

ANÁLISIS DE CAPACIDAD DE UN SISTEMA WCDMA
(RELEASE 99) EN EL ENLACE DE SUBIDA MEDIANTE
CONTROL IDEAL DE POTENCIA Y DETECCIÓN
MULTIUSUARIO (MUD)



ANDRÉS FERNANDO QUEMBA SÁNCHEZ
CHRISTIAN HERNÁN OBANDO IBARRA

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
GRIAL – Grupo de Radio e InALámbricas
Línea de Investigación Señales y Sistemas de Acceso y Difusión
Basados en Radio
Popayán, 2012

ANÁLISIS DE CAPACIDAD DE UN SISTEMA WCDMA
(RELEASE 99) EN EL ENLACE DE SUBIDA MEDIANTE
CONTROL DE POTENCIA Y DETECCIÓN
MULTIUSUARIO (MUD)



TRABAJO PRESENTADO COMO REQUISITO PARA OBTENER EL TÍTULO
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

ANDRÉS FERNANDO QUEMBA SÁNCHEZ
CHRISTIAN HERNÁN OBANDO IBARRA

Director:
VÍCTOR MANUEL QUINTERO FLÓREZ

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
GRIAL – Grupo de Radio e InALámbricas
Línea de Investigación Señales y Sistemas de Acceso y Difusión
Basados en Radio
Popayán, 2012

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por la fortaleza y por el regalo de permitirnos culminar satisfactoriamente los objetivos trazados.

Al ingeniero y nuestro director Víctor Quintero, quien con su paciencia y dedicación nos mostró el camino a seguir.

A nuestros docentes y amigos, por su acompañamiento y apoyo durante todo el proceso educativo.

A nuestra querida familia, por las palabras de aliento con que fuimos confortados para continuar hacia el cumplimiento de nuestras metas.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN.....	1
1 GENERALIDADES DE WCDMA.....	3
1.1 INTRODUCCIÓN.....	3
1.2 ESPECTRO ENSANCHADO.....	3
1.2.1 Técnicas de Espectro Ensanchado.....	4
1.2.2 Espectro Ensanchado por Secuencia Directa.....	5
1.2.3 Ensanchamiento y Desensanchamiento.....	7
1.2.4 Ventajas y Desventajas de DS-CDMA.....	11
1.3 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE WCDMA.....	12
1.4 INTERFERENCIAS EN WCDMA.....	14
1.4.1 Interferencia de Acceso Múltiple.....	15
1.4.2 Efecto Cerca-Lejos.....	18
1.5 GESTIÓN DE RECURSOS RADIO.....	18
1.5.1 Control de Potencia.....	20
2 DETECCIÓN EN SISTEMAS DE ESPECTRO ENSANCHADO.....	25
2.1 DETECTOR CONVENCIONAL.....	25
2.2 DETECCIÓN CONJUNTA.....	29
2.3 EFICIENCIA EN DETECCIÓN.....	33
3 CARACTERIZACIÓN DEL ENLACE RADIO WCDMA.....	38
3.1 CLASIFICACIÓN DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN.....	38
3.2 MODELOS DE PROPAGACIÓN PARA ESCENARIOS MICROCELULARES.....	41
3.2.1 Línea de Vista.....	42
3.2.2 Sin Línea de Vista.....	44
3.2.3 COST 231 Walfisch–Ikegami.....	45
3.2.4 Modelo de Propagación Berg.....	46
3.3 CAPACIDAD EN SISTEMAS CELULARES.....	52
3.3.1 Factor de Carga en Enlace de Subida.....	53

3.3.2	Control de Potencia en UL y Asignación Celular.....	55
4	SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	61
4.1	INTRODUCCIÓN.....	61
4.2	METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN.....	62
4.2.1	Consideraciones Básicas de Simulación.....	62
4.3	DISEÑO DE LA SIMULACIÓN.....	67
4.3.1	Definición de Parámetros del Sistema.....	69
4.3.2	Definición de Escenario de Simulación.....	70
4.3.3	Herramienta Software de Simulación.....	73
4.3.4	Plan de Pruebas.....	73
4.4	RESULTADOS DE SIMULACIÓN.....	75
5	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.....	91
5.1	CONCLUSIONES.....	91
5.2	LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.....	93
	REFERENCIAS.....	95

