debido a que existen muy pocos trabajos que reportan esta problemática, sería interesante hacer una evaluación de las prestaciones en función del parámetro SINR obtenidas por los diferentes métodos de conformación de haz, y establecer un modelo de propagación para modelar las estadísticas de SINR en ambos enlaces (ascendente y descendente) de un sistema de comunicaciones inalámbricas 3G del tipo W-CDMA.

En el Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI) se han realizado diversos trabajos, como en el que se estudia la respuesta que se obtiene al utilizar diferentes

configuraciones de agrupamientos de antenas. También se han presentado trabajos en los que se estudia la estimación de la dirección de llegada (DOA) de la señal del usuario móvil, etc.

I.6 Metas.

Dentro de las metas que se plantearon para la realización de este trabajo de tesis se encuentran las siguientes:

- ◆ Investigación de las propiedades del sistema W-CDMA empleando antenas inteligentes, en términos de parámetros MAI (interferencia de acceso múltiple) y SINR.
- ◆ Investigación de modelos de propagación aplicados a sistemas W-CDMA.
- ◆ Modelado y simulación del canal radio en entornos celulares.
- ◆ Modelado y simulación de algoritmos de conformación digital de haz.
- ◆ Modelado y simulación de las prestaciones de la SINR en función de los métodos del Complejo Conjugado y del DOA en ambos enlaces de un sistema W-CDMA.

I.7 Estructuración del Trabajo.

De manera general, este trabajo de tesis está orientado a modelar y simular las prestaciones en términos de la SINR, obtenidas al emplear diferentes métodos de conformación digital de haz en ambos enlaces de un sistema W-CDMA. En el Capítulo II se hará un estudio de

forma general de la composición de la capa física de W-CDMA, se incluirá una explicación de la manera en que se realiza el ensanchamiento en W-CDMA, se definirán tecnologías que fungen como herramientas del sistema, tales como el receptor RAKE y las Antenas Inteligentes, que sirven para aprovechar los diferentes tipos de diversidad en un ambiente W-CDMA. En el Capítulo III se presenta el modelo del sistema para definir las expresiones matemáticas y así calcular los parámetros del canal mediante el planteamiento de un algoritmo de procesamiento de señales y se realiza un análisis del procesado de las señales a la salida del filtro acoplado en el receptor RAKE 2-D. En el Capítulo IV se establecerán conceptos básicos, tal como el significado de la conformación de haz y el análisis matemático del agrupamiento lineal uniforme. Se describen también los algoritmos de conformación de haz para el ED de W-CDMA y la obtención de los vectores de pesos óptimos de conformación de haz, y se establecen las expresiones matemáticas mediante las cuales es posible maximizar la SINR del sistema. En el Capítulo V se establecen las consideraciones de simulación para calcular los parámetros del canal con los que se obtienen los vectores de pesos óptimos en la implementación de los diferentes algoritmos de conformación de haz, estos vectores de pesos de conformación de haz son utilizados para estudiar las prestaciones en términos de la SINR del sistema en ambos enlaces de W-CDMA. Por último en el Capítulo VI se presentan las conclusiones y aportaciones más importantes relacionadas con el trabajo de tesis.

II AMBIENTE W-CDMA.

Introducción.

El capítulo anterior estuvo dedicado principalmente a establecer el planteamiento del problema, así como también el objetivo que conlleva a la realización de este trabajo de investigación. En este capítulo se estudiará el comportamiento del canal radio, dicho estudio se realizará de acuerdo a tres características principales que éste posee, la propagación multitrayectoria, la respuesta al impulso del canal y el ancho de banda de coherencia. También se hará un estudio de forma general de la composición de la capa física de W-CDMA, y se definirán las funciones que ésta debe realizar. Se incluirá una explicación de la manera en que se realiza el ensanchamiento en W-CDMA. Por último, se definen tecnologías como herramientas del sistema, tales como el receptor RAKE y las Antenas Inteligentes, que nos sirven para aprovechar los diferentes tipos de diversidad en un ambiente W-CDMA.

II.1 Modelo de Canal Radio.

Antes de empezar con el estudio del modelo de banda base en tiempo discreto del enlace ascendente de un sistema W-CDMA, es necesario analizar el modelo de canal radio. El canal radio es uno de los elementos más importantes en el estudio de un sistema de comunicaciones móviles. Cuando las señales son transmitidas a través del canal radio, éstas se ven afectadas por sombreado o por desvanecimiento de gran escala. El desvanecimiento por sombreado es provocado por la presencia de contornos de terrenos muy altos (edificios,

colinas, etc.), entre el transmisor y el receptor, y se refleja por si mismo como una atenuación en la potencia promedio de la señal [Yacoub, 1993].

II.1.1 Propagación Multitrayectoria.

Una comunicación de radio móvil, además de ser afectada por desvanecimiento por sombreado, también se ve afectada por desvanecimiento multitrayectoria. El desvanecimiento multitrayectoria es causado por la dispersión o refracción atmosférica, o la reflexión que experimenta la señal con edificios y otros objetos.

Un canal multitrayectoria se puede clasificar en dos tipos: canal multitrayectoria discreto y canal multitrayectoria difuso. El canal multitrayectoria discreto, consiste de componentes multitrayectoria recuperables y el canal multitrayectoria difuso, consiste de componentes multitrayectoria no recuperables. El desvanecimiento multitrayectoria afecta a la señal en dos formas: el comportamiento dispersivo (ensanchamiento en tiempo o selectividad en frecuencia) y la variación en tiempo del canal.

En la Figura 1 se puede observar de manera representativa, la propagación de una señal sobre un canal con desvanecimiento multitrayectoria. De cara a que en este trabajo de tesis, el comportamiento que se tiene en el canal radio es referido a un ambiente W-CDMA, la propagación de la señal de un usuario a través de dicho canal, será por medio de trayectorias múltiples, consecuencia de la contribución de un gran número de interferentes presentes entre la estación base y el usuario móvil.

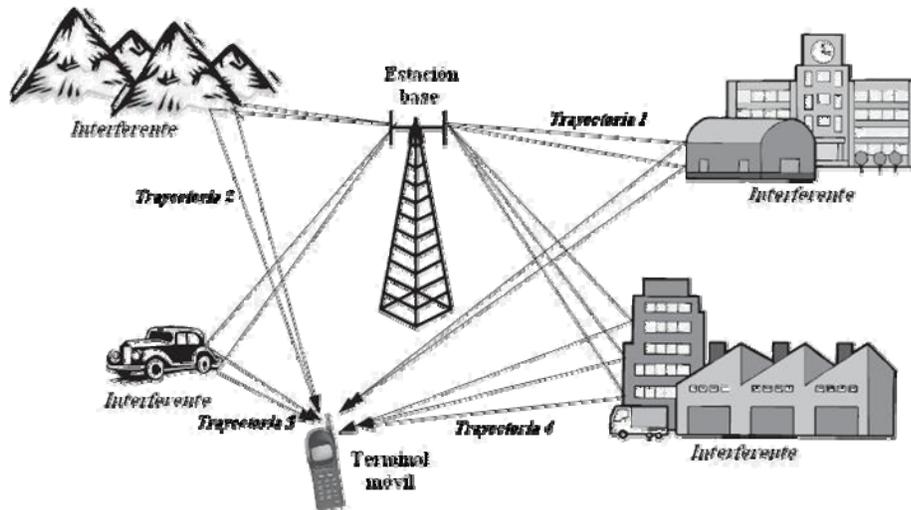


Figura 1. Ambiente Multitrayectoria de Canal Radio.

En un sistema de comunicaciones inalámbricas del tipo W-CDMA el ensanchamiento en tiempo de la duración de símbolo con la señal, es equivalente al filtraje y a la limitación en banda [Sarkar *et al.*, 2003].

Un comportamiento variante en tiempo se presenta debido al movimiento del receptor, o a escenarios cambiantes como bosques o movimientos de reflectores y dispersores. Esto significa que la respuesta al impulso del canal de radio móvil es variante en tiempo.

II.1.2 Respuesta al Impulso del Canal.

Si $h(\tau, t)$ es la respuesta al impulso del canal, la cual está en función del tiempo (t) y del retardo de las señales (τ) en el canal, y tiene una media cero, entonces la envolvente $|h(\tau, t)|$ tiene una distribución Rayleigh:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1)$$

donde r es la potencia del ruido y σ^2 es la potencia total en la señal multitrayectoria. En caso contrario si $h(\tau, t)$ no tiene media cero, lo cual significa que existe una componente especular significativa (componente de visibilidad directa), entonces la envolvente $|h(\tau, t)|$ tiene una distribución Ricean:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (2)$$

donde s^2 es la potencia de la componente de visibilidad directa, I_0 denota la función Bessel modificada de orden cero de primer tipo [Yacoub, 1993]. Para casos más generales, el canal es modelado como un sistema lineal variante en tiempo, como es el caso de un ambiente W-CDMA, descrito por su respuesta al impulso variante en el tiempo, $h(\tau, t)$. Esto da la respuesta al canal en el tiempo t a un impulso en el tiempo $t - \tau$. $h(\tau, t)$ también tiene relación con otras tres funciones, las cuales dan la misma información pero en distinta forma.

En la Figura 2 se muestra la relación entre dichas funciones, donde F denota transformada de Fourier con respecto a la variable subscrita.

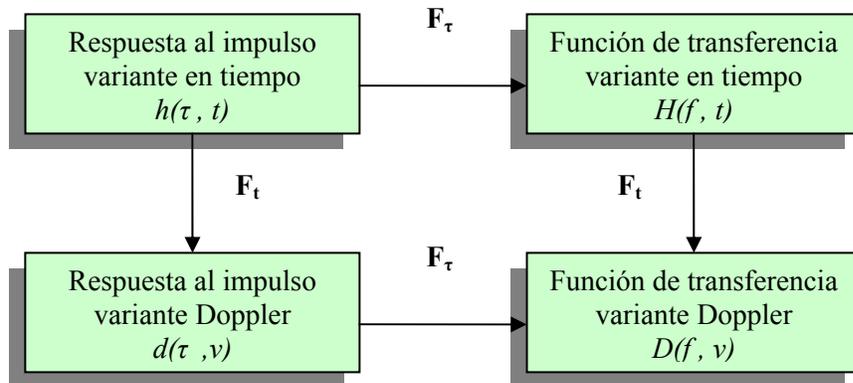


Figura 2. Relación entre las funciones que describen al canal radio.

Si $x(t)$ representa la señal de radio transmitida a través del canal radio, la señal recibida, $y(t)$, puede expresarse como:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau \quad (3)$$

Si la variación en tiempo del canal es baja, debemos tratarlo como *quasi-estacionario*; en otras palabras como un sistema lineal cuyos parámetros varían con el tiempo, pero son constantes para un pequeño periodo de símbolo transmitido. Si se considera que las señales en las diferentes trayectorias no están correladas y tienen distribuciones Gaussianas, se tiene lo que se conoce como Modelo de Dispersión Gaussiano No-correlado Estacionario en Sentido Amplio (GWSSUS); en este caso la

respuesta al impulso debe ser tratada como la suma de una serie de impulsos con retardos τ_i , representando las diferentes trayectorias, con amplitudes complejas (incluyendo la fase) las cuales varían con el tiempo.

Para propósitos prácticos podemos muestrear el canal en base a la tasa de símbolo, de tal manera que se modele una línea derivada de retardo, como la que se muestra en la Figura 3. En este caso las señales retardadas de las diferentes trayectorias, son acopladas a retardos de múltiplos del periodo de símbolo. Cada derivación es ponderada por un coeficiente complejo [Liberti y Rappaport, 1998].

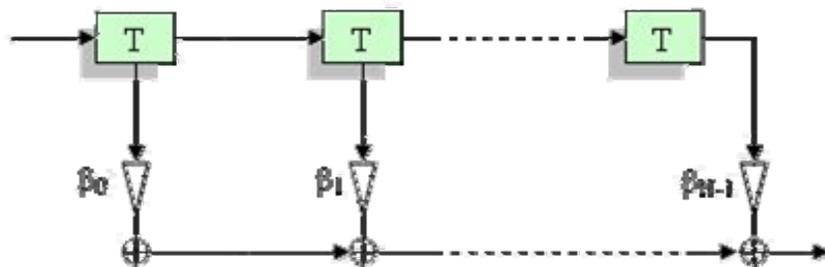


Figura 3. Modelo de línea derivada de retardo para canal de banda ancha.

II.1.3 Ancho de Banda de Coherencia.

El ancho de banda de coherencia en un canal radio, se refiere principalmente a la separación en frecuencia para la cual las señales se considera que poseen una alta correlación. Los sistemas pueden clasificarse en función del ancho de banda de coherencia por dos tipos: *Sistemas de Banda Angosta*, en los cuales el ancho de banda de la señal es mucho menor al ancho de banda de coherencia del canal, en este caso las características del

canal son las mismas sobre todo el espectro de la señal y el canal se dice que es “no selectivo en frecuencia”. El segundo tipo son los *Sistemas de Banda Ancha*, en estos el ancho de banda de la señal transmitida, es igual o mayor al ancho de banda de coherencia del canal, y el canal afecta diferentes regiones del espectro de la señal radio, y se dice que el canal es “selectivo en frecuencia” [Covarrubias Rosales, 2004].

Un sistema W-CDMA, como su nombre lo indica, está dentro de los sistemas de banda ancha, por lo que se tiene un canal selectivo en frecuencia, el cual puede ser aprovechado usando diferentes técnicas de diversidad.

II.2 Sistema W-CDMA a Nivel de Capa Física.

W-CDMA es el sistema de Acceso Múltiple por División de Códigos (CDMA) de Banda Ancha, es decir, la información del usuario es ensanchada sobre un ancho de banda muy amplio, multiplicando los datos del usuario, por secuencias pseudo-aleatorias (llamadas chips).

La capa física de W-CDMA se divide en dos subcapas: la de transporte y la física. La primera se encarga de todo el procesado (macro-diversidad, ejecución del traspaso suave, detección de errores en los canales de transporte e indicación a las capas superiores, codificación/decodificación y entrelazado/desentrelazado de canales de transporte, multiplexado/demultiplexado de canales compuestos de transporte y mapeo de canales de transporte en canales físicos), para proporcionar diferentes servicios con diferentes

calidades de servicio (QoS). La segunda subcapa se encarga del mapeo de los bits procedentes de la subcapa de transporte a señales eléctricas que puedan ser transmitidas sobre el interfaz de aire (multiplexado de datos y control, modulación NRZ, conversión serie-paralelo, sincronización en frecuencia y tiempo, medidas e indicación a las capas superiores del BER, SIR, interferencia, control de potencia, etc.). En el siguiente apartado se estudia de manera sintetizada la subcapa física del sistema W-CDMA. La subcapa de transporte de dicho sistema se explica de manera detallada en [3GPP, 2004], y no será objeto de estudio en el presente trabajo.

II.2.1 Características Principales de un Sistema W-CDMA.

Las características principales de W-CDMA son:

- ❖ Mejores prestaciones que en sistemas 3G.
 - Mejor capacidad.
 - Cobertura mejorada.
 - Control rápido de potencia en el enlace descendente (ED).
- ❖ Alto grado de flexibilidad de servicio.
 - Servicios multitasa: con velocidades de transmisión de 64-384 Kbps para cobertura amplia, y 2 Mbps, para cobertura limitada.
- ❖ Alto grado de flexibilidad de operador.
 - Soporte de operación asíncrona entre estaciones base.

- Soporte de diferentes escenarios, incluyendo los de estructura de celdas jerárquicas.
- Soporte de tecnologías tales como sistemas de detección multiusuario y agrupamientos de antena adaptativos.

De cara al proceso de simulación que se presentará en capítulos posteriores, es importante mencionar las características técnicas principales de un sistema W-CDMA, las cuales se resumen en la Tabla I.

Tabla I. Principales parámetros técnicos del sistema W-CDMA [UTRA].

<i>Método de duplexado</i>	Duplexado por División de Frecuencia (FDD) Duplexado por División de Tiempo (TDD)
<i>Tecnología de Acceso de Radio</i>	FDD: DS-CDMA TDD: TDMA/CDMA
<i>Ambientes de operación</i>	Interior, Exterior a interior, Vehicular
<i>Sincronización de la Estación Base</i>	FDD: Operación asíncrona TDD: Operación síncrona
<i>Tasa de chip</i>	3.84 Mcps
<i>Ancho de banda de canal</i>	5 MHz
<i>Intervalo de frecuencias</i>	FDD (EA): 1920 – 1980 MHz FDD (ED): 2110 – 2170 MHz TDD: 1900 – 1920 MHz ó 2010 – 2025 MHz
<i>Tasa de bit de canal</i>	FDD (EA): 15, 30, 60, 120, 240, 480, 960 kbps FDD (ED): 15, 30, 60, 120, 240, 480, 960, 1920 kbps TDD (EA): variable, de 366 a 6624 kbps/ranura de tiempo TDD (ED): 366, 414, 5856, 6624 kbps/ranura de tiempo
<i>Longitud de trama</i>	10 ms
<i>Factor de ensanchado</i>	FDD (EA): variable, 4 a 256 FDD (ED): variable, 4 a 512 TDD (EA): variable, 1 a 16 TDD (ED): 1, 16
<i>Códigos de ensanchado</i>	EA: Códigos cortos, código largo opcional ED: Código corto (Gold)

Continuación Tabla I.