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1.1 Proceso de Ensanchamiento por Multiplicación de Secuencias	6
Figura 1.2 Diagrama general de un sistema de Espectro Ensanchado convencional	7
Figura 1.3 Resultados de la Técnica DSSS en los Dominios del Tiempo y de la Frecuencia. 9	
Figura 1.4 Rechazo a interferencia de banda estrecha	9
Figura 1.5 Proceso de Ensanchamiento y Desensanchamiento en DSSS	10
Figura 1.6 Interferencia de Múltiple Acceso Intracelular e Intercelular en el enlace de subida.	16
Figura 1.7 Objetivos de la Gestión de Recursos Radio (RRM)	20
Figura 1.8. Función del control de potencia de lazo cerrado interno.....	23
Figura 1.9 Controles de potencia cerrados de lazo interno y externo	23
Figura 2.1 Implementación del detector convencional o MF	26
Figura 2.2 Señales ortogonales mediante simetría opuesta	27
Figura 2.3 Conformación del detector convencional caracterizado por un banco de Filtros Acoplados.....	30
Figura 2.4 Implementación del Detector Óptimo para un sistema asíncrono.....	32
Figura 2.5 Clasificación de algunos sistemas de detección MUD	33
Figura 3.1 Escenario NLOS en un entorno urbano	44
Figura 3.2 Escenario Manhattan con una microcelda	49
Figura 3.3 Posición modificada del usuario y trayectoria de pérdidas Berg.....	51
Figura 4.2 Diagrama general de flujo de simulación.	68
Figura 4.3 Escenario de simulación con una distribución uniforme de 100 usuarios.....	72
Figura 4.4 Factor de carga en UL Estación Base 5 con 60 usuarios,	76
Figura 4.5 Factor de carga en UL estación base 5 con 60 usuarios,	76
Figura 4.6 Factor de carga en UL estación base 5 con 120 usuarios, servicio de.....	77
Figura 4.7 Factor de carga en UL estación base 5 con 120 usuarios,	78
Figura 4.8 Potencia de transmisión promedio en UL estación base 5 con 60 usuarios,.....	79
Figura 4.9 Potencia de transmisión promedio en UL estación base 5 con 60 usuarios,.....	79
Figura 4.10 Potencias de transmisión en UL estación base 5 con 120 usuarios,	80
Figura 4.11 Potencias de transmisión en UL estación base 5 con 120 usuarios,	80
Figura 4.12 Probabilidad de degradación global en función del número de usuarios y de la eficiencia del detector MUD para el servicio de 12.2 Kbps	83
Figura 4.13 Probabilidad de degradación global en función del número de usuarios y de la eficiencia del detector MUD para el servicio de 64 Kbps	84

Listado de Tablas

Tabla 1.1 Características Principales de WCDMA	12
Tabla 3.1 Clasificación de los modelos de propagación.....	40
Tabla 3.2 Valores típicos de atenuación, exponentes de	43
Tabla 3.3 Parámetros del modelo de propagación COST 231 Walfisch–Ikagami.	45
Tabla 3.4 Resumen de resultados para n=3.....	50
Tabla 4.1 Características del escenario de simulación	70
Tabla 4.2. Resumen de parámetros de simulación para enlace de subida.....	72
Tabla 4.3 Velocidades de transmisión y parámetros que determinan el tipo de servicio y su calidad para un canal con desvanecimiento por multitrayectoria tipo 1	73
Tabla 4.4 Plan de pruebas para diferentes servicios.....	74
Tabla 4.5 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5.....	81
Tabla 4.6 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5.....	81
Tabla 4.7 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5.....	82
Tabla 4.8 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5.....	82
Tabla 4.9 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5.....	82
Tabla 4.10 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5.....	84
Tabla 4.11 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5.....	85
Tabla 4.12 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5.....	85
Tabla 4.13 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5.....	85
Tabla 4.14 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5.....	86
Tabla 4.15 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5.....	86
Tabla 4.16 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5.....	86
Tabla 4.17 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5.....	87
Tabla 4.18 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5.....	87

Tabla 4.19 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5	87
Tabla 4.20 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación en la Estación Base 5.	88
Tabla 4.21 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación en la Estación Base 5.....	88
Tabla 4.22 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación en la Estación Base 5.....	88
Tabla 4.23 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación en la Estación Base 5.....	89
Tabla 4.24 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación en la Estación Base 5.	89

LISTADO DE ACRÓNIMOS

3G	Tercera Generación, <i>Third Generation</i> .
4G	Cuarta Generación, <i>Fourth Generation</i> .
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo, <i>Additive White Gaussian Noise</i> .
BER	Tasa de Error de Bit, <i>Bit Error Rate</i> .
BLER	Tasa de Error de Bloque, <i>Block Error Rate</i> .
BPSK	Cambio de Fase Binario por Conmutación, <i>Binary Phase Shift Keying</i> .
BS	Estación Base, <i>Base Station</i> .
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código, <i>Code Division Multiple Access</i> .
DD	Detección por Decorrelación, <i>Decorrelating Detector</i> .
DL	Enlace de Bajada, <i>DownLink</i> .
DS-CDMA	Acceso Múltiple por División de Código de Secuencia Directa, <i>Direct Sequence Code Division Multiple Access</i> .
DSSS	Espectro Ensanchado por Secuencia Directa, <i>Direct Sequence Spread Spectrum</i> .
FDMA	Acceso al Medio por División de Frecuencias, <i>Frequency Division Multiple Access</i> .

FHSS	Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia, <i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i> .
HO	Traspaso, <i>Hand-Over</i> .
ISI	Interferencia Inter-simbólica, <i>Inter-Symbol Interference</i> .
JD	Detección Conjunta, <i>Joint Detection</i> .
LOS	Línea de Vista, <i>Line of Sight</i> .
MAI	Interferencia de Acceso Múltiple, <i>Multi-Access Interference</i> .
MAP	Máxima Probabilidad A posteriori, <i>Maximum A posteriori Probability</i> .
MCL	Pérdidas Mínimas de Acoplamiento, <i>Minimum Coupling Loss</i> .
MCSS	Espectro Ensanchado Multiportadora, <i>Multicarrier Spread Spectrum</i> .
MF	Filtro Acoplado, <i>Matched Filter</i> .
MMSE	Mínimo Error Cuadrático Medio, <i>Minimum Mean Squared Error</i> .
MUD	Detector Multiusuario, <i>Multiuser Detector</i> .
NLOS	Sin Línea de Vista, <i>Non Line of Sight</i> .
NRZ	No Retorno a Cero, <i>Non-Returnto Zero</i> .
O-MUD	Detector Óptimo Multiusuario, <i>Optimum Multiuser Detector</i> .
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales, <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> .
OVSF	Factor de Ensanchamiento Variable Ortogonal, <i>Orthogonal Variable Spreading Factor</i> .

PCS	Sistema de Comunicación Personal, <i>Personal Communication Service</i> .
PG	Ganancia de Procesamiento, <i>Processing Gain</i> .
PIC	Cancelación de Interferencia Paralelo, <i>Parallel Interference Cancellation</i> .
PN	Pseudo Ruido, <i>Pseudo Noise</i> .
QoS	Calidad del Servicio, <i>Quality of Service</i> .
QPSK	Cambio de Fase en Cuadratura, <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> .
RRC	Control de Recursos Radio, <i>Radio Resource Control</i> .
RRCL	Nivel de Control de Recursos Radio, <i>Radio Resource Control Layer</i> .
RRCF	Filtro de Raíz de Coseno Alzado, <i>Root Raised Cosine Filter</i> .
RRM	Gestión de Recursos Radio, <i>Radio Resource Management</i> .
RRU	Unidad de Recursos Radio, <i>Radio Resource Unit</i> .
SF	Factor de Ensanchamiento, <i>Spreading Factor</i> .
SHO	Traspaso Suave, <i>Soft Hand-Over</i> .
SIC	Cancelación de Interferencia Sucesiva, <i>Successive Interference Cancellation</i> .
SIR	Relación Señal a Interferencia, <i>Signal to Interference Ratio</i> .
SNR	Relación Señal a Ruido, <i>Signal to Noise Ratio</i> .