<i>Modulación</i>	EA: Canal dual QPSK con cifrado complejo ED: Canal dual QPSK
<i>Traspaso</i>	Traspaso suave Traspaso inter-frecuencia
<i>Esquema de detección</i>	Detección coherente con símbolos pilotos multiplexados en tiempo Detección coherente con canal piloto común
<i>Control de potencia</i>	Lazo interno Lazo abierto (TDD EA)
<i>Diversidad</i>	Diversidad multitrayectoria con RAKE, diversidad de antena en el EA
<i>Soporte de antena adaptativa</i>	Bits pilotos de conexión dedicada en EA y ED

Una de las principales características de un sistema de comunicaciones celulares del tipo W-CDMA, es la de proporcionar alta capacidad. Existen diferentes técnicas que pueden ser empleadas con el objetivo de incrementar la capacidad de dichos sistemas; en las secciones posteriores se definirán algunas de ellas. En la siguiente sección se definirán conceptos básicos relacionados con la capa física de W-CDMA, y como se mencionó anteriormente, solo nos enfocaremos a las funciones que se realizan en la capa física de W-CDMA.

II.2.2 Funciones de la Capa Física en W-CDMA.

Las funciones de la capa física de W-CDMA son las siguientes:

2.2.2.1 Procesado de los Canales Físicos.

Cada canal tiene un procesado diferente. Este consiste en los siguientes pasos que se realizan a nivel de ranura de tiempo:

- a) *Multiplexado en tiempo de los datos y bits de control.* Los bits de datos provienen de la subcapa de transporte mientras que los bits de control proporcionan señalización a la capa física. Este paso se realiza en el ED ya que en el EA se envían en paralelo.
- b) *Modulación NRZ.* Consiste en asociar una señal en banda base a la información en bits que proviene del paso anterior. Asocia a los bits “+1” un valor de “0”, y a los “-1” un valor “1”, en el ED. En el EA se hace de forma inversa, es decir, a los bits “0” se les asocia un “+1”, y a los bits “1” se les asocia un “-1”.
- c) *Conversión Serie-paralelo.* Se utiliza en el ED en todos los canales para asociar cada par de símbolos consecutivos en los canales I y Q.
- d) *Ensanchamiento de la Señal.* Consiste en los procesos de canalización y cifrado:
 - *Canalización.* Consiste en aplicar un código específico transformando cada símbolo en un número de chips incrementando el ancho de banda de la señal. Permite utilizar la misma frecuencia y ranuras de tiempo para diferentes canales físicos. El número de chips por símbolo recibe el nombre de factor de ensanchamiento (SF).
 - *Cifrado.* Se utiliza para diferenciar los transmisores y evitar multitrayectorias. Consiste en transformar la secuencia original en una secuencia cifrada con la misma tasa de chips. En la siguiente se estudiará de manera general, la canalización y el cifrado de los canales físicos.

- e) *Multiplexado de canales físicos*. Es la suma de las contribuciones de cada uno de los canales. En el EA sólo se utiliza para los canales DPDCHs y DPCCH¹.
- f) *Modulación Analógica*. Consiste en trasladar la señal a una frecuencia alrededor de los 2 Ghz para su transmisión al aire.

2.2.2.2 Métricas.

Se encarga de realizar métricas y dar una indicación de las mismas a las capas superiores. Entre estas medidas cabe resaltar la tasa de error de bloqueo (BLER) del canal de transporte, la potencia recibida en un código y la relación señal a interferente (SIR).

2.2.2.3 Control de potencia.

En un sistema de comunicaciones móviles, los usuarios están situados a diferentes distancias de la estación base, y por lo tanto cada uno experimenta distintas pérdidas de propagación. Si todos transmiten con la misma potencia, las señales de los usuarios más cercanos llegarían a la estación base con más potencia que las de los usuarios lejanos, quedando estas últimas enmascaradas, es decir, empeoraría su recepción aunque no serían eliminadas. Este efecto se le conoce con el nombre de *Efecto Cerca-Lejos*.

¹ El DPDCH y el DPCCH serán objeto de estudio en el siguiente capítulo.

Para resolver este problema es preciso utilizar técnicas de control de potencia, de forma que todas las señales lleguen a la estación base con el mismo nivel de potencia. Esto se consigue haciendo que cada usuario transmita con una potencia distinta en función de su distancia, condiciones de propagación y carga del sistema. Al utilizar control de potencia, se reduce la interferencia y por lo tanto se maximiza la capacidad total del sistema y además se reduce el consumo de potencia de los terminales móviles que se encuentren más cerca de la estación base. El control de potencia debe tener tres características: exactitud (del orden de 1dB), rapidez para compensar los desvanecimientos, y un gran intervalo dinámico para controlar la potencia de usuarios móviles cercanos y alejados.

2.2.2.4 Sincronización de trama y frecuencia.

La sincronización se logra “enganchándose” a los bits de sincronismo que emite el sistema a través del canal de sincronía (SCH). Además el sistema puede permanecer sincronizado gracias a la retroalimentación que se realiza para no perder el sincronismo. En el ED se puede enviar una señal para que los receptores móviles estén sincronizados en recepción [Zahid, 2001].

II.3 Espectro Ensanchado en W-CDMA.

En los sistemas de comunicaciones móviles celulares, la banda de frecuencias disponible es de los 800 MHz a los 2 GHz. Las técnicas de espectro ensanchado, son utilizadas cuando se tiene una limitación en el espectro de frecuencia de radio, como es el caso de los sistemas

de comunicaciones móviles; estas técnicas se implementan más que nada para satisfacer las demandas en capacidad de la red de comunicaciones. De manera que todos los usuarios comparten la misma banda de frecuencias para transmitir señal a través del canal radio [Blogh y Hanzo, 2002].

En un sistema W-CDMA, las señales transmitidas son ensanchadas, antes de ser mandadas al canal radio. Dicho ensanchamiento se realiza por medio de dos operaciones, la primera es la operación de canalización, la cual convierte cada símbolo de dato en un determinado número de chips, con lo que se incrementa el ancho de banda de la señal y el número de chips por símbolo de dato es llamado factor de ensanchamiento (SF).

Con el ensanchamiento, se reduce la potencia de la señal transmitida, y se obtiene una ganancia de procesamiento; de esta forma la potencia de la señal interferente es reducida, se incrementa la capacidad del sistema, a partir de que se incrementa la SINR de la señal deseada, que es uno de los principales puntos que se mencionan en el objetivo de este trabajo de tesis.

Con la canalización, los símbolos de datos contenidos en los canales I y Q, son independientemente multiplicados por un código de canalización. Los códigos de canalización de la Figura 4 son códigos de Factor de Ensanchamiento Variable Ortogonal (OVSF), que preservan la ortogonalidad entre los diferentes canales físicos de los usuarios. Los códigos OVSF pueden ser definidos usando el árbol de código de la Figura 4.

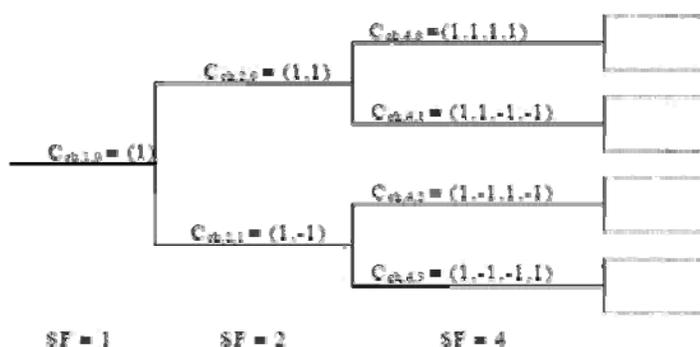


Figura 4. Árbol de código para la generación de códigos OVFSF.

En la figura anterior, los códigos de canalización son descritos únicamente por $C_{ch,SF,k}$, donde SF es como se mencionó anteriormente, el factor de ensanchamiento del código y k es el número de código, que puede estar en los rangos de $0 \leq k \leq SF-1$. Cada nivel del árbol de código, define códigos de canalización de longitud SF. En [3GPP, 2004], se explica de forma detallada la forma de generar los códigos de canalización OVFSF, así como también su asignación a los diferentes canales físicos.

La segunda operación es la operación de cifrado, donde un código de cifrado diferente es aplicado a la señal ensanchada. En el EA, todos los canales físicos deben ser cifrados por códigos de cifrado cortos y largos, cuyas secuencias de código estarán compuestas de valores complejos. En [3GPP, 2004], se estudia más a fondo la generación de las secuencias de código de cifrado utilizadas en el EA de un sistema W-CDMA.

II.4 Receptor RAKE.

La propagación de una señal a través de un canal de comunicaciones inalámbricas, está caracterizada por reflexión múltiple, difracción y atenuación de la energía de la señal, como se mencionó anteriormente. Esto es causado por obstáculos naturales, como edificios, colinas, etc., y este efecto es lo que se denomina propagación multitrayectoria. Dicho efecto en ocasiones puede destruir la señal a través de un desvanecimiento rápido. Estas componentes multitrayectorias pueden ser usadas como diversidad multitrayectoria, también llamada combinación RAKE en un sistema W-CDMA. Debido a que cada componente multitrayectoria llega con un retardo asociado, esto da lugar a decir que se tiene un ambiente con “*diversidad temporal*”, la cual puede ser aprovechada con el receptor RAKE.

Uno de los principales objetivos del uso de un receptor RAKE en sistemas de espectro ensanchado de secuencia directa, consiste en combatir los efectos adversos ocasionados por el desvanecimiento multitrayectoria de periodo corto (también llamado desvanecimiento rápido) en ambientes de propagación radio [Yacoub, 1993]. En la primera sección de este capítulo se ha mencionado que el ancho de banda de la señal transmitida en un sistema W-CDMA, es mucho más grande que el ancho de banda de coherencia del canal, en dicho caso el canal es selectivo en frecuencia. Esto indica que si todas las señales multitrayectorias no se desvanecen simultáneamente, dichas señales pueden ser utilizadas como una diversidad. La ganancia de procesamiento implementada en sistemas basados en

CDMA, permite al receptor distinguir entre las componentes multitrayectorias con retardos separados por más de una duración de chip [Sarkar *et al.*, 2003].

Un receptor RAKE está compuesto principalmente de brazos, también llamados brazos RAKE, y cada brazo tiene implementado un correlador encargado de comparar las señales provenientes del canal, con la secuencia de ensanchamiento del usuario deseado. La Figura 5 muestra un escenario de propagación multitrayectoria, en el cual se tiene implementado un receptor RAKE.

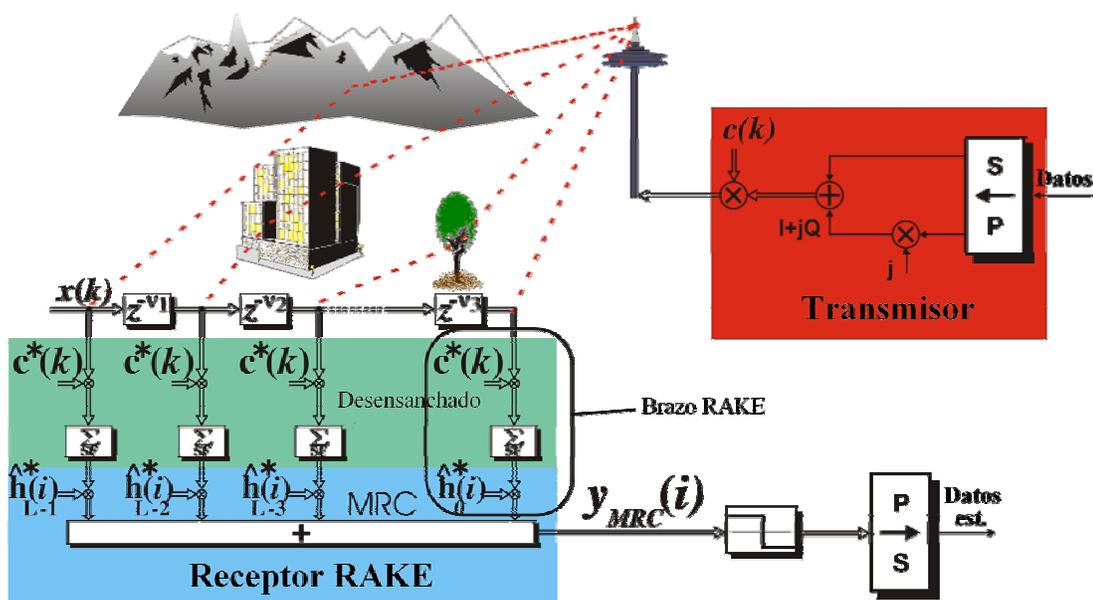


Figura 5. Modelo de canal con propagación multitrayectoria y recepción RAKE.

En la figura anterior, cada una de las componentes provenientes del canal multitrayectoria, llega cada uno de los brazos del receptor. Cada componente tiene asociado un retardo de propagación, y dicho retardo será conocido por el receptor debido a

que se hace una estimación de los parámetros del canal (en este caso se estiman los retardos), por medio de la retroalimentación de información que se proporciona a través de los bits pilotos de la señal. Suponiendo que el receptor por medio de sus correladores en cada brazo, ya identificó al usuario de interés, los parámetros del canal se obtienen a partir de calcular la respuesta al impulso del canal $h(i)$, como se muestra en la Figura 5. El siguiente paso es hacer la combinación de los datos para posteriormente pasar a un bloque de decisión, donde se obtiene la información transmitida [Blogh y Hanzo, 2002].

La tecnología de recepción con diversidad RAKE, mejora las prestaciones en la recepción, a través de la combinación de las trayectorias individuales, después de que éstas son separadas desde múltiples trayectorias. El principio de la recepción RAKE, o también llamado combinación multitrayectoria, es la de recolectar toda la potencia en las componentes multitrayectorias a través de la combinación de las señales recuperadas, aprovechándose con esto, la diversidad temporal.

II.5 Antenas Inteligentes en W-CDMA.

Otra forma de incrementar la capacidad en sistemas W-CDMA, es con el uso de la tecnología llamada “*Antenas Inteligentes*”. Una Antena Inteligente es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado [Covarrubias Rosales, 2004]. Una antena inteligente está constituida por un determinado número de elementos radiantes, y se forma lo que se conoce como “Agrupamiento de Antenas”. En un sistema W-CDMA, todos los

usuarios comparten la misma banda de frecuencias del canal radio, cualquier otro usuario activo con respecto al usuario deseado, se presenta como usuario interferente cocanal. Esto indica que las prestaciones del sistema se limitan en gran medida por la interferencia.

En un ambiente W-CDMA, las componentes multitrayectorias no solo llegan con diferentes retardos, sino también con diferentes ángulos de llegada, esto significa que se tiene “*diversidad espacial*” en el canal. La tecnología de antenas inteligentes, es capaz de aprovechar la diversidad espacial, por medio de la excitación de los diferentes elementos de los que está compuesto el agrupamiento de antenas.

Existen diversas configuraciones de agrupamiento de antena, entre ellas: el agrupamiento lineal uniforme, el agrupamiento circular, etc. En este trabajo de tesis se hará uso del agrupamiento lineal uniforme y las expresiones matemáticas para modelar dicho agrupamiento serán definidas en el Capítulo VI.

Existen funciones básicas que se deben cumplir dentro del concepto de antenas inteligentes, estas son que: se debe proporcionar capacidad de procesamiento aplicado al conjunto de señales que llegan a la estación base, así como también la cancelación de interferentes y la localización (en el sentido de rastreo y seguimiento) de los terminales móviles. Una antena inteligente, desde el punto de vista de que se refiere a una tecnología, tiene asociada como tal, ventajas y desventajas, las cuales se mencionan a continuación.

Las ventajas que se tienen de tener haces de radiación más directivos usando antenas inteligentes son:

- ✓ Se tienen controles de potencia más eficientes.
- ✓ Traspasos (entre células) inteligentes.
- ✓ Mayor área de cobertura.
- ✓ Reducción del nivel de interferencia.
- ✓ Aumento en la capacidad del sistema.
- ✓ Mejora en la seguridad a nivel de información de datos.

Las desventajas asociadas con el uso de antenas inteligentes en sistemas de comunicaciones móviles son:

- ✗ Mayor complejidad en la implementación del sistema.
- ✗ Se requiere el uso de métodos más sofisticados de filtraje espacial y temporal.
- ✗ Se necesitan mejores métodos de procesamiento de la señal.
- ✗ Se incrementan los costos de implementación del sistema.
- ✗ Se considera una tecnología en proceso de madurez.

II.6 Conclusiones.

En este capítulo se definieron los conceptos principales que se relacionan directamente con el comportamiento del canal radio en un sistema W-CDMA. Se estudió de manera general

la capa física de W-CDMA. Con lo anterior, se fueron definiendo los problemas que se tienen cuando se realiza transmisión de señales en un sistema de banda ancha, lo que llevó a buscar herramientas de mitigación para dichos problemas, y con los cuales se aprovechan las características de diversidad temporal y espacial del canal radio. Ya que se han establecido las características del canal radio en un ambiente W-CDMA, en el siguiente capítulo se establecen las expresiones matemáticas que definen al modelo del sistema, tomando en cuenta las características del canal radio definidas en este capítulo.

III MODELO DEL SISTEMA W-CDMA.

Introducción.