SS	Espectro Ensanchado, <i>Spread Spectrum</i> .
TDMA	Acceso al Medio por División de Tiempo, <i>Time Division Multiple Access</i> .
THSS	Espectro Ensanchado por Saltos en Tiempo, <i>Time Hopping Spread Spectrum</i> .
TS	Ranura de Tiempo, <i>Time Slot</i> .
UE	Equipo de Usuario, <i>User Equipment</i> .
UL	Enlace de Subida, <i>UpLink</i> .
UMTS	Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal, <i>Universal Mobile Telecommunications System</i> .
WCDMA	Acceso Múltiple por División de Código de Banda-ancha, <i>Wideband Code Division Multiple Access</i> .

INTRODUCCIÓN

La constante evolución de las comunicaciones móviles y de los sistemas inalámbricos de comunicación de datos requiere de un estudio detallado de diversas tecnologías y sistemas debido a que estas son producto del desarrollo y avance de tecnologías y sistemas anteriores, como lo son los sistemas de comunicaciones móviles que utilizan la tecnología de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (WCDMA, *Wideband Code Division Multiple Access*) de tercera generación (3G, *Third Generation*), el cual es uno de los pasos en la evolución a sistemas de comunicaciones de Cuarta Generación (4G, *Fourth Generation*). Es por esto que es importante estudiar, analizar e investigar los conceptos básicos de planeación de sistemas de comunicación móvil de 3G, considerando las limitaciones que presentan estos sistemas ante el problema Cerca-Lejos (*Near-Far*) y la Interferencia de Acceso Múltiple (MAI, *Multiple Access Interference*).

La tecnología WCDMA, y en general los sistemas de comunicación cuya transmisión se basa en la técnica de Espectro Ensanchado (SS, *Spread Spectrum*), presentan un área extensa de estudio, desarrollo e investigación. Una de estas áreas de investigación es el análisis de capacidad de un sistema WCDMA utilizando Detección Multiusuario (MUD, *Multiuser Detection*), con lo cual se busca controlar la MAI y con ello incrementar la capacidad del sistema. Muchos de los estudios realizados se enfocaron en la utilización de Detección Monousuario basada en receptores tipo Rake, por lo que en este trabajo de grado se realiza el análisis de capacidad de forma generalizada haciendo uso del control ideal de potencia, e introduciendo el concepto de MUD en el Enlace de Subida (UL, *Up Link*), sobre un entorno aproximado a escenarios urbanos microcelulares a nivel de sistema, para lo cual se aplicará una grilla tipo Manhattan en un escenario urbano de nueve (9) microceldas.

Con el fin de transmitir al lector de forma clara y convincente las ideas y argumentos acerca del ¿por qué? y el ¿cómo? se analiza y desarrolla el presente trabajo de grado, éste se ha dividido en cinco capítulos. En el primer capítulo se estudian de manera general los aspectos más importantes de la tecnología celular WCDMA como el ensanchamiento y

desensanchamiento de las señales de información, los efectos de la interferencia en la capacidad del sistema y algunos procedimientos asociados a la Gestión de Recursos Radio (RRM, *Radio Resources Management*) que mitigan dichos efectos. En el segundo capítulo se analiza el proceso de detección en sistemas de espectro ensanchado, iniciando con el detector convencional el cual se considera como la base para la implementación detectores MUD. Adicionalmente, en este capítulo se introduce el concepto de eficiencia del detector MUD y el efecto de su utilización en el procesamiento de la MAI para mejorar la capacidad de WCDMA. En el tercer capítulo se estudian varios modelos de propagación, enfocándose en modelos propios para ambientes microcelulares. Por otro lado, se realiza un análisis matemático de las ecuaciones para el control de potencia y factor de carga utilizando detectores MUD y su relación con la interferencia. En el cuarto capítulo se describen el diseño, los parámetros, las consideraciones, las limitaciones y los resultados obtenidos de la simulación a nivel de sistema de la tecnología WCDMA utilizando control ideal de potencia y detección MUD. Finalmente, en el capítulo cinco se presentan las conclusiones y líneas futuras que surgen gracias al desarrollo del presente trabajo de grado.