En el capítulo anterior se han estudiado las características ligadas al comportamiento del canal radio, así como también las funciones principales de la capa física de un sistema W-CDMA. En este capítulo se presenta el modelo del sistema con el que se definen las expresiones matemáticas necesarias para poder calcular los parámetros del canal. Se plantea un algoritmo mediante el cual es posible hacer la estimación de los parámetros del canal. Se realiza un análisis del procesado de las señales a la salida del filtro acoplado en el receptor RAKE 2-D.

III.1 Consideraciones de Capa Física.

En el sistema W-CDMA propuesto por la Interfaz de Radio Terrestre del Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (UTRA) [3GPP, 2004], el estándar define dos tipos de canales físicos dedicados, el canal de control físico dedicado (DPCCH, por sus siglas en inglés), y el canal de datos físico dedicado (DPDCH), en el enlace de subida (EA), el DPCCH y el DPDCH son combinados mediante una modulación de fase binaria, como lo muestra la Figura 6. Suponiendo que se tiene un caso general, en el cual los datos no exceden los 2 Mbps, una conexión entre las estación base y el móvil o viceversa, está compuesta solo de un DPCCH y un DPDCH.

Por razones de simplicidad de expresiones, en este trabajo de tesis se considerará que la potencia y los códigos de ensanchamiento son idénticos para el DPCCH y el DPDCH de cada usuario móvil.

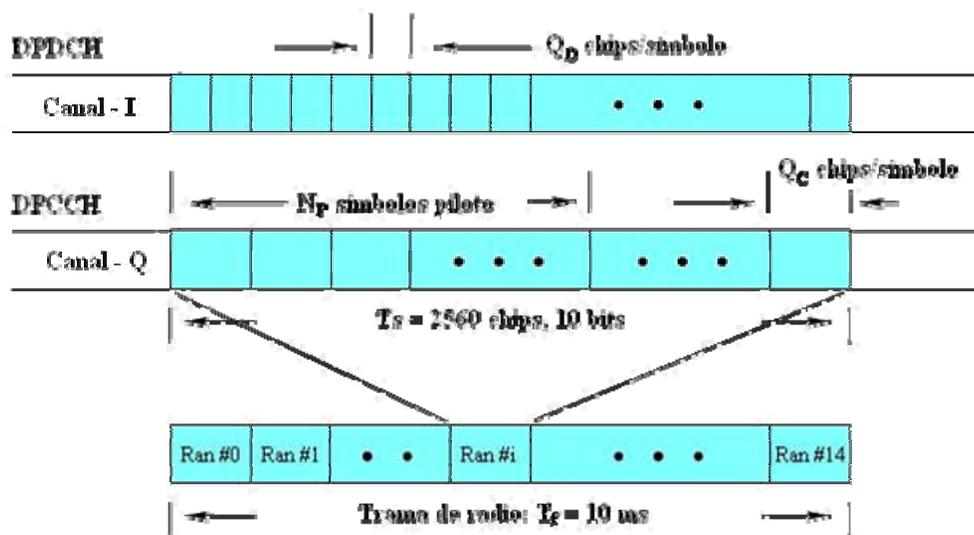


Figura 6. Estructura de ranura en el enlace ascendente del sistema W-CDMA.

La estructura de una trama mostrada en la figura anterior, indica que tanto el DPCCH y el DPDCH son multiplicados por una secuencia de ensanchamiento, y además son combinados en los canal en fase (I), y en cuadratura (Q). Además en el estándar que define a W-CDMA [3GPP, 2004], se menciona que la transmisión de señales a través de un canal de comunicaciones, se realiza en base a tramas, cada trama cuenta con 15 ranuras, y cada ranura tiene una longitud de $T_S = 2560$ chips, con lo que se tiene una duración de trama de $T_F = 10$ ms.

El ensanchamiento de una señal en un sistema W-CDMA, es aplicado después de la modulación y antes de la formación de pulso. Dicho ensanchamiento consiste en dos operaciones; la primera es la operación de ensanchamiento, la cual transforma cada símbolo de dato en Q_D chips, y en Q_C chips en el caso del DPCCH; con esto se incrementa el ancho de banda de la señal; el número de chips por símbolo de datos es llamado factor de ensanchamiento (SF). Como ya se mencionó anteriormente, en este trabajo se considerará solo un DPDCH y un DPCCH, además el SF será el mismo para ambos canales físicos dedicados, por lo tanto, Q_D y Q_C tendrán la misma longitud en chips. La segunda operación es la de cifrado, en donde diferentes usuarios usan diferentes códigos de cifrado en el EA, con lo que se crea un canal de tráfico único; otra de las consideraciones de este trabajo, es que por cuestiones de simplicidad en las expresiones que definen el modelo del sistema, no se tomará en cuenta la operación de cifrado, pero sí se incluye en el proceso de simulación.

III.2 Algoritmo de Estimación de los Parámetros del Canal.

En el EA las señales de datos y piloto, son moduladas por separado mediante una modulación de fase binaria, dando como resultado el Canal I y Q respectivamente, tal como se mostró en la Figura 6. Los bits de datos y piloto binario son ensanchados usando diferentes códigos de factor de ensanchamiento variable ortogonal (OVSF), con el fin de conservar la ortogonalidad entre ambos canales.

Los bits piloto conocidos, contenidos en el Canal Q en el EA, son usados para la estimación de los parámetros del canal. Esto nos indica, que en el ED las estimaciones de

los parámetros del canal se pueden obtener por medio de retroalimentación de información a través del EA; eso da lugar a que las estimaciones del canal en cada usuario móvil sean transmitidas a la estación base. De cualquier modo, la información estimada en el EA puede ser aplicada también para el ED, esto debido a que en W-CDMA, se tiene una diferencia de frecuencia de aproximadamente 190 MHz entre el EA y ED. La reciprocidad que se considera de ambos canales comprende las direcciones de llegada (DOAs), los retardos y las pérdidas por trayectoria promedio.

Ya que los DOAs, los retardos y las pérdidas por trayectoria promedio de los frentes de onda que llegan al receptor, varían menos (tanto en tiempo como en frecuencia) que las fases de dichos frentes de onda, la información de canal en el EA debe ser obtenida haciendo un promedio de la información que se tiene en ranuras consecutivas [Dahlman *et al.*, 1998].

Suponiendo que no existe interferencia mutua entre los canales de dato y piloto, la señal recibida en la estación base puede ser separada en los canales I y Q. Las señales transmitidas desde los diferentes usuarios, son recibidas por un agrupamiento de M elementos de antena. Durante el EA, la expresión de banda base compleja equivalente del vector de señal recibido compuesto $\mathbf{x}(t)$, en un tiempo t , está dada por la ecuación (4).

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{a}_{k,l}^{(u)}(t) \sqrt{P_k^{(u)}} s_k^{(u)}(t - \tau_{k,l}) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

donde la (u) , indica que se trata del enlace ascendente (EA).

- L_k número total de trayectorias recuperables desde el k -ésimo usuario;
- $\mathbf{a}_{k,l}(t)$ vector de canal variante en tiempo de la l -ésima trayectoria del usuario k ;
- $\tau_{k,l}$ retardo en tiempo de la l -ésima trayectoria del usuario k ;
- P_k potencia de transmisión del usuario k ;
- $s_k(t)$ señal transmitida desde el usuario k ;
- $\mathbf{n}(t)$ vector de ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN).

Con un perfecto control de potencia instantáneo y suponiendo que se tienen K usuarios y por lo tanto $K-1$ usuarios interferentes, la expresión para la potencia recibida está representada por la ecuación (5).

$$\sum_{l=1}^{L_k} (\alpha_{k,l}^{(u)}(t))^2 = P_r \quad (5)$$

donde P_r es la potencia total deseada recibida desde el k -ésimo usuario el cual tiene L_k trayectorias de propagación y $\alpha_{k,l}(t)$ se refiere a la amplitud compleja cada trayectoria recuperable. También se considera que en la estación base se implementa un receptor RAKE, cuyos brazos están sincronizados a cada trayectoria recuperable.

Suponiendo que se tienen L_k trayectorias recuperables, pertenecientes al usuario k , entonces el vector de canal $\mathbf{a}_{k,l}(t)$ se puede representar por la ecuación (6).

$$\mathbf{a}_{k,l}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}(t) \mathbf{v}(\theta_{k,l}) \quad (6)$$

donde $\mathbf{v}(\theta_{k,l})$ corresponde al vector respuesta del agrupamiento de antenas y dicha respuesta está asociada con el DOA de la l -ésima trayectoria del usuario k . El parámetro $\alpha_{k,l}(t)$ se puede obtener como se muestra en la siguiente expresión:

$$\alpha_{k,l}(t) = \rho_{k,l} e^{j2\pi(f_{k,l}t - (f_c + f_{k,l})\tau_{k,l})} \quad (7)$$

donde f_c , es la frecuencia portadora, $\rho_{k,l}$ y $\tau_{k,l}$ son la ganancia compleja y el retardo de trayectoria de la l -ésima trayectoria respectivamente. La frecuencia Doppler $f_{k,l}$, es causada por el movimiento del usuario móvil o de los dispersores, y esta dada por $f_{k,l} = f_c \frac{v}{c} \cos(\psi_{k,l})$, donde v corresponde a la velocidad relativa del usuario móvil, c es la velocidad de la propagación electromagnética, y $\psi_{k,l}$ es el ángulo entre la dirección de salida de la l -ésima trayectoria en el usuario móvil y la dirección de movimiento del usuario.

Los parámetros del canal $\theta_{k,l}$, $\rho_{k,l}$ y $\tau_{k,l}$ se supone que son fijos sobre un periodo corto de tiempo, conteniendo cientos de símbolos, durante los cuales, el desvanecimiento Rayleigh contribuye de manera dominante a las variaciones en el canal, comparadas con los efectos causados por las pérdidas por trayectoria o por el sombreado. El desvanecimiento Rayleigh es un resultado de la combinación destructiva de las componentes multitraectorias debido a que se tienen frecuencias Doppler diferentes de cero. En este trabajo todas las frecuencias Doppler en $\alpha_{k,l}(t)$, se consideran que se mantienen constantes sobre el tiempo de interés, es decir el usuario se considera estático, por lo que no existirán frecuencias Doppler. Esta consideración viene de que es notable que durante un periodo de ranura de tiempo en un sistema W-CDMA (0.625 ms), el cambio total de fase de la señal deseada debido al desplazamiento Doppler es pequeño [Zahid, 2001]. Por lo tanto la ecuación (8) se reduce a:

$$\alpha_{k,l}(t) = \rho_{k,l} e^{-j2\pi f_c \tau_{k,l}} \quad (8)$$

La señal transmitida $s_k(t)$, está dada en función de los bits de datos de información $b_k(n)$ y de la forma de onda de modulación $g_k(t)$, así como se muestra en la siguiente expresión:

$$s_k(t) = \sum_n b_k(n) g_k(t - nT_s) \quad (9)$$

donde T_s es el periodo de símbolo. La forma de onda $g_k(t)$, es la convolución del filtro de formación de pulso y el código de ensanchamiento ortogonal CDMA, el cual puede ser cifrado por un código largo pseudo aleatorio [Liberti y Rappaport, 1998], el cual, como se mencionó anteriormente será considerado en el proceso de simulación. Ya que se tiene conocimiento de la composición de la señal transmitida, el siguiente punto a tratar es la recuperación de la señal deseada en base a los parámetros obtenidos del canal; este proceso se realiza mediante el análisis y procesado de las señales a la salida del filtro acoplado en el receptor RAKE 2-D.

III.3 Procesamiento de Señales y Filtro Acoplado.

Si consideramos que un filtro acoplado con perfecta sincronización de código está implementado en cada brazo RAKE, entonces la salida del filtro acoplado, o también llamado perfil de retardo en el l -ésimo brazo, puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{k,l}(\tau) &= \int_{(n-1)T_s + \tau_{k,l}}^{nT_s + \tau_k} \mathbf{g}_k(t - nT_s - \tau_{k,l}) \mathbf{x}(t) dt \\ &= \sqrt{GP_k} \mathbf{a}_{k,l}(\tau) b_k(n) + \underbrace{\mathbf{s}_k(\tau) + \mathbf{m}_k(\tau) + \eta_k(\tau)}_{\text{Interferencia+ruido}} \end{aligned} \quad (10)$$

donde G es la ganancia de procesamiento, \mathbf{s}_k , es el vector de señal de interferencia debido a otras componentes multitrayectorias propias del usuario de deseado, \mathbf{m}_k es el vector de interferencia de acceso múltiple (MAI), y η_k corresponde al vector de ruido termal del sistema.

La salida del filtro acoplado es utilizada para distinguir la señal deseada de la interferencia cocanal, y su resolución en tiempo está aproximada al intervalo de chip. Sin pérdida de generalidad, si se considera que el primer usuario es el usuario deseado, y se ha establecido la sincronización del código, dado que los vectores de canal son conocidos para el receptor, esto por medio de la estimación de los parámetros del canal como se mencionó en la sección anterior. Entonces la salida del filtro acoplado para el usuario de interés está dada por la ecuación (11).

$$\begin{aligned}
 z_1(\tau) &= \sum_{l=1}^{L_1} \mathbf{a}_{1,l}^H(\tau) \mathbf{z}_{1,l}(\tau) \\
 &= \sqrt{GP_1} b_1(n) \sum_{l=1}^{L_1} \|\mathbf{a}_{1,l}(\tau)\|^2 + \eta_1(\tau)
 \end{aligned} \tag{11}$$

donde $\mathbf{a}_{1,l}^H(\tau)$ denota la transpuesta conjugada de $\mathbf{a}_{1,l}(\tau)$, y $\eta_1(\tau) = \sum_{l=1}^{L_1} a_{1,l}^H(\tau) \tilde{\mathbf{n}}_1(\tau)$.

En un sistema CDMA, la interferencia de red limita severamente la capacidad de acceso múltiple, por lo que en dicho sistema cualquier reducción en interferencia se convierte directa y linealmente en un incremento en capacidad [Liberti y Rappaport, 1998]. El diagrama a bloques para la estimación de los parámetros del canal se muestra en la Figura 7, dicho diagrama muestra básicamente la estructura de un receptor RAKE 2-D, el cual realiza tanto procesamiento temporal (en contra del desvanecimiento multitraectoria) como espacial (conformación de haz).

La señal recibida por cada elemento del agrupamiento de antena primero se pasa a través de P correladores. Cada correlador está acoplado al código del usuario deseado, con un desplazamiento igual al retardo de tiempo de las trayectorias de la señal deseada. Cada una de las señales a la salida de los correladores es pasada posteriormente por conformadores de haz, para mejorar aun más la señal.

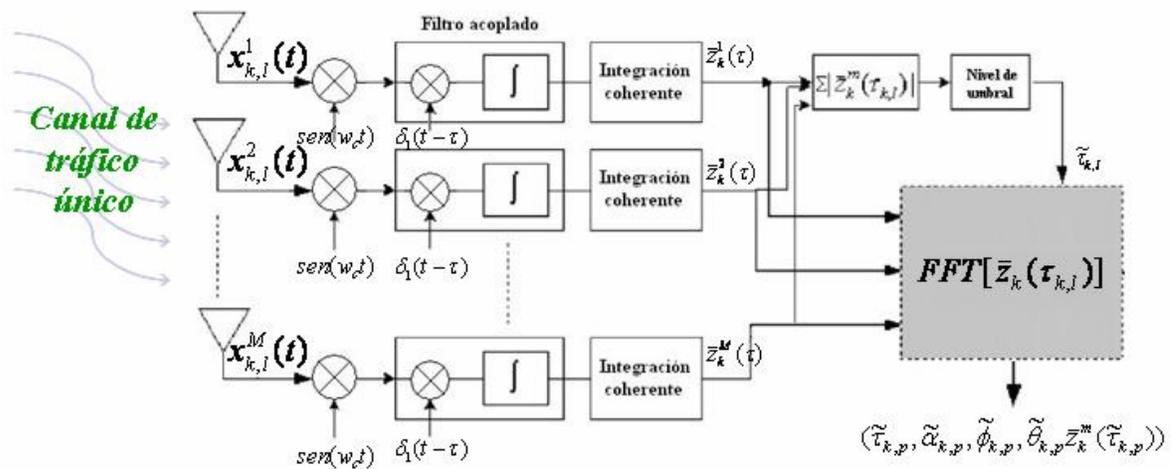


Figura 7. Diagrama a bloques de un receptor RAKE 2-D.