1 GENERALIDADES DE WCDMA

1.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad los sistemas de comunicación móvil celular se diferencian unos a otros por el tipo de tecnología utilizada en la interfaz radio, los tipos de servicios ofrecidos y la forma como estos son prestados al usuario final. La evolución de los mencionados sistemas, permiten que los operadores de telefonía celular implementen diferentes técnicas de acceso y transmisión, las cuales mejoran la capacidad¹, la cobertura y la calidad en la prestación de servicios, y permitiendo un aumento de la máxima velocidad de transmisión de datos. De manera simultánea surgieron diferentes procedimientos que buscan la administración eficiente de los recursos de la red o sistema y con ello mejorar las relaciones costo-beneficio y costo-calidad. El objetivo de los organismos reguladores en telecomunicaciones es la estandarización de las diferentes tecnologías y la creación de una única plataforma de comunicaciones que permita la prestación de los servicios actuales y futuros. La investigación continua de la búsqueda de técnicas, métodos y/o procedimientos que impliquen un incremento en la capacidad, cobertura y calidad en los servicios ofrecidos por los sistemas actuales de comunicación móvil celular, aporta a la flexibilidad y adaptabilidad de dichos sistemas, permitiendo un desarrollo por generaciones, y su evolución se encamina a satisfacer las necesidades cambiantes de comunicación de los usuarios a nivel mundial.

1.2 ESPECTRO ENSANCHADO

Espectro Ensanchado (SS) es una técnica caracterizada por la transmisión de señales cuyo ancho de banda es mayor al mínimo requerido para el transporte de información de usuario. Permite transmitir diversas señales de información, que al ser ensanchadas mediante la utilización de códigos de canalización, ocupan cada una todo el ancho de banda disponible

¹ El término "capacidad" hace referencia al número de usuarios simultáneos que pueden ser atendidos por un sistema de comunicaciones.

simultáneamente; en contraste con la técnica de Acceso al Medio por División de Frecuencias (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*) que segmenta el ancho de banda disponible en canales de transmisión no superpuestos (ortogonales)² asignados a cada usuario para la transmisión de información, y la técnica de Acceso al Medio por División de Tiempo (TDMA, *Time Division Multiple Access*) que divide el tiempo de transmisión en Ranuras o Intervalos de Tiempo (TS, *Time Slots*) asignados a los diferentes usuarios y utilizados de forma cíclica por cada uno, permitiéndoseles ocupar todo el ancho de banda disponible durante cada TS (Goldsmith, 2005).

1.2.1 Técnicas de Espectro Ensanchado

Existen diversas técnicas de espectro ensanchado utilizadas como técnicas de acceso múltiple; entre las que se encuentran, Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia (FHSS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*), Espectro Ensanchado por Saltos en Tiempo (THSS, *Time Hopping Spread Spectrum*), Espectro Ensanchado Multiportadora (MCSS, *Multicarrier Spread Spectrum*), y Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*), las cuales se diferencian generalmente por la forma en que administran el ancho de banda disponible.

- Espectro Ensanchado por Saltos en Frecuencia (FHSS). En esta técnica se presenta un cambio periódico de la frecuencia portadora de una señal transmitida, caracterizado por un código de salto que determina la frecuencia portadora a utilizar. El receptor FHSS correspondiente realiza un salto en frecuencia, en sincronismo con el código de salto utilizado en transmisión para recuperar la información deseada. La banda de frecuencias en la cual se presenta el ensanchamiento está constituida por un grupo de subportadoras que determinan el número de canales de salto (Torrieri, 2005).
- Espectro Ensanchado por Saltos en Tiempo (THSS). Similar a FHSS, cuyos saltos se producen a lo largo de una trama temporal dividida en TS, haciendo uso de la misma frecuencia portadora. Las señales de usuario se

² La ortogonalidad de señales permite una separación de las mismas para facilitar el proceso de detección y mejorar la calidad de las comunicaciones, que en este caso se caracteriza por la no coincidencia de señales en frecuencia o tiempo. En el siguiente capítulo se retomará el concepto de ortogonalidad para definir el aprovechamiento de ciertos tipos de códigos de ensanchamiento.

transmiten de forma discontinua, asignándosele a cada señal un código de salto diferente que determina la secuencia de TSs a ser utilizada para la transmisión; así, la información de usuario se subdivide y su transmisión se realiza en un TS diferente según el código de salto asignado, a diferencia de TDMA que asigna un TS fijo durante la comunicación de usuario.

- Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (DSSS). Permite la transmisión de diversas señales de información en un mismo canal simultáneamente mediante la utilización de un código de ensanchamiento o código de canalización diferente para cada señal de información. En esta técnica, por cada bit de información se produce un grupo de bits “modelo” denominados chips o código *chipping* que cumplen la función de ensanchar el espectro de frecuencias de la información (Freeman, 2007). WCDMA basa su funcionamiento en esta técnica, por lo que se hará mayor énfasis en secciones subsiguientes.

- Espectro Ensanchado Multiportadora (MCSS). Esta técnica se apoya en la técnica de Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). En MCSS la información de usuario es ensanchada sobre diferentes subportadoras ortogonales³ en el dominio de la frecuencia, según el código de ensanchamiento utilizado, es decir, una fracción de la señal de datos original, correspondiente a un chip del código de ensanchamiento, será transmitido sobre una subportadora diferente (Hara y Prasad, 1997).

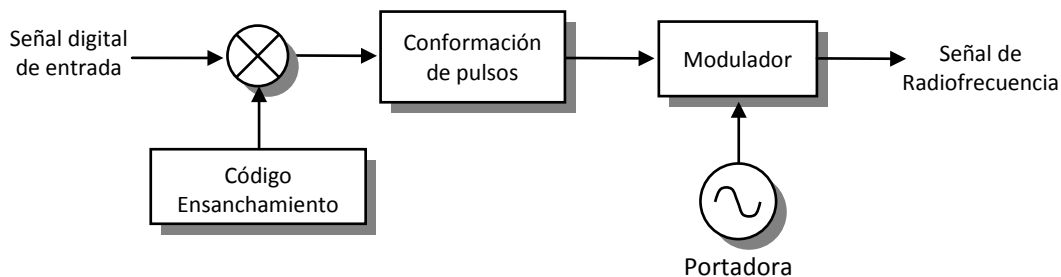
1.2.2 Espectro Ensanchado por Secuencia Directa

Existen dos formas de originar ensanchamiento por secuencia directa. En la primera, se realiza una multiplicación de la señal de información, que es una señal de baja velocidad de transmisión de datos, y la señal de código de ensanchamiento de alta velocidad de transmisión. En la segunda, se realiza

³El concepto de ortogonalidad adoptado por OFDM no se basa en un conjunto de frecuencias que no se traslapan, sino por el contrario, su ortogonalidad está basada en las características en el dominio de frecuencia de la transformación de Fourier del pulso cuadrado que representa a la señal digital de información, escogiendo un conjunto de subportadoras donde el valor máximo de alguna de ellas corresponde al cruce por cero de las otras. De esta manera es posible tener un conjunto de subportadoras de frecuencia ortogonales que se traslapan entre sí.

un producto binario de la secuencia de los datos de usuario y de la secuencia que compone al código de ensanchamiento, siendo ésta considerada la más apropiada para su implementación debido a que se tiene mayor control sobre procesos de sincronismo entre la señal de información y el código de ensanchamiento (Mendo, 2001). La señal resultante del proceso de ensanchamiento presenta gran ancho de banda y menor densidad espectral de potencia, semejante al Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*), de tal forma que los sistemas de comunicaciones que operan en la misma banda de frecuencia pueden tratarla como tal (Holma y Toscala., 2007; Quintero., 2010). En la Figura 1.1 se observa el diagrama general para el ensanchamiento por multiplicación de secuencias de WCDMA, en el cual se incluye un proceso de conformación de pulsos por medio de un Filtro de Raíz de Coseno Alzado (RRCF, *Root Raised Cosine Filter*) con un factor de roll-off de 0.22, y un proceso de modulación que corresponde a una codificación por Cambio de Fase en Cuadratura (QPSK, *Quadrature Phase Shift Keying*) para el Enlace de Bajada (DL, *DownLink*) y una codificación por Cambio de Fase Binario (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) para el UL (Holma y Toscala., 2007; Quintero., 2010).