El código de cifrado largo se emplea para reducir efectivamente la interferencia, proporcionar intervalos discretos (bins) de tiempo exactos para la combinación RAKE y a su vez hacer un promedio de las señales de interferencia de acceso múltiple (MAI, por sus siglas en inglés). De acuerdo con [3GPP, 2004], suponiendo que una ranura de tiempo contiene N bits piloto, es necesario obtener el perfil de retardo para cada bit piloto (en una ranura de tiempo). Entonces, los N perfiles de retardo consecutivos pueden ser integrados

en forma coherente y promediados, para obtener el perfil de retardo promedio. Teniendo esto, el perfil de retardo promedio \bar{z}_1^m en el m -ésimo elemento de antena, está dado por:

$$\bar{z}_1^m(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_{1,n}^m(\tau) \quad (12)$$

donde $z_{1,n}^m$ representa la salida del filtro acoplado del n -ésimo bit piloto para el m -ésimo elemento de antena. Se puede ver que en el perfil de retardo promedio, para todos los intervalos discretos de tiempo correspondientes a los tiempos de retardo de las multitrayectorias del usuario deseado, sus magnitudes serán incrementadas por N veces después de una integración coherente. Para todos los demás intervalos discretos, sus magnitudes serán promediadas, ya que las fases de ruido de correlación cruzada para bits pilotos diferentes, son aleatoriamente distribuidas debido a las características del código de cifrado largo. Los M perfiles de retardo promedio pueden ser aprovechados para reducir las señales MAI y mejorar el desvanecimiento multitrayectoria a través de los elementos de antena. Con esto, se puede integrar el valor absoluto del perfil de retardo promedio \bar{z}_1^m sobre los M elementos de antena como se muestra a continuación:

$$\bar{\bar{z}}_1(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\bar{z}_1^m(\tau)| \quad (13)$$

De acuerdo con la ecuación anterior, se puede reducir de forma sustancial el efecto de desvanecimiento en el agrupamiento de antenas y mejorar significativamente la SINR [Zahid, 2001], [Harada y Prasad, 2002]. Los valores del perfil de retardo promedio de cada elemento del agrupamiento en los intervalos discretos de tiempo seleccionados, pueden emplearse para calcular los pesos de conformación de haz para el EA y ED. Estos también pueden usarse para calcular el DOA de las multitrayectorias deseadas. Es decir, como se mostró en el diagrama de la Figura 7, aplicando la transformada de Fourier al perfil de retardo promedio con respecto a los intervalos discretos de tiempo seleccionados, en donde las posiciones de los picos nos dan la estimación de los DOAs, y las amplitudes de los valores pico, proporcionan la estimación de las ganancias y fases de trayectoria de las multitrayectorias.

Ya que se han detectado las posiciones de los intervalos de tiempo discreto de las trayectorias dominantes del usuario de interés, las señales de datos contenidas en el Canal I, son pasadas a través de correladores RAKE 2-D, los cuales están acoplados a la respuesta del canal de la forma de onda transmitida.

Con las expresiones obtenidas en esta sección, referentes a las señales que se tienen a la salida del filtro acoplado en cada brazo RAKE, se puede dar paso a establecer las siguientes expresiones con las cuales podemos estudiar las prestaciones en lo que respecta a la SINR de nuestro sistema. Estas expresiones serán establecidas en el siguiente capítulo.

III.4 Conclusiones.

En este capítulo se desarrolló un modelo de canal para la transmisión de señales en un ambiente W-CDMA, incluyendo parámetros como son: multitrayectorias, retardos y DOAs, de las diferentes componentes multitrayectoria que se presentan en dicho ambiente. Ahora el siguiente paso es determinar un conjunto de vectores de pesos óptimos, necesarios para la implementación de diferentes algoritmos de conformación de haz. En el siguiente capítulo se abordará el estudio de los algoritmos de conformación de haz, haciendo uso de las expresiones obtenidas en este capítulo.

IV MODELADO DE LAS TÉCNICAS DE CONFORMACIÓN DE HAZ.

Introducción.

En el capítulo anterior, se definió el modelo del sistema mediante el cual se pueden obtener los parámetros espacio-temporales del canal, basándonos en las características propias de un ambiente W-CDMA. En este capítulo se establecerán conceptos básicos como el significado de la conformación de haz y el análisis matemático del agrupamiento lineal uniforme. A partir de esto, se describen los algoritmos de conformación de haz para el ED de W-CDMA con los que se pueden obtener los vectores de pesos de conformación de haz óptimos. Estos vectores de pesos forman parte de las expresiones matemáticas mediante las cuales es posible maximizar la SINR del sistema, dichas expresiones se mencionan en el apartado final de este capítulo.

IV.1 Fundamentos de Conformación de Haz.

Antes de establecer los algoritmos de conformación de haz, es necesario definir algunos conceptos que nos facilitarán la comprensión de dichos algoritmos. Con esto se hace hincapié principalmente al concepto de conformación de haz digital y los agrupamientos de antenas. Existe tanto conformación de haz digital como conformación de haz analógica², en este trabajo de tesis se estudiará la conformación de haz digital y nos referiremos a ella de forma general como conformación de haz.

² En Litva y Lo, 1996, se realiza un estudio a fondo de ambos tipos de conformación de haz.

La conformación de haz se basa en la captura de las señales de radiofrecuencia (RF) en los elementos de antena y la conversión de estas señales en dos ristas de señales de datos I y Q que tienen propiedades binarias, las cuales representan conjuntamente las amplitudes de las señales recibidas en los elementos del agrupamiento de antenas.

La conformación de haz se realiza mediante la asignación de pesos a las señales en cada elemento del agrupamiento, de manera que se ajustan sus amplitudes y fases, y cuando éstas se suman forman el diagrama de radiación deseado. Básicamente, un sistema de conformación de haz consiste de un agrupamiento de elementos de antena, receptores independientes para cada elemento de antena y un procesador digital de señales [Litva y Lo, 1996].

IV.2 Agrupamiento Lineal Uniforme.

Como se mencionó en el Capítulo II, existen diferentes configuraciones de agrupamientos de antenas, y en este trabajo de tesis solo haremos uso del agrupamiento lineal uniforme (ALU). Para esto es necesario definir las expresiones matemáticas que establecen el comportamiento de las señales que llegan al receptor de un sistema de comunicaciones móviles, en el que se implementa un agrupamiento de antenas. En la Figura 8 se describe un agrupamiento lineal espaciado uniformemente. Se supone que todas las antenas en el agrupamiento son idénticas y tienen la misma respuesta en cualquier dirección.

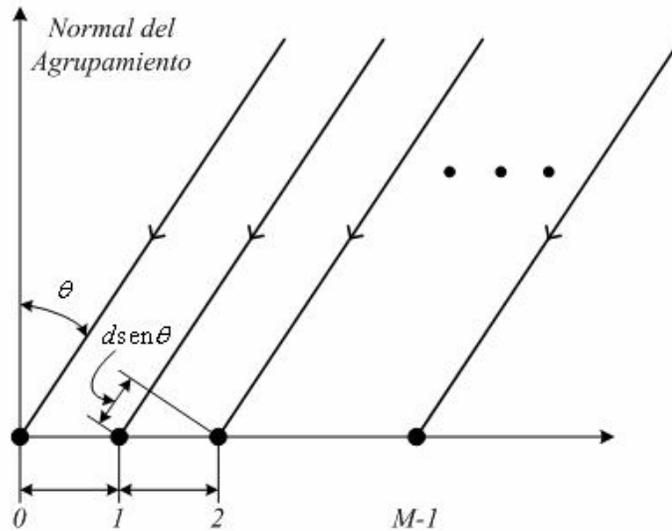


Figura 8. Agrupamiento lineal espaciado uniformemente.

Cada elemento del agrupamiento es ponderado por medio de la asignación de un peso complejo V_m , donde $m = 0, 1, \dots, M-1$, y el espaciamiento entre elementos lo denota d . Si una onda plana llega al agrupamiento con un ángulo θ con respecto a la normal del agrupamiento, el frente de onda llega al elemento $m+1$ antes que al elemento m , ya que la distancia diferencial entre dos trayectorias es $d \sin \theta$. Si consideramos arbitrariamente que la fase de la señal en el origen es cero, la fase de la señal en el elemento m relativo al elemento 0 es $kmd \sin \theta$, donde $k = 2\pi/\lambda$, y λ corresponde a la longitud de onda de la señal. Si sumamos todas las salidas de los elementos del agrupamiento, nos dará como resultado lo que se conoce como Factor de Agrupamiento F , definido por la siguiente expresión:

$$F(\theta) = V_0 + V_1 e^{jkdsen\theta} + V_2 e^{j2kdsen\theta} + \dots = \sum_{m=0}^{M-1} V_m e^{jkmdsen\theta} \quad (14)$$

dicho factor puede ser expresado en términos de producto interno vectorial como:

$$F(\theta) = \mathbf{V}^T \mathbf{v} \quad (15)$$

donde

$$\mathbf{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{K-1}]^T \quad (16)$$

es el vector de pesos, y el vector de propagación del agrupamiento \mathbf{v} , está representado por:

$$\mathbf{v} = [1 \ e^{jkdsen\theta} \ \dots \ e^{j(M-1)kdsen\theta}]^T \quad (17)$$

Este vector de propagación, contiene la información de la dirección de llegada de la señal. Si el peso complejo es:

$$Vm = A_m e^{jm\alpha} \quad (18)$$

donde la fase del m -ésimo elemento tiene una diferencia de fase de α con respecto al $(m-1)$ -ésimo elemento; entonces el factor de agrupamiento está dado por:

$$F(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m e^{j(km\alpha + kdsen\theta + k\alpha)} \quad (19)$$

Si $\alpha = -kdsen\theta_0$, entonces una máxima respuesta de $F(\theta)$ se presentará en el ángulo θ_0 . Esto es, el haz de la antena ha sido dirigido hacia la fuente de la onda. Este factor de

agrupamiento es utilizado por los algoritmos de conformación de haz, para poder dirigir el haz hacia la dirección deseada.

IV.3 Procesamiento de Señal en el Receptor RAKE 2-D.

El objetivo de utilizar el receptor RAKE 2-D en un sistema de comunicaciones, en este caso W-CDMA, es el de aprovechar la diversidad espacial y temporal que se tiene en el canal radio de dicho sistema [Blogh y Hanzo, 2002]. Existen muchas técnicas de conformación de haz que han sido propuestas, entre ellas está el Método de DOA, o también conocido como el Método de Sumas y Retardos. Este método consiste en utilizar la información del DOA del usuario de interés, y mediante el procesamiento digital de señales, determinar el vector de pesos de asignación que nos permitirá dirigir el haz de radiación hacia dicho usuario. Esta técnica ya ha sido objeto de estudio en pasados trabajos. Dentro de las técnicas que se han propuesto recientemente se encuentra el Método del Complejo, que es el más simple, dicho método es descrito como sigue:

- 1) En el Canal Q definido en el capítulo anterior, obtuvimos el perfil de retardo promedio de cada elemento. Denotamos el valor muestreado en el tiempo de retardo estimado $\tilde{\tau}_{1,p}$ por $\tilde{z}_1^m(\tilde{\tau}_{1,p})$.
- 2) La salida del correlador en el m -ésimo elemento en el Canal I, se multiplica por el complejo conjugado de $\tilde{z}_1^m(\tilde{\tau}_{1,p})$.

- 3) Se integran coherentemente todos los M valores de multiplicación. Y éste resultado es la salida del p -ésimo conformador de haz.
- 4) Con el procesado RAKE, se combinan coherentemente las P salidas del conformador de haz.

La conformación de haz también puede ser obtenida multiplicando la salida del correlador de cada elemento del agrupamiento por un factor de agrupamiento $F(\theta)$, formado por el DOA de la trayectoria deseada como se muestra en la Figura 9.

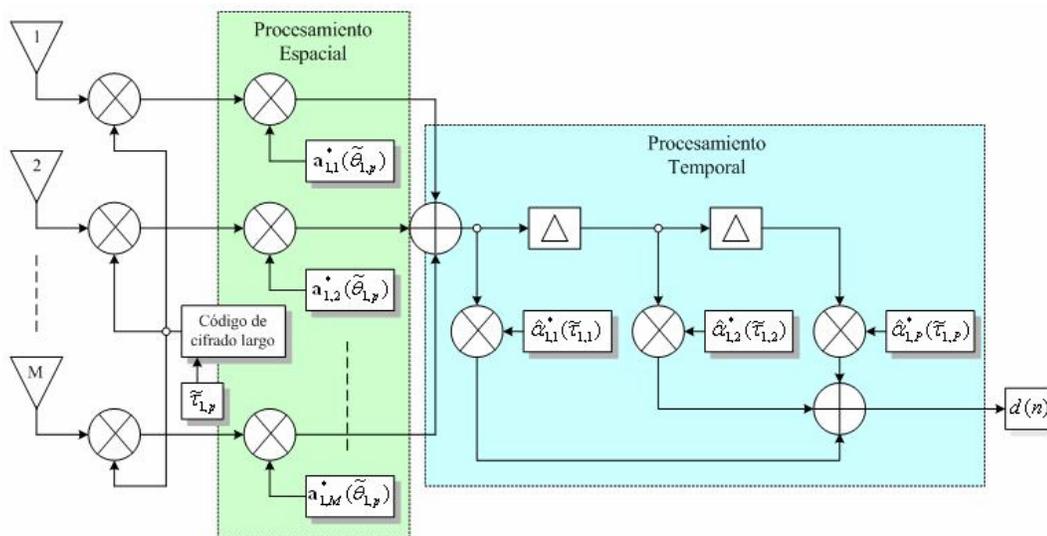


Figura 9. Diagrama a bloques del receptor RAKE 2-D.

En la figura anterior se presenta un diagrama a bloques del procesamiento de señales que se realiza en un receptor RAKE 2-D. Se muestra tanto la parte de procesamiento espacial como la de procesamiento temporal. El DOA de la trayectoria deseada puede ser obtenido aplicando la transformada de Fourier al valor de muestra $\tilde{z}_1^m(\tilde{\tau}_{1,p})$ en el Canal Q.

Se denota el DOA estimado y la amplitud de la p -ésima trayectoria como $\tilde{\theta}_{1,p}$ y $\hat{\alpha}_{1,p} = \tilde{\alpha}_{1,p} e^{-j\tilde{\phi}_{1,p}}$, respectivamente, donde $\tilde{\phi}_{1,p}$ denota la fase de dicha trayectoria. Entonces la salida del p -ésimo correlador es multiplicado por $\mathbf{a}_1^{m*} = e^{j2\pi(m-1)d \sin \tilde{\theta}_{1,p} / \lambda}$, donde \mathbf{a}_1^{m*} representa el complejo conjugado de \mathbf{a}_1^m y d denotando el espaciamiento entre elementos del agrupamiento. Con este método, el agrupamiento de antenas formará un haz en el DOA de la señal deseada. Con el procesado RAKE, la salida del p -ésimo correlador se multiplicará por $\hat{\alpha}_{1,p}^*$, lo cual indica el complejo conjugado de sus respectivas amplitudes, para después hacer la integración coherente como se mostró en la Figura 9.

Se ha visto que la información del DOA puede tener muchas aplicaciones. Por ejemplo, puede ser usada para determinar la ubicación de un usuario móvil o para la conformación de haz en el ED [Liberti y Rappaport, 1999], que es la aplicación que se le estará dando en este trabajo de tesis.

IV.4 Métodos de Conformación de Haz.

Antes de comenzar a definir los métodos de conformación de haz, se hacen algunas consideraciones, que a su vez, serán de gran utilidad para evaluar las prestaciones de los parámetros del canal en ED:

- ❖ La propiedad de reciprocidad permanece para EA y ED. Además, ambos enlaces tomarán en cuenta la misma multitrayectoria. Las amplitudes de cada

componente multitrayectoria puede ser diferente debido a las diferentes frecuencias portadoras y diferentes diagramas de radiación en ambos enlaces.

- ❖ La estación base transmite la misma potencia para cada canal de codificación.
- ❖ Solo se considera la interferencia intracelular.

Los algoritmos a considerar son el método de Complejo Conjugado debido a su rapidez en el cálculo de los vectores de pesos y el método del DOA debido a su eficiencia en el cálculo de los mismos. Los basados en haz, son los del tipo Haz Único y Multihaz. A continuación se describen dichos algoritmos.

IV.4.1 Método del Complejo Conjugado de Haz Único.

En el EA, del perfil de retardo promedio obtenido por las expresiones descritas en el capítulo anterior, se escoge el intervalo discreto de tiempo con el valor pico más grande (τ_{\max}). La salida del filtro acoplado del m -ésimo elemento muestreado en τ_{\max} , es denotado por $\bar{z}_1^m(\tau_{\max})$. Para el ED, la asignación de pesos de cada elemento viene dada por:

$$w_m = \bar{z}_1^{m*}(\tau_{\max}) \quad (20)$$

donde w_m representa la asignación de pesos del m -ésimo elemento para el usuario deseado en el ED.

IV.4.2 Método del Complejo Conjugado Multihaz.

Del perfil de retardo promedio absoluto en EA de (5), se seleccionan P posiciones pico con los primeros P valores y se denotan como τ_1, \dots, τ_P . La salida del filtro acoplado del m -ésimo elemento muestreado en τ_1, \dots, τ_P se expresa como $\bar{z}_1^m(\tau_1), \dots, \bar{z}_1^m(\tau_P)$. Entonces, la asignación de pesos del m -ésimo elemento está dada por:

$$w_m = \sum_{p=1}^P \bar{z}_1^{m*}(\tau_p) \quad (21)$$

IV.4.3 Método del DOA de Haz Único.

Se expresa el DOA de la trayectoria dominante τ_{\max} como θ_{\max} . La asignación de pesos del elemento m -ésimo está dada por:

$$w_m = e^{jk(m-1)d \sin(\theta_{\max})} \quad (22)$$

IV.4.4 Método del DOA Multihaz de Ganancia Igual.

Suponiendo que los DOAs estimados de las trayectorias dominantes del usuario de interés son $\tilde{\theta}_1, \dots, \tilde{\theta}_P$. La asignación de pesos en el m -ésimo elemento está dada por:

$$w_m = \sum_{p=1}^P e^{jk(m-1)d \sin(\tilde{\theta}_p)} \quad (23)$$

IV.4.5 Método del DOA Multihaz de Relación Máxima.

Suponiendo que los DOAs estimados de las trayectorias dominantes son $\tilde{\theta}_1, \dots, \tilde{\theta}_p$ y sus magnitudes correspondientes son $\tilde{m}_1, \dots, \tilde{m}_p$ respectivamente. Entonces la asignación de pesos del m -ésimo elemento está dada por:

$$w_m = \sum_{p=1}^P \tilde{m}_p e^{jk(m-1)d \sin(\tilde{\theta}_p)} \quad (24)$$

La diferencia entre el método anterior y el método de la sección 4.4.4, radica principalmente en la técnica de combinación RAKE que se utiliza. Suponiendo que se tiene un mismo nivel de potencia radiada, y éste es el mismo para cada uno de los algoritmos de conformación de haz; esto es con el fin de hacer una comparación equitativa de dichos algoritmos. Entonces, el peso asignado a cada elemento debe ser normalizado como:

$$\tilde{w}_m = \frac{w_m}{\left(\sum_{m=1}^M |w_m|^2 \right)^{1/2}} \quad (25)$$

Ya se definieron las expresiones para obtener el vector de pesos óptimos para diferentes métodos de conformación de haz, el siguiente paso corresponde a la inclusión de dichos vectores de pesos en las expresiones que nos permitirán maximizar las prestaciones del nuestro sistema.

IV.5 Expresiones que maximizan las prestaciones en términos de la SINR.

Es dado por hecho, que el máximo número de interferentes que pueden ser anulados es $M-1$, si se emplea un agrupamiento que consta de M elementos de antena. En un ambiente W-CDMA, el número de interferentes casi siempre es mayor que el número de elementos del agrupamiento, por lo tanto no es factible tratar de anular interferentes [Litva y Lo, 1996].

Después de haber estimado los parámetros multitrayectoria de las señales deseadas, estos datos pueden alimentarse al canal de datos (Canal I), para evaluar la SINR del receptor RAKE 2-D. Dicha SINR puede expresarse como:

$$\text{SINR} = \frac{E\{S(n)\}}{E\{I(n)\}} = \frac{\text{MGE} \left\{ \left| \sum_{p=1}^P \mathbf{w}_{1,p}^* \mathbf{S}_{1,p}(t) \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{p=1}^P \mathbf{w}_{1,p}^* \mathbf{U}_{1,p}(t) \right|^2 \right\}} \quad (26)$$

donde M es el número de elementos de antena, G es la ganancia de procesamiento, P es el número de brazos del receptor RAKE, $\mathbf{W}_{1,p}$ corresponde al vector de pesos del agrupamiento del usuario de interés, $\mathbf{S}_{1,p}$ es el vector de señal de usuario de interés, y $\mathbf{U}_{1,p}(t)$ es la suma de todas las señales no deseadas más el ruido térmico en el p -ésimo brazo del receptor RAKE. Asumiendo que en el sistema se tiene un perfecto control de potencia, por lo que todos los usuarios tendrán el mismo nivel de potencia y las señales MAI y el ruido,

son temporal y espacialmente blancos, entonces la SINR a la salida del receptor RAKE 2-D se puede aproximar con la siguiente expresión [Li y Liu, 2003]:

$$\text{SINR} = \frac{\text{MG}(\text{SNR})}{(K - 1)\text{SNR} + 1} \quad (27)$$

donde SNR es la relación señal a ruido en EA para cada elemento de antena, y K es el número de usuarios activos. Las expresiones (26) y (27), nos definen la forma en que se evaluarán las prestaciones en términos de la SINR del sistema W-CDMA, dichas expresiones serán de gran utilidad de cara al proceso de simulación que se tratará en el siguiente capítulo.

IV.6 Conclusiones.

En este capítulo se establecieron los conceptos básicos definiendo principalmente el modelo de señal del agrupamiento lineal uniforme utilizado en la recepción RAKE 2-D. A partir de esto se explicó el procesamiento temporal y espacial de las señales que llegan a un ALU. Se definieron los métodos de conformación de haz para el ED de W-CDMA, tales como el Método del DOA y del Complejo Conjugado, y se establecieron las expresiones matemáticas para obtener los vectores de pesos óptimos para dicho métodos. Por último, debido a que es parte del objetivo principal de este trabajo de tesis, se definieron las expresiones para maximizar la SINR del sistema. Ya que se han establecido las

herramientas necesarias, en el siguiente capítulo se explicará el proceso de simulación de los algoritmos de conformación de haz y de la obtención de las estadísticas de SINR.

V RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO.

Introducción.

En el capítulo anterior se estableció el procedimiento para obtener los pesos óptimos de los diferentes métodos de conformación de haz. En este capítulo se presentan los resultados de simulación, así como también un análisis numérico de las estadísticas obtenidas. Se establecen las consideraciones de simulación para calcular los parámetros del canal, con los que se obtienen los vectores de pesos óptimos en la implementación de los diferentes algoritmos de conformación de haz. Estos vectores de pesos de conformación de haz son utilizados para estudiar las prestaciones en términos del SINR del sistema en ambos enlaces de W-CDMA.

V.1 Consideraciones de Simulación.

Antes de iniciar con el proceso de simulación, es necesario establecer las consideraciones necesarias para dar paso a dicho proceso. Las consideraciones de simulación son las siguientes:

- ✘ El primer punto que se debe mencionar, es que se está trabajando sobre un ambiente W-CDMA, esta consideración implica que existirá un canal radio dispersivo con la presencia de interferentes, que ocasionan la propagación multitrayectoria en la señal del usuario de interés. Al tener estas características, el canal tendrá la propiedad de diversidad espacial ocasionada por las diferentes direcciones de llegada (DOAs) de las

trayectorias múltiples en el receptor, y la diversidad temporal a causa del viaje que efectúa la multitrayectoria desde el móvil hasta el interferente y después al receptor.

- ✘ El problema cerca – lejos es uno de las principales limitaciones de un sistema de comunicaciones inalámbricas. En este trabajo, se considera que el sistema tiene un “perfecto control instantáneo de potencia”. Con esta consideración se evita la implementación de ciertos métodos para mitigar el problema, y así la estación base transmitirá la misma potencia para cada canal de codificación.

Tabla II. Parámetros de enlace de radio W-CDMA (FDD).

Tasa de Chip (BW)	3.84 Mcps (5MHz)
Frecuencia Portadora (EA/ED)	1.965 GHz/2.155 GHz
Bits piloto/ranura (EA)	6 bits
Tasa de bit	16 Kbps
Ganancia de procesado	256
Código de ensanchado	Códigos OVSF
Modulación	BPSK
Ranura de tiempo	0.625 ms

- ✘ Los principales parámetros de enlace de radio a emplearse en el proceso de simulación, definidos por [3GPP, 2004] para W-CDMA (FDD), se resumen en la Tabla II. En dicha tabla se definen diferentes frecuencias portadoras para el enlace ascendente (EA) y el enlace descendente (ED). Dichas frecuencias tienen un espaciamiento de al menos 190 MHz. El cálculo de los parámetros del canal se realiza en base a bits piloto en el EA, y

se consideran 6 bits piloto. Se considera también un periodo de ranura de tiempo de 0.625 ms.

- ✘ Los canales físicos en W-CDMA (Canal I de Datos, y Canal Q de Control) son ensanchados independientemente mediante la aplicación de códigos OVSF³ (factor de ensanchamiento variable ortogonal) con un factor de ensanchamiento $SF = 256$, obteniéndose una ganancia de procesamiento de la misma cantidad, la característica principal que poseen estos códigos es su ortogonalidad entre las diferentes secuencias.
- ✘ Después de hacer el ensanchamiento de la señal, se realiza una operación de cifrado mediante secuencias de “código de cifrado largo”. Estas secuencias permiten identificar al usuario de interés, y así crear un canal de tráfico único ayudando a mitigar la interferencia de acceso múltiple (MAI) en el receptor. Para el proceso de simulación, se considera que se tiene una perfecta sincronización de los códigos de cifrado largo.
- ✘ Se supone el uso de un agrupamiento lineal uniforme de $M = 7$ elementos, y un espaciamiento de $d = \lambda/2$ entre elementos, donde λ es la longitud de onda de la señal de usuario deseado. La SNR en cada elemento se considera de 10 dB.
- ✘ Se consideran 40 usuarios cocanal, de los cuales uno es el usuario de interés. Los parámetros de canal para el usuario de interés se indican en la Tabla III. En dicha tabla

³ En el Capítulo III se hizo un estudio general de como se generan los códigos OVSF.

se especifica que la señal del usuario deseado llegará al receptor por medio de tres trayectorias, cuyos DOAs son de -40° , 0° y 40° . Los retardos de tiempo asociados a cada trayectoria son 0 , $4T_c$ y $8T_c$, donde T_c es la duración de chip de la secuencia de ensanchamiento. Las amplitudes relativas de las trayectorias son 1 , 0.625 y 0.8 respectivamente. Las fases son π , $\pi/2$ y $3\pi/2$ respectivamente.

Tabla III. Parámetros de canal del usuario deseado.

Trayectoria	1	2	3
$\theta_{1,l}$	-40°	0°	40°
$\tau_{1,l}$	0	$4T_c$	$8T_c$
$\alpha_{1,l}$	1	0.65	0.8
$\phi_{1,l}$	π	$\pi/2$	$3\pi/2$

Los parámetros del canal de cada una de las multitrayectorias de los usuarios cocanal que funcionan como interferentes al usuario de interés son las amplitudes con distribución Rayleigh, las fases distribuidas uniformemente entre $[0, \pi/2]$, y los retardos con distribución uniforme sobre $[0, \tau'_{\max}]$, donde τ'_{\max} es el máximo ensanchado del retardo en el canal. También se considera que los DOAs de las trayectorias de los usuarios no deseados están distribuidos uniformemente en el intervalo $[-\pi/3, \pi/3]$. Es importante mencionar que en el proceso de simulación, no se establece ni se conoce el DOA del usuario de interés, sino que se le ubica en términos de sus multitrayectorias.

- ✘ Para el proceso de obtención de resultados, se hará uso de la plataforma de simulación MATLAB®, la cual es la más adecuada para obtener y representar gráficamente los resultados esperados.

- ✘ Con el fin de hacer una validación de las estadísticas obtenidas, se hizo una comparación de los resultados que se muestran en las siguientes secciones con las reportadas en [Li y Liu, 2003].

Ya que se han establecido las consideraciones de simulación, el siguiente paso es mostrar los resultados obtenidos. En las siguientes secciones se muestran dichos resultados.

V.2 Resultados de la Simulación.

Dentro del procesamiento que se lleva a cabo en la recepción RAKE 2-D, se encuentra el bloque del filtro acoplado. La señal obtenida a la salida del filtro acoplado es indispensable para poder calcular los parámetros espacio-temporales del canal, y a partir de dichos parámetros, obtener los vectores de pesos utilizados en los algoritmos de conformación de haz. Por lo tanto, es indispensable en primera instancia, obtener la salida del filtro acoplado, debido a que es en esta etapa donde se pueden identificar los picos de correlación correspondientes a las multitrayectorias provenientes de un canal con diversidad espacial y temporal, características particulares de un ambiente W-CDMA.

V.2.1 Salida del Filtro Acoplado.

En la Figura 10(a) se muestra la salida del filtro acoplado en el receptor RAKE 2-D, la cual corresponde a la señal cuando se evalúa el perfil de retardo de potencia en el canal de control (Canal Q) sobre un bit piloto en el EA y sobre un elemento de antena. De dicha figura se puede establecer que la señal se ve muy afectada por el ruido que puede provocar principalmente la interferencia de acceso múltiple (MAI), y por lo tanto no es posible detectar los picos de correlación que resultan de comparar las señales que llegan al receptor con la secuencia de ensanchamiento del usuario de interés. Debido a que se supone el uso de los códigos de cifrado largo, la MAI para cada bit piloto se puede modelar como ruido Gaussiano independiente [Li y Liu, 2003]. Esto nos permite hacer una integración coherente y un promediado sobre los 6 bits pilotos que se están considerando para el EA del sistema W-CDMA.

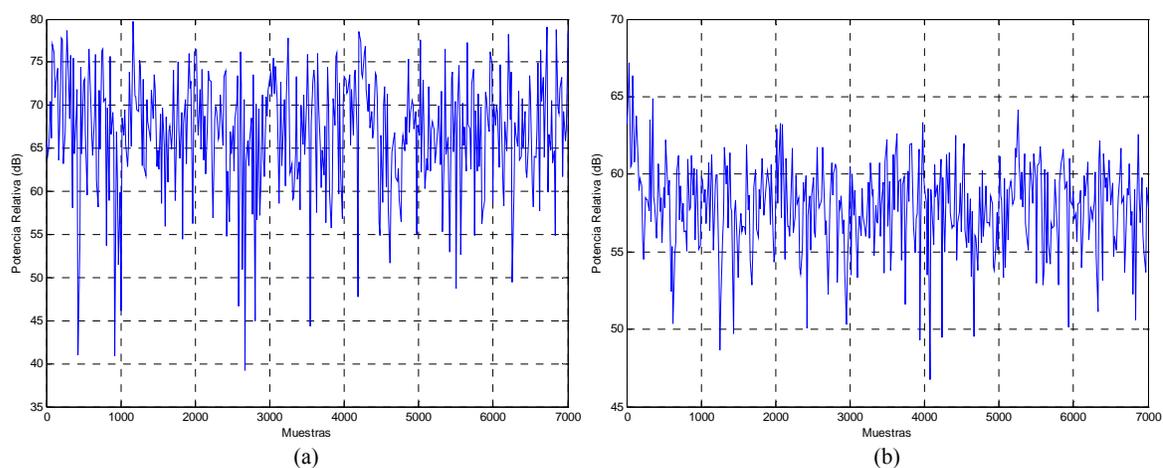


Figura 10. Perfil de retardo de potencia (salida del filtro acoplado): (a) Sin integración coherente, (b) con integración coherente sobre 6 bits pilotos.

Después de haber hecho la integración sobre los 6 bits pilotos y tomando en cuenta un elemento de antena, en la Figura 10(b) se muestra la salida del filtro acoplado, en la cual se puede observar que el nivel de potencia del ruido se reduce pero no lo suficiente, ya que existen picos de señales que no corresponden a los picos de señal del usuario deseado. Recordemos que son tres los picos de correlación correspondientes a las tres trayectorias del usuario de interés. Lo importante que se puede resaltar de las graficas de la Figura 10, es que la reducción del ruido es aproximadamente de 15 dB, esto gracias a la integración coherente hecha, ya que mediante dicha integración las amplitudes de los picos del usuario de interés, se incrementan al menos 6 veces (número de bits piloto), y para las demás muestras de tiempo sus magnitudes son promediadas debido a que las fases de ruido de correlación cruzada para diferentes bits pilotos, están aleatoriamente distribuidas ya que se aprovechan las características ortogonales de los códigos de cifrado largo.

Ahora, si realizamos el mismo proceso para los siete elementos de antena considerados en el agrupamiento lineal uniforme, y con esto se realiza un promediado de las señales que salen en cada filtro acoplado en los elementos, esto con el fin de reducir aun más las señales MAI y mejorar el desvanecimiento multitrayectoria.

El resultado obtenido será la señal que se muestra en la Figura 11, en la que podemos observar que la contribución de picos representando el ruido, se redujo aun más, con lo que es posible identificar las muestras en los instantes de tiempo correspondientes a las tres trayectorias del usuario de interés.

Otra de las observaciones es que la dispersión del ruido disminuyó a partir de que se hizo el promediado sobre los 6 bits piloto y los siete elementos de antena quedando así dicha dispersión de casi solo 3 dB.

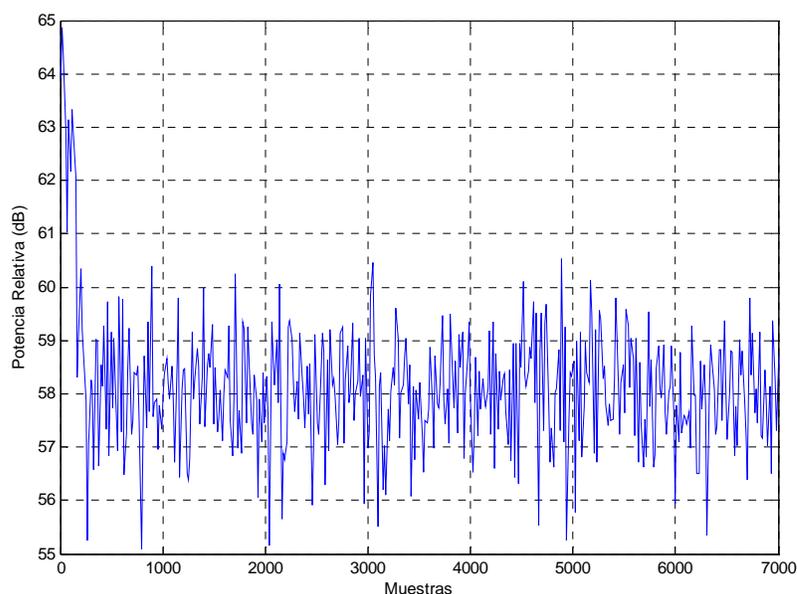


Figura 11. Perfil de retardo de potencia (salida del filtro acoplado) con integración coherente sobre 6 bits pilotos y promediado sobre siete elementos de antena.

A partir de la figura anterior se puede concluir que los efectos de desvanecimiento de las señales que llegan al agrupamiento se reducen considerablemente, lo que nos permite establecer un umbral y escoger las muestras de tiempo deseadas del perfil de retardo absoluto promedio.

Con lo anterior se han establecido los valores del perfil de retardo promedio en las muestras de tiempo seleccionadas para cada multitrayectoria y en cada uno de los

elementos del agrupamiento, ahora estos valores se utilizarán para determinar los vectores de pesos de conformación de haz para el EA y el ED.

V.2.2 Patrones de haz obtenidos por los métodos de conformación de haz.

En la Figura 12, 13 y 14 se muestran los resultados de hacer la conformación de haz en el EA para las tres diferentes trayectorias del usuario de interés, utilizando el Método del DOA y el Método del Complejo Conjugado para el EA en W-CDMA, ambos en su tipo de Haz Único. En las figuras mencionadas también se muestra el diagrama de radiación de ambos métodos en coordenadas polares.

En la Figura 12 (a) se muestra la conformación de haz para la trayectoria cuyo DOA está en -40° . Se puede observar que, aunque ambos métodos tienen casi el mismo lóbulo principal, el método del complejo conjugado carece de control en sus lóbulos laterales, y esto se reflejará en la medida en que dichos lóbulos laterales afecten al lóbulo principal.

Para definir de mejor manera en que medida se contribuyen los lóbulos laterales al lóbulo principal se hace la representación polar en la Figura 12 (b). En dicha figura se puede ver que los lóbulos laterales en ambos métodos casi tienen el mismo nivel de potencia de alrededor de -12 dB, pero su diferencia radica en que el método del complejo conjugado carece de nulos en sus lóbulos laterales, con lo que podría decirse que, dichos lóbulos a partir de los 20° mantienen un nivel de potencia constante de casi -15 dB.

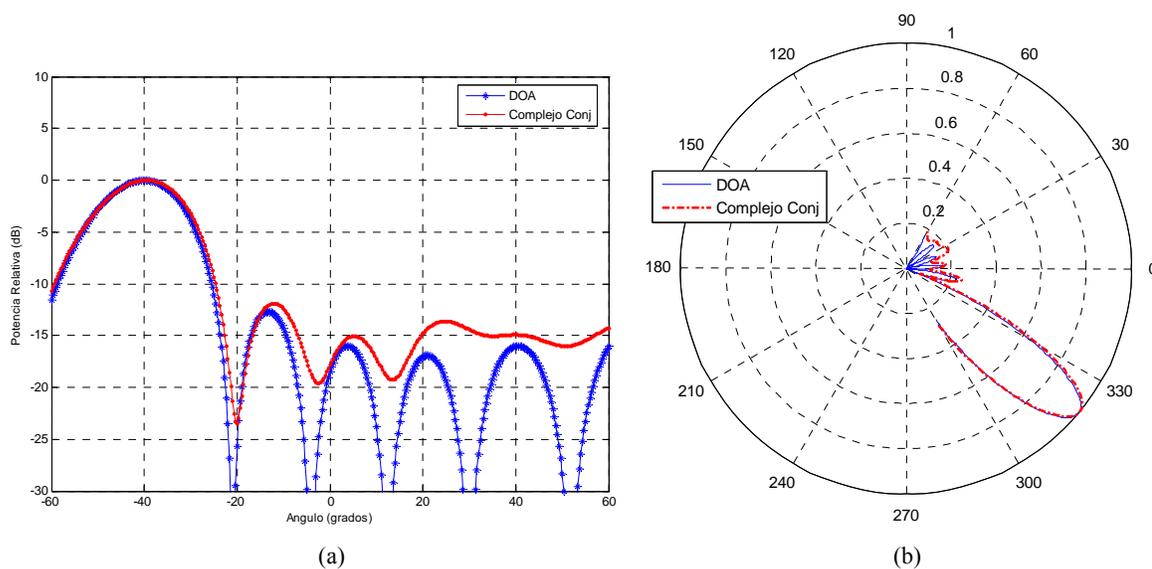


Figura 12. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 1): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.

En la Figura 13 se muestra los patrones de radiación de ambos métodos en coordenadas cartesianas y polares correspondientes a la trayectoria que posee un DOA de 0° . Se puede ver que el método del DOA es el que sigue teniendo mejor control en sus lóbulos laterales, no así sucede con el método del complejo conjugado, el cual además carece de simetría en dichos lóbulos, incluso los lóbulos laterales que se encuentran a 25° aproximadamente, afectan en mayor medida al lóbulo principal al lóbulo principal, ya que poseen un nivel de apenas -10 dB por debajo del haz principal; sin embargo, se puede ver que aunque carece de nulos, en el intervalo de -20° a -50° el método del complejo conjugado presenta niveles de potencia por debajo de -15 dB en sus lóbulos laterales, menores a los que presenta el método del DOA. Lo anterior se puede ver más claro en la representación polar de dichos patrones de haz, en donde puede observarse en que medida

afecta la potencia de los lóbulos laterales al lóbulo principal de cada método de conformación de haz.

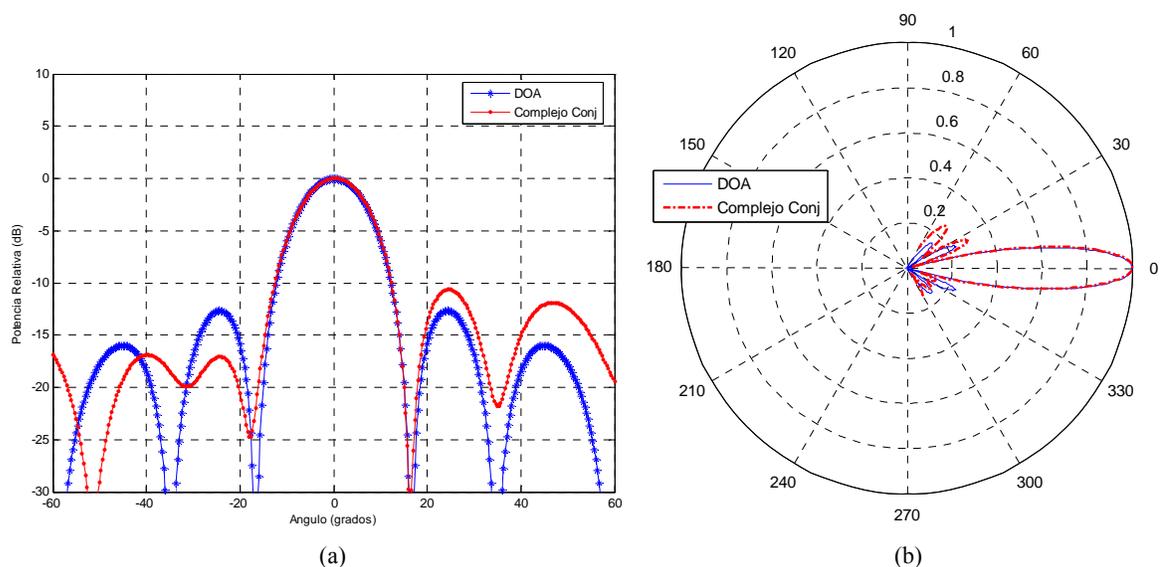


Figura 13. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 2): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.

En la Figura 14(a) y Figura 14(b) se hace la representación en coordenadas cartesianas y polares respectivamente, de los resultados obtenidos con los métodos de conformación de haz del DOA y del Complejo Conjugado ambos en el EA, cuando el haz principal es dirigido hacia la trayectoria con un DOA de 40° . La justificación que se le puede dar a la falta de control en los lóbulos laterales en el método del complejo conjugado, es debido a la inexactitud al momento de obtener los vectores de pesos de conformación de haz, ya que éstos se toman directamente de la salida del filtro acoplado.

En la Figura 14(a) se puede observar que los lóbulos laterales pueden llegar a tener una diferencia de casi 10 dB con respecto a la potencia del lóbulo principal.

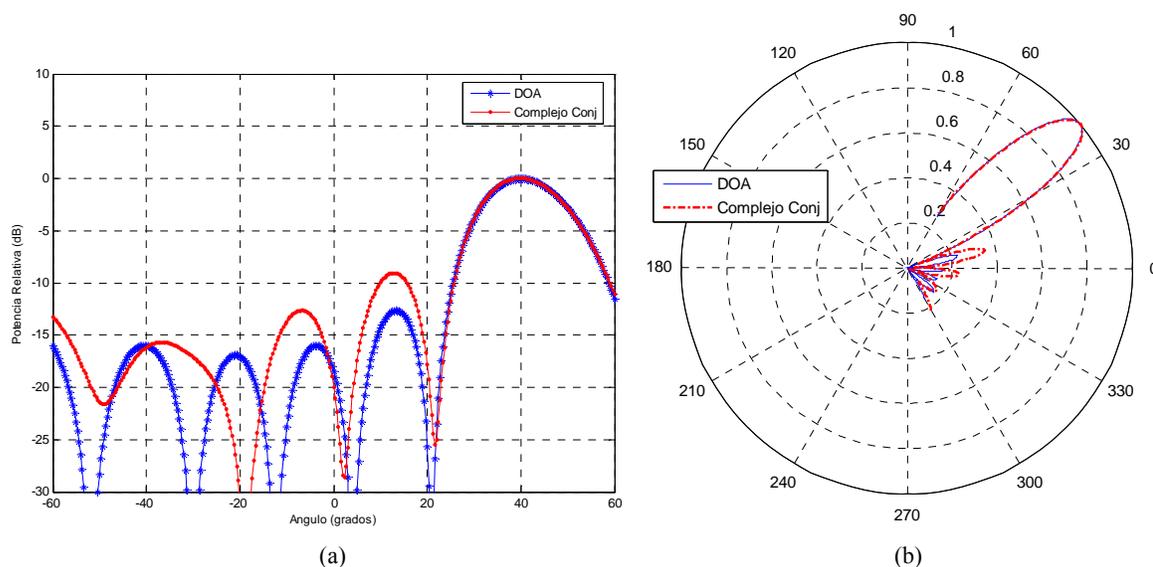


Figura 14. Patrones de antena en el EA sintetizados por los métodos del DOA y del Complejo Conjugado (trayectoria 3): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.

Hasta ahora los diagramas de radiación mostrados en las tres figuras anteriores, se refieren a los obtenidos cuando se aplican los métodos de conformación de haz en EA de un ambiente W-CDMA en su tipo de Haz Único. Como se ha podido ver, los métodos de conformación de haz en sus tipos Multihaz, no se pueden aplicar en el EA de W-CDMA, la justificación es que, debido a que estamos trabajando con un ambiente W-CDMA, en el cual además de existir diversidad espacial, también se presenta la diversidad temporal, por lo que las diferentes trayectorias del usuario de interés llegan con diferentes retardos, la estación base realiza el procesamiento del cálculo de los parámetros del canal y de los vectores de pesos de conformación, conforme van llegando las señales de las diferentes

trayectorias al receptor, y a partir de esto, realiza la conformación de haz, para así recibir los datos en el EA.

En el ED de W-CDMA, para la transmisión de los datos al usuario móvil, si son aplicables los métodos de conformación de haz en sus tipos Multihaz, debido a que la estación base puede utilizar las trayectorias que ha recorrido la señal del usuario deseado para transmitir los datos. Esto es con el fin de que la estación base no tenga que implementar un procesamiento extra al intentar estimar la ubicación espacial exacta a la que se encuentra el usuario móvil, es decir, la implementación de un algoritmo de estimación del DOA del usuario móvil.

En la Figura 15 se muestran los diagramas de radiación obtenidos cuando se emplean los métodos de conformación de haz del DOA y del Complejo Conjugado ambos en su tipo de Haz Único, en el ED de W-CDMA para la trayectoria del usuario de interés cuyo DOA está en -40° . Para obtener dichos diagramas, a excepción de la frecuencia portadora, se tomó el mismo conjunto de valores que se utilizaron para calcular los parámetros del canal en el EA. Se puede observar que para ambos métodos la amplitud del lóbulo principal es más alta por casi 6 dB, que la amplitud que se obtuvo para los mismos métodos de conformación de haz en el EA. El comportamiento de los lóbulos laterales es casi el mismo, y su amplitud se ve incrementada casi la misma cantidad de lo que se aumentó en el lóbulo principal. Esto nos da una indicación de que el sistema tendrá mejores prestaciones principalmente en SINR, debido a que se tiene un nivel de señal más alto y por

consiguiendo una MAI pequeña en el receptor. El estudio de las prestaciones en SINR proporcionadas por los diferentes métodos de conformación de haz, se llevará a cabo en el siguiente apartado.

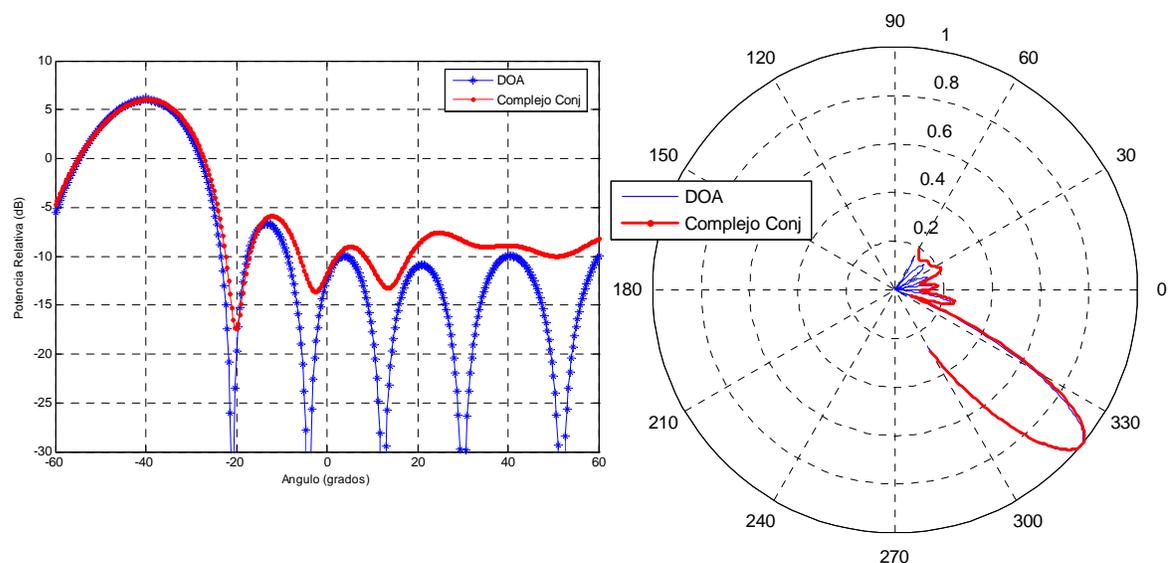


Figura 15. Patrones de antena en el ED sintetizados por el método del DOA de haz único y el método del Complejo Conjugado de haz único (trayectoria 1): (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.

Como se ha visto, solo se han mencionado deficiencias en lo que respecta al método del complejo conjugado, pero hay que recordar que el método del DOA necesita del cálculo de la transformada de Fourier para poder obtener los parámetros del canal, esto nos indica que requiere más carga computacional que el método del complejo conjugado. Hasta este momento solo se han obtenido los diagramas de radiación de los métodos de conformación de haz del DOA y del Complejo Conjugado en ambos enlaces, pero solo para cuando se quiere dirigir un solo haz, es decir, se han obtenido los diagramas de haz del tipo Haz Único.

En la Figura 16 se muestra la conformación de haz mediante el método del DOA con Combinación de Relación Máxima (MRC) Multihaz, el método del Complejo Conjugado Multihaz y el método del DOA con Combinación de Ganancia Igual (EGC) Multihaz. Es decir, se dirigen haces hacia cada una de las tres trayectorias del usuario de interés.

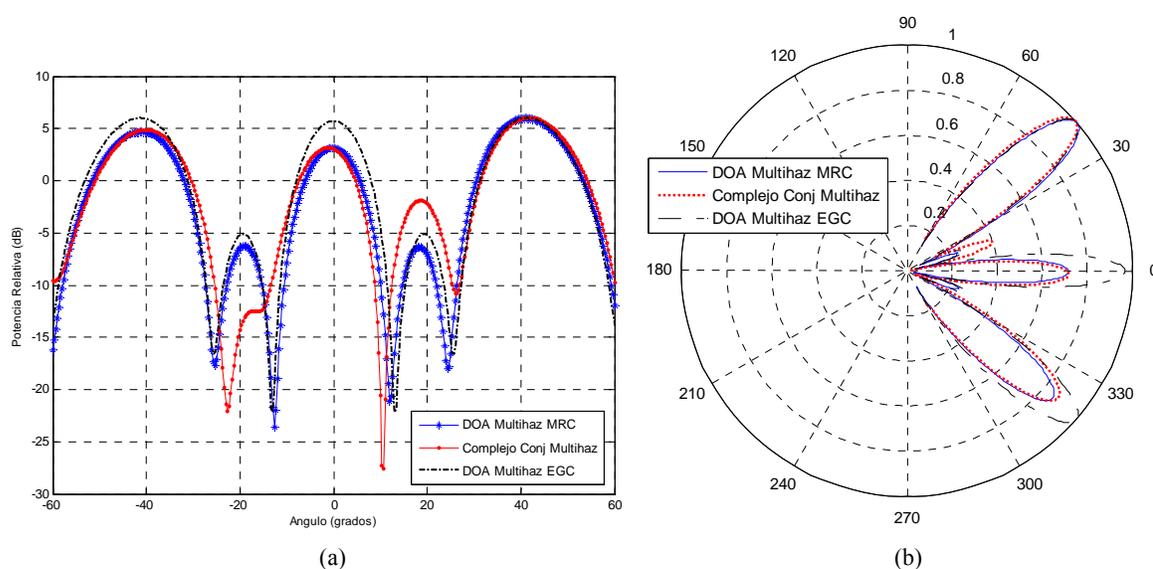


Figura 16. Patrones de antena en el ED sintetizados por el método del DOA multihaz con combinación de relación máxima y ganancia igual, y el método del Complejo Conjugado multihaz: (a) diagrama rectangular, (b) diagrama polar.

Se puede observar que los tres métodos presentan una apertura angular menor para la trayectoria que llega con un DOA de 0° , que la apertura que se tiene para las otras dos trayectorias (-40° y 40°). El método del complejo conjugado multihaz, al igual que en su versión de haz único, carece de control en sus lóbulos laterales, ya que, por ejemplo a 20° , el lóbulo lateral tiene una amplitud de casi -3 dB, mayor a la de los lóbulos laterales de los

otros dos métodos, aunque tiene la característica particular de tener casi un nulo a un ángulo de -20° .

En el diagrama polar se observa de manera más notable la diferencia entre los tres métodos de conformación de haz. El método del DOA Multihaz MRC tiene casi el mismo nivel de sus lóbulos principales, y en sus lóbulos laterales se mantiene un buen control, y además con este método se puede radiar solo la potencia demandada por cada multitraectoria. En cambio el método del DOA Multihaz ECG, radia la misma potencia para todas las trayectorias del usuario de interés, lo cual a nivel de sistema, se traducirían en desperdicio de energía al estar radiando con una potencia en exceso hacia cada trayectoria. La importancia de disminuir los lóbulos laterales, radica en que se tendrán mejores ganancias en la señal, y por consiguiente una SNR mayor.

Ya que se han estudiado los diagramas de radiación obtenidos por los diferentes métodos de conformación de haz, lo que sigue es hacer una evaluación de dicho métodos, en términos de un parámetro muy importante que es la relación señal a ruido más interferente (SINR) del sistema.

V.2.3 Evaluación de las Estadísticas de SINR.

Como se ha mencionado, el objetivo del modelado de las técnicas de conformación de haz, es el de evaluar sus prestaciones en términos de la relación señal a ruido más interferente (SINR). En esta sección, se evalúan primero las prestaciones en SINR en el EA después del

combinador RAKE usando los métodos del DOA y del Complejo Conjugado, ambos en sus tipos de haz único. En todos los resultados referentes a evaluar las prestaciones de SINR, se realizaron 1000 ciclos de simulación, y en cada ciclo se calculó un conjunto de parámetros para encontrar los vectores de pesos de conformación de haz, y a partir de ello, se calculó la SINR promedio en ambos enlaces de W-CDMA, sobre los 1000 ciclos simulación.

En la Figura 17 se muestra las prestaciones en SINR que se tienen al emplear los métodos del DOA y del complejo conjugado en el EA de W-CDMA. Como parte de las estadísticas obtenidas por [Li y Liu, 2003], se presenta una curva llamada “*Teórica*”, que corresponde a una expresión aproximada del comportamiento de la SINR, en la cual no se incluyen los pesos de conformación de haz.

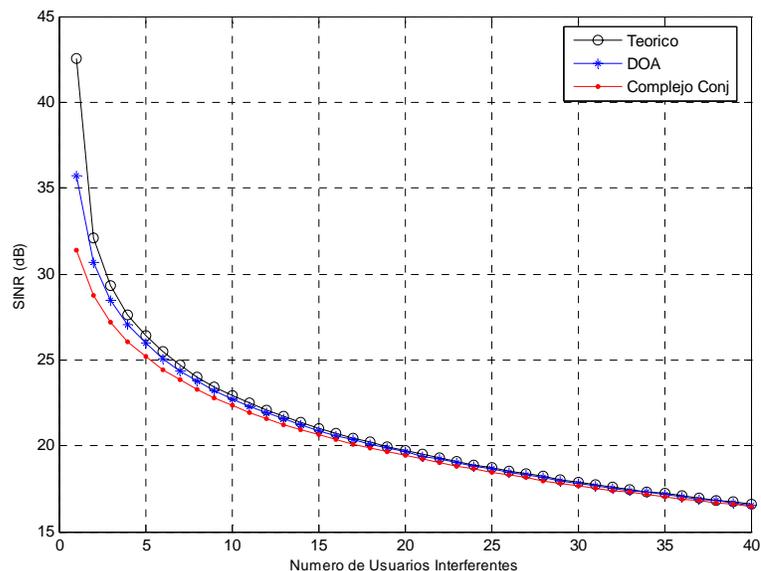


Figura 17. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio en el EA contra el número de interferentes.

Se puede observar que ambos métodos de conformación poseen un comportamiento de las mismas características, esto es que, las prestaciones en SINR se ven mayormente afectadas a medida que crece el número de interferentes en el canal. Es decir, se podría considerar degradación de la SINR cuando el número de interferentes es mayor que 15, como lo muestra la figura. Sin embargo, se puede ver que existe una región en las curvas que es de 3 a 10 interferentes, en donde las prestaciones en SINR decaen en un intervalo mayor al comportamiento en general, esto es que la curva decae aproximadamente 15 dB.

En la Figura 18 se representa gráficamente la respuesta de las prestaciones en términos de SINR cuando se utilizan los diferentes métodos de conformación de haz en el ED de un sistema W-CDMA.

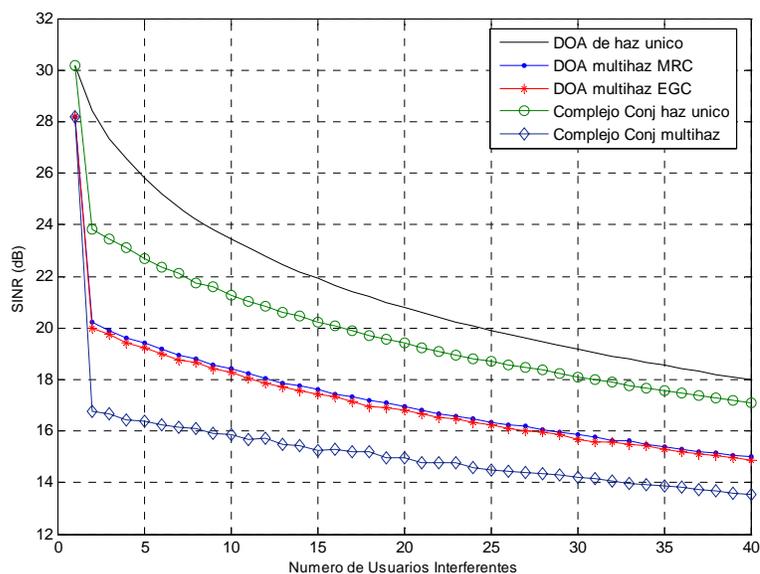


Figura 18. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio contra el número de interferentes cuando se usan diferentes métodos de conformación de haz en el ED.

En dichas gráficas, todos los métodos ven afectado el comportamiento de SINR a medida que aumenta el número de usuarios interferentes. En lo que respecta a los métodos del DOA Multihaz MRC y DOA Multihaz EGC, se puede observar que ambos tienen casi el mismo comportamiento, aunque la diferencia es de aproximadamente 0.25 dB. Se puede ver también que los métodos del tipo de Haz Único, presentan mejores prestaciones en SINR que los del tipo Multihaz. El comportamiento general de las gráficas se define a partir de que se tienen 2 usuarios interferentes, ya que para cuando se tiene 1 usuario, estaríamos hablando del usuario deseado, y por lo tanto, las prestaciones en SINR solo se verían afectadas por el ruido propio de la señal y no por la MAI que puedan provocar los usuarios cocanal. Es importante ver que el método del Complejo Conjugado Multihaz, es el que tiene las peores prestaciones en SINR, ya que decae de 28 a 17 dB cuando se tiene la presencia de apenas 2 interferentes, es decir, aquí se está comprobando la eficiencia de dicho método al momento de calcular los vectores de pesos para la conformación de haz.

Ya que se han evaluado las prestaciones en SINR para los diferentes algoritmos de conformación, se ha mostrado que no todos son eficientes al momento de calcular los vectores de pesos de conformación de haz.

A partir de las estadísticas obtenidas anteriormente, resulta importante hacer un estudio del comportamiento de las estadísticas de SINR cuando se estudian solo los casos extremos, es decir, dentro de los métodos de conformación de haz, cual presenta las mejores prestaciones y cual de ellos presenta las peores prestaciones de SINR. Dicho

estudio es realizable ya que en un ambiente W-CDMA donde existe tanto diversidad espacial como temporal, los algoritmos de conformación que no están entre los casos extremos, tendrán un comportamiento predecible en términos de las prestaciones de SINR. En el siguiente apartado se evalúan los casos extremos que se presentan al evaluar las prestaciones de SINR de nuestro sistema.

V.3 Análisis de las estadísticas de SINR obtenidas por los diferentes métodos de conformación de haz.

A partir de que se han obtenido las estadísticas de SINR para los diferentes métodos de conformación de haz, ahora se realizará un estudio de los casos extremos de los algoritmos de conformación de haz. En un sistema de comunicaciones inalámbricas, existen diversos parámetros como retardos, ángulos de llegada, fases, amplitudes, etc., los cuales a nivel de simulación, pueden ser modificados para poder definir el comportamiento de un sistema a diferentes situaciones, pero a nivel de implementación física del sistema, no todos ellos pueden modificarse, ya que algunos dependen principalmente de las características propias del canal. Para realizar el estudio de los casos extremos de los algoritmos de conformación de haz, como aportación a este trabajo de tesis se agrega un grado de libertad al hacer modificaciones en la SNR que se tiene en cada elemento del agrupamiento de antenas. Este parámetro a nivel de implementación física, sí puede ser modificado, ya que depende directamente de las especificaciones de diseño del agrupamiento.

En la Figura 19 se muestran las graficas de las respuestas para el método del DOA de Haz Único en el ED contra el número de interferentes, para cuando se toman valores de SNR de 5,10, 15 y 20 dB. Dicho método, como se observó en la Figura 18, posee mejores prestaciones en SINR. Es notable que para el caso cuando la SNR = 5 dB, resulta ser un sistema que visiblemente no sería bueno implementar, ya que el ruido afecta en mayor grado, y las prestaciones no dependerían solo de la eficiencia del algoritmo. Sin embargo para todos los casos el comportamiento asintótico es el mismo, similar al que se tiene cuando se aplica dicho método en el EA de W-CDMA. Se puede observar que el punto donde los interferentes afectan más la respuesta de la SINR, se presenta a partir de 20 usuarios, por lo que se comprueba una vez más que la capacidad de un sistema W-CDMA, se ve afectada conforme se incrementa el número de usuarios interferentes.

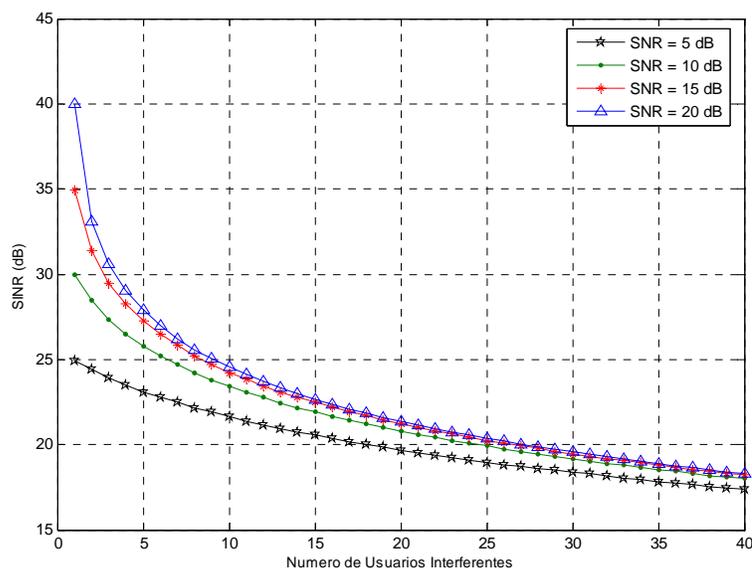


Figura 19. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio para distintas SNR contra el número de interferentes cuando se usa el método del DOA de haz único en el ED.

En la Tabla IV se muestran las estadísticas numéricas obtenidas por el método del DOA de Haz Único en el ED. Ya que se consideraron valores de 5, 10, 15 y 20 dB de SNR en los elementos del agrupamiento de antena, en dicha tabla se puede ver que la media de los valores obtenidos, se mantiene estable alrededor de los 21 dB. Esto nos indica que las prestaciones de este método de conformación de haz son poco afectadas por parte del ruido ya sea del sistema o de otras fuentes.

Tabla IV. Resultados numéricos de SINR con el método del DOA de Haz Único en el ED.

# Usuarios\SNR	5dB	10dB	15dB	20dB					
1	24.944	29.95	34.92	40.003	21	19.54	20.605	21.01	21.154
2	24.427	28.458	31.374	33.065	22	19.388	20.415	20.816	20.946
3	23.891	27.346	29.475	30.609	23	19.257	20.243	20.62	20.747
4	23.467	26.503	28.269	29.028	24	19.061	20.078	20.432	20.558
5	23.093	25.792	27.269	27.891	25	18.973	19.915	20.259	20.375
6	22.762	25.231	26.462	26.987	26	18.812	19.733	20.083	20.2
7	22.496	24.713	25.807	26.229	27	18.714	19.596	19.921	20.033
8	22.123	24.231	25.223	25.591	28	18.607	19.44	19.766	19.871
9	21.904	23.807	24.703	25.038	29	18.492	19.29	19.614	19.713
10	21.657	23.429	24.235	24.543	30	18.358	19.179	19.463	19.562
11	21.379	23.071	23.828	24.101	31	18.273	19.039	19.321	19.417
12	21.135	22.757	23.445	23.695	32	18.152	18.903	19.185	19.277
13	20.903	22.448	23.096	23.329	33	18.054	18.777	19.052	19.139
14	20.756	22.172	22.775	22.99	34	17.93	18.659	18.922	19.007
15	20.566	21.908	22.481	22.677	35	17.816	18.537	18.796	18.878
16	20.373	21.677	22.192	22.382	36	17.771	18.422	18.672	18.754
17	20.183	21.434	21.931	22.109	37	17.652	18.317	18.552	18.633
18	19.996	21.212	21.689	21.85	38	17.542	18.195	18.436	18.515
19	19.865	21.016	21.452	21.606	39	17.456	18.101	18.322	18.4
20	19.675	20.791	21.224	21.375	40	17.358	17.991	18.213	18.288

En la Figura 20 se muestra las gráficas de las prestaciones en SINR para los mismos valores de SNR, pero empleando el método del Complejo Conjugado Multihaz en el ED de W-CDMA. Dicho método es el que presenta las peores prestaciones en SINR. Como se puede ver, carece principalmente de inmunidad al ruido, además de que posee menos eficiencia en la etapa del cálculo de los pesos de conformación de haz. Para el caso en el que la SNR = 5 dB, las prestaciones de SINR son las peores, y la respuesta es afectada en

conjunto por la MAI, el desvanecimiento multitrayectoria, el ruido del sistema, etc. Incluso en este método, casi se tiene la misma respuesta en SINR en el caso de $SNR = 20$ dB, que cuando se tiene una $SNR = 5$ dB en el método del DOA de Haz Único.

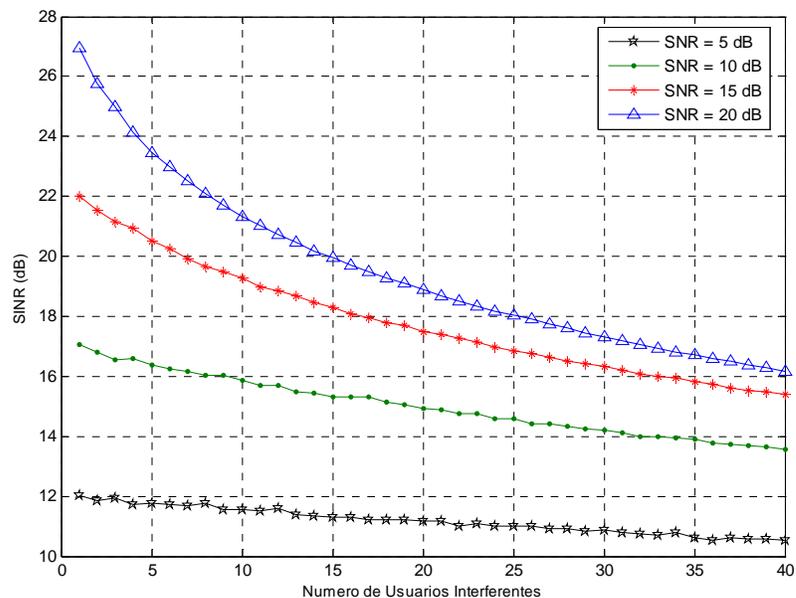


Figura 20. Gráficas de las prestaciones de SINR promedio para distintas SNR contra el número de interferentes cuando se usa el método del Complejo Conjugado multihaz.

En la Tabla V se muestran los resultados numéricos obtenidos a partir de aplicar el método del Complejo Conjugado Multihaz. Ya se ha mencionado que este método en particular presenta las prestaciones de SINR más bajas. Esto se puede comprobar al analizar la media de los datos obtenidos, y se puede ver que existe mucha variación en dicho parámetro. El intervalo de variación que se tiene de la media de los datos obtenidos está entre 11 y 19 dB, lo cual es demasiado comparado con el intervalo de variación de 2 dB que se mostró en la Tabla IV con el método DOA de Haz Único. En la Tabla V se puede ver también que los valores de SINR cuando se tiene una $SNR = 20$ dB, decaen

aproximadamente 24 dB para cuando se fija la SNR = 5 dB, en el intervalo de 2 a 5 interferentes, que es el intervalo en el que la respuesta del método del Complejo Conjugado Multihaz podría considerarse que decae suavemente.

Tabla V. Resultados numéricos de SINR con el método del Complejo Conjugado Multihaz.

# Usuarios\SINR	5dB	10dB	15dB	20dB					
1	12.022	17.04	22.015	26.954	21	11.188	14.87	17.415	18.695
2	11.862	16.784	21.532	25.777	22	11.016	14.767	17.277	18.513
3	11.95	16.562	21.148	24.983	23	11.107	14.74	17.135	18.346
4	11.748	16.607	20.921	24.126	24	11.01	14.594	16.991	18.185
5	11.764	16.39	20.505	23.462	25	10.982	14.565	16.86	18.029
6	11.736	16.251	20.267	22.995	26	10.987	14.421	16.775	17.893
7	11.68	16.174	19.904	22.521	27	10.929	14.414	16.653	17.739
8	11.761	16.018	19.664	22.107	28	10.931	14.313	16.511	17.593
9	11.572	16.016	19.472	21.699	29	10.817	14.252	16.427	17.462
10	11.559	15.883	19.257	21.344	30	10.854	14.191	16.336	17.326
11	11.53	15.693	18.981	21.013	31	10.799	14.12	16.192	17.191
12	11.612	15.693	18.847	20.742	32	10.731	14.009	16.093	17.057
13	11.376	15.466	18.661	20.451	33	10.69	13.991	16.01	16.949
14	11.357	15.434	18.453	20.191	34	10.785	13.941	15.939	16.815
15	11.3	15.291	18.307	19.956	35	10.626	13.897	15.819	16.705
16	11.287	15.313	18.075	19.713	36	10.53	13.789	15.718	16.587
17	11.225	15.297	17.974	19.509	37	10.617	13.725	15.608	16.498
18	11.213	15.143	17.804	19.284	38	10.58	13.672	15.527	16.378
19	11.234	15.037	17.68	19.097	39	10.572	13.668	15.461	16.293
20	11.176	14.914	17.47	18.874	40	10.535	13.566	15.382	16.179

Con la evaluación numérica realizada sobre los casos extremos en cuando la respuesta en las prestaciones de SINR cuando se utilizan diferentes métodos de conformación de haz, se proporcionó una visión más clara del comportamiento estadístico de las señales y en que medida éstas pueden superar las contribuciones de las diferentes fuentes de interferencia y ruido.

V.4 Conclusiones.

En este capítulo se presentaron los resultados obtenidos al implementar diferentes algoritmos de conformación de haz en ambos enlace de un sistema W-CDMA. Se observó que el método del DOA de Haz Único presenta mejores prestaciones en SINR que los demás métodos, y el método del Complejo Conjugado Multihaz es el que presenta las prestaciones más desfavorables. Sin embargo, una de las ventajas del método del Complejo Conjugado (Haz único y multihaz) es que requiere de menos carga computacional que el método del DOA. Esto se debe a que el método del DOA usa la transformada de Fourier para el cálculo de los parámetros del canal. Se evaluó el mejor caso y el caso más desfavorable en las prestaciones del sistema en términos de la SINR que presentan los diferentes métodos de conformación de haz, al variar la SNR que se tiene en cada elemento del agrupamiento. Esto nos da una visión de qué tan eficiente puede ser la implementación de alguno de los métodos en un sistema W-CDMA. En el siguiente capítulo se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis, y la manera en que las consideraciones hechas en el proceso de simulación influyen en las prestaciones generales del sistema.

VI CONCLUSIONES.

De acuerdo con la metodología de investigación seguida, y tomando en cuenta el planteamiento del problema y objetivo de esta tesis, se pueden concluir y mencionar simultáneamente las principales aportaciones de este trabajo de investigación.

VI.1 En cuanto al Canal Radio.

Se modeló y simuló la señal que se propaga por el canal radio y que se recibe en el agrupamiento de antenas, encontrándose los siguientes aspectos:

- ✚ Fue necesario implementar un modelo de canal radio mediante un programa sobre la plataforma de simulación MATLAB, considerando las características de un ambiente W-CDMA.
- ✚ Como se consideraron 40 usuarios cocanal de los cuales uno fue el usuario deseado, no fue posible generar una señal para cada uno de los usuarios existentes en el canal, esto fue debido a las limitaciones que se tienen en cuanto al manejo de la gran cantidad de datos en el programa de simulación, lo que resultó demasiada carga y tiempo computacional para el procesador de la computadora.
- ✚ Se realizó el modelado y simulación de un entorno con diversidad espacial y temporal, incluyendo los parámetros generados de forma aleatoria de cada uno de

los usuarios, excepto los parámetros del usuario de interés los cuales eran conocidos.

La principal aportación que se tiene respecto a lo que se mencionó anteriormente, es que este proceso nos permitió generar solo la señal del usuario deseado y evitar generar las señales espacio-temporales para cada usuario cocanal, por lo que para el receptor implementado en la estación base fue más fácil estimar la señal deseada, así como también se redujo en gran medida la carga computacional.

VI.2 En cuanto al Receptor en W-CDMA.

Después que se generó el vector complejo de señal en banda base que se recibe en el agrupamiento de antena, se modeló y simuló el procesamiento de las señales que llegan a un receptor RAKE 2-D. Para esto fue necesario implementar el bloque del filtro acoplado, el cual está compuesto de correladores que comparan la señal entrante con la secuencia de ensanchamiento del usuario deseado. Con lo anterior se pueden mencionar los siguientes aspectos.

- ✚ Se obtuvieron muestras de ruido e interferencia provenientes principalmente de los usuarios cocanal. Estas muestras de ruido e interferencia no permitían identificar los picos de correlación correspondientes a las tres trayectorias del usuario de interés.

- ✚ Debido a esta problemática se optó por implementar un algoritmo de procesamiento de señales, que consta de realizar una serie de promediados e integraciones con respecto al número de bits piloto utilizados en el enlace ascendente (EA) y con respecto a los siete elementos de antena, para así poder determinar los picos de correlación.
- ✚ No se consideró movilidad en el usuario, debido a que en la ventana de tiempo sobre la cual se trabajó (0.625 ms, es decir, un periodo de ranura en W-CDMA), el cambio total de fase de la señal deseada debido a las frecuencias Doppler que resultan de la movilidad, es relativamente pequeño. Con esto fue posible considerar al usuario de manera estática.

Como principal aportación de este proceso realizado, se puede mencionar que resulta muy útil la implementación del algoritmo por medio del cual se promedian e integran las señales en el bloque del filtro acoplado, ya que sin importar cual sea el grado de contribución del ruido hacia la señal deseada, siempre se tendrá una notable disminución en la dispersión del ruido, por lo que, con lo anterior y aprovechando las propiedades de ortogonalidad de los códigos de cifrado largo utilizados, fue posible calcular fácilmente los parámetros espacio-temporales del canal para el usuario de interés.

VI.3 En cuanto a los Métodos de Conformación Digital de Haz.

Se modelaron y simularon diferentes técnicas de conformación digital de haz, tales como el método del DOA y del Complejo Conjugado, que fueron aplicados en el agrupamiento de antenas de la estación base de un sistema W-CDMA. Con lo que se pueden mencionar los siguientes aspectos.

- ✚ El primer reto fue determinar los pesos óptimos de conformación de haz para aplicar dichos métodos, en dicho proceso el método del Complejo Conjugado resulta ser menos eficiente, pero requiere de menos carga computacional que el método del DOA. Esto debido a que el método del DOA necesita calcular la transformada de Fourier de los intervalos de tiempo discreto seleccionados a la salida del filtro acoplado, esto implica que el tiempo de simulación sea casi el doble del tiempo requerido para el método del Complejo Conjugado.
- ✚ En el EA, se comparó el método del DOA y del Complejo Conjugado en sus tipos de Haz Único, y se encontró que ambos métodos tiene casi el mismo nivel de lóbulo principal, sin embargo, el método del DOA resulta ser más eficiente en el aspecto de tener más control de sus lóbulos laterales, no así pasa para el método del Complejo Conjugado, el cual incluso llega a tener por momentos nulos en sus lóbulos laterales pero no de manera controlada, ya que existen direcciones en las que sus lóbulos laterales carecen de nulos y su potencia contribuye en mayor grado al nivel de potencia del lóbulo principal, esto es casi 10 dB por debajo de éste, lo

que significa además de desperdicio de potencia para el sistema, estar recibiendo señales que provengan de usuarios interferentes.

- ✚ También se aplicaron los métodos de conformación de haz del DOA y del Complejo Conjugado en sus tipos de Haz Único y Multihaz, en el ED de W-CDMA. De los cuales se puede concluir que, el que presenta mejor respuesta al realizar la conformación de haz, es el método del DOA Multihaz MRC, ya que además de tener control en sus lóbulos laterales, controla la potencia que se manda en dirección de cada una de las tres trayectorias de la señal deseada.

- ✚ Una de las justificaciones que se pueden mencionar en la falta de control de los lóbulos laterales en el método del Complejo Conjugado es que, se carece de exactitud al momento de calcular los vectores de pesos óptimos, debido a que estos se obtienen directamente de la salida del filtro acoplado, sin aplicar ningún tipo de procesamiento de señal adicional.

Las principales aportaciones que se pueden mencionar son:

- ✓ Estudio y análisis de dos técnicas de conformación de haz muy poco reportadas en trabajos recientes.

- ✓ Con el cálculo de los vectores de pesos óptimos de conformación de haz, se puede hacer el estudio de las prestaciones en SINR del sistema.

- ✓ En los métodos de conformación digital de haz estudiados en este trabajo de tesis, a diferencia de otras técnicas reportadas en otros trabajos, no nos interesa nulificar interferentes, ya que en un ambiente W-CDMA el número de estos es mucho mayor a los presentados en sistemas de banda estrecha, más bien lo que se busca principalmente es tener lóbulos laterales con la menor potencia posible, de tal manera que se incremente la ganancia del sistema y consecuentemente se tenga una SINR elevada.

VI.4 En cuanto a la Evaluación en las Prestaciones de SINR del Sistema.

Se presentó el modelado y simulación de las prestaciones de la SINR que se tienen después del combinador RAKE, en función de los métodos de conformación digital de haz del Complejo Conjugado y del DOA, y se han observado los siguientes aspectos:

- ✚ En los resultados referentes a evaluar las prestaciones de la SINR, se han realizado 1000 ciclos de simulación, y en cada ciclo se calculó el conjunto de parámetros del canal para los diferentes usuarios interferentes. El proceso completo de simulación tomaba un tiempo de aproximadamente 1 hora con 30 minutos, por lo tanto, se optó por guardar el conjunto de parámetros del canal generados de forma aleatoria en una variable de estructura en MATLAB, y en cada ciclo solo generar las señales de

ruido. De esta forma se calcularon las diferentes estadísticas de SINR para luego hacer un promedio de dichos valores. Esto nos ayudó a reducir el tiempo de simulación a 10 minutos aproximadamente en cada corrida.

- ✚ Ya que los métodos de conformación de haz se implementaron conjuntamente dentro del mismo código de simulación, no fue posible saber de forma exacta, los tiempos de simulación de cada uno de ellos, sin embargo, debido a los *breakpoints* (puntos de interrupción en MATLAB), fue posible hacer una estimación del tiempo, y se encontró que los métodos del DOA principalmente los del tipo Multihaz, como ya se mencionó anteriormente, requieren de más tiempo de simulación y mayor carga computacional que los métodos del Complejo Conjugado.
- ✚ Dentro de lo que se refiere a las prestaciones en SINR del sistema mostradas en los resultados de simulación, el método del Complejo Conjugado tiene menor tiempo de ejecución y menor carga computacional, pero con el inconveniente de la falta de exactitud al momento de realizar el cálculo de los vectores de pesos para la conformación de haz. Esto es debido a que la selección de los valores de tiempo discretos a la salida del filtro acoplado, se hace sin ningún procesamiento extra, a diferencia del método del DOA, el cual calcula la transformada de Fourier.

- ✚ Con el análisis de las prestaciones de SINR, se comprobó que la capacidad de los sistemas basados en la tecnología CDMA, se ven limitados principalmente por la interferencia.

Dentro de las principales aportaciones realizadas dentro del aspecto que tiene que ver con el estudio de las prestaciones de SINR, se pueden mencionar los siguientes puntos:

- ✓ Se optimizó el programa de simulación, con el fin de que el tiempo de simulación requerido para obtener los resultados esperados fuera mucho menor, dando para ambos casos (antes y después de optimizar) el mismo comportamiento en las estadísticas de SINR obtenidas.
- ✓ Tomando en cuenta el estado del arte planteado anteriormente, la evaluación de las prestaciones de la SINR en sistemas de banda ancha, ha sido poco reportada en trabajo recientes, por lo que la realización de este trabajo de tesis representa una buena referencia para estudiar que tan eficiente puede ser la implementación de alguno de los métodos de conformación de haz presentados, para un sistema W-CDMA.

VI.5 Resultados Obtenidos.

Habiendo finalizado este trabajo de tesis, los resultados obtenidos en base a las metas planteadas al inicio de este trabajo son:

- ❖ Se investigaron las propiedades del sistema W-CDMA empleando antenas inteligentes, en términos de parámetros MAI y SINR.
- ❖ Se estudiaron los modelos de propagación aplicados a sistemas W-CDMA.
- ❖ Se modeló y simuló el canal radio en entornos celulares.
- ❖ Se modelaron y simularon los algoritmos de conformación digital de haz y sus diferentes tipos en ambos enlaces (ascendente y descendente) de un sistema W-CDMA.
- ❖ Se modelaron y simularon las prestaciones del parámetro SINR que se tiene a la salida del combinador RAKE, en función de los métodos del Complejo Conjugado y del DOA en sus tipos Haz Único y Multihaz, en ambos enlaces de un sistema W-CDMA.

De acuerdo a las metas o resultados esperados que se mencionaron al inicio de este trabajo de tesis y a los resultados obtenidos durante su proceso, se puede decir que se ha cumplido satisfactoriamente el objetivo planteado.

VI.6 Trabajos Futuros.

Dentro de las recomendaciones para líneas futuras de investigación con respecto a este trabajo de tesis, se pueden mencionar los siguientes aspectos:

- ⌚ Respecto al sistema W-CDMA, en este trabajo solo se tomaron las características de dicho sistema, es decir, parámetros muy puntuales. La implementación de los métodos de conformación digital de haz, podría hacerse tomando en cuenta todos los factores del procesamiento de capa física que nos indica el estándar W-CDMA, es decir, introducir los bloques de modulación, codificación, corrección de errores, etc. Con esto se podría tener un análisis más completo de la eficiencia de las técnicas de conformación de haz en un escenario W-CDMA.

- ⌚ La inclusión de la movilidad en el usuario sería un aspecto importante a considerar como trabajo futuro, aunque tendrían que definirse diferentes algoritmos para estimar los parámetros espacio-temporales de canal, ya que el presentado en este trabajo de tesis, arrojaba gran cantidad de datos, por lo que las limitaciones computacionales se hacían presentes.

REFERENCIAS.

- 3rd Generation Partnership Project (3GPP). 2004. Spreading and Modulation (FDD). TS 25.213 Versión 6.1.0. 32 pp.
- 3rd Generation Partnership Project (3GPP). 2004. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD). TS 25.211 Versión 6.3.0. 56 pp.
- Blogh J. S. y Hanzo L., 2002. Third Generation Systems and Intelligent Wireless Networking. John Wiley & Sons. Baffins Lane. 432 pp.
- Covarrubias Rosales D. H., 2004. Caracterización de Canales con Desvanecimiento por Multitrayectoria. Apuntes de la Asignatura Antenas Inteligentes. Grupo de Comunicaciones Inalámbricas. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. Ensenada.
- Dahlman E., Gudmundson B., Nilsson M., y Sköld J., 1998. UMTS/IMT-2000 based on Wideband CDMA. IEEE Communication Magazine. 36. 70-80 p.
- Harada H. y Prasad R., 2002. Simulation and Software Radio for mobile communications. Artech House. Boston. 467 pp.
- Li H. J. y Liu T. Y., 2003. Comparison of Beamforming Techniques for W-CDMA Communication Systems. IEEE Trans. Veh. Technol. Vol 52, No. 4. 752-760 p.
- Liberti J. C. y Rappaport T. S., 1999. Smart Antenna for Wireless Communication IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Prentice Hall PTR. Upper Saddle River. 376 pp.

- Litva J. y Lo Y. T., 1996. Digital Beamforming in Wireless Communications. Artech House. Boston. 295 pp.
- Sarkar T. K., Wicks M. C., Salazar-Palma M. y Bonneau R. J., 2003. Smart Antennas. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken. 452 pp.
- Yacoub M. D., 1993. Foundations of mobile radio engineering. CRC Press, Inc. Florida. 481 pp.
- Zahid K. A., 2001. Space-Time Processing for the Wideband-CDMA System. Master Thesis. Department of Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg. 109 pp.