Figura 1.1 Proceso de Ensanchamiento por Multiplicación de Secuencias.



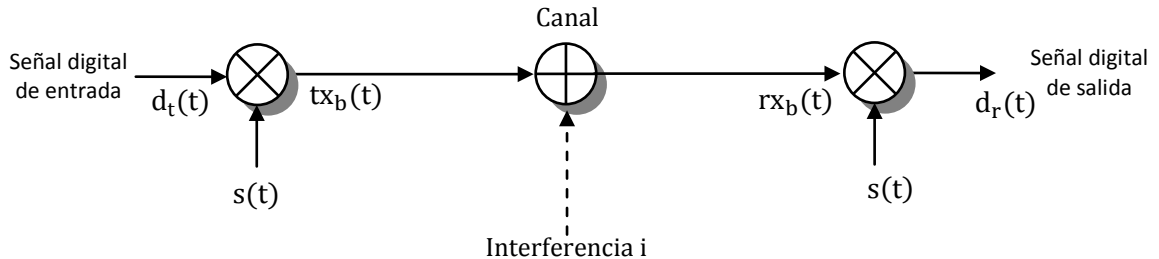
(Mendo, 2001)

En la asignación de canales dedicados en el UL la técnica de DSSS es considerada como una técnica de acceso, denominada como Acceso Múltiple por División de Código de Secuencia Directa (DS-CDMA, *Direct Sequence Code Division Multiple Access*).

1.2.3 Ensanchamiento y Desensanchamiento

Durante el proceso realizado en la técnica DS-CDMA interviene un código de ensanchamiento que debe ser conocido tanto en transmisión como en recepción y es independiente de la señal digital de información a transmitir. En la Figura 1.2 se muestra el diagrama general de la técnica de espectro ensanchado, donde se observa en el lado del transmisor una señal digital de entrada $d_t(t)$ a nivel de banda base de baja velocidad de transmisión de datos, y el código de ensanchamiento $s(t)$, que es una señal de alta velocidad de transmisión y por tanto, mayor ancho de banda respecto a la señal de información; ambas, señales son bipolares No Retorno a Cero (NRZ, *Non-Return to Zero*) y con niveles de señal $\{1, -1\}$. A la salida del ensanchador se tiene $tx_b(t)$, una señal de alta velocidad de transmisión de datos, obtenida al multiplicar la señal de datos $d_t(t)$ y el código de ensanchamiento.

Figura 1.2 Diagrama general de un sistema de Espectro Ensanchado convencional



(Chávez & Reinoso, 2004)

El sistema de detección convencional utilizado en WCDMA para la recuperación de información realiza un producto entre la señal recibida $rx_b(t)$, y el código de ensanchamiento utilizado en transmisión sincronizado con la señal recibida (Quintero, 2010)⁴. Los resultados de las operaciones realizadas para la obtención de la señal de información en recepción se muestran en las ecuaciones 1.1, 1.2 y 1.3 en donde se presenta la

⁴ El sistema de detección convencional denominado como Filtro Acoplado (MF, *Matched Filter*) permite extraer la información de un usuario, estimando las demás señales como interferentes para la comunicación de interés (Verdú, 1998). El concepto de Detección Multiusuario, en el cual se basa el presente trabajo de grado, tiene en cuenta los procedimientos realizados por este detector; por lo que en el siguiente capítulo se definirá con mayor detalle el sistema de detección convencional, para una mejor comprensión sobre la forma de operación de los detectores multiusuario.

multiplicación sincronizada entre el código de ensanchamiento y la señal recibida.

$$d_r(t) = rx_b(t)s(t) \quad (1.1)$$

$$d_r(t) = [tx_b(t) + i(t)] s(t) \quad (1.2)$$

$$d_r(t) = d_t(t)s^2(t) + i(t)s(t) \quad (1.3)$$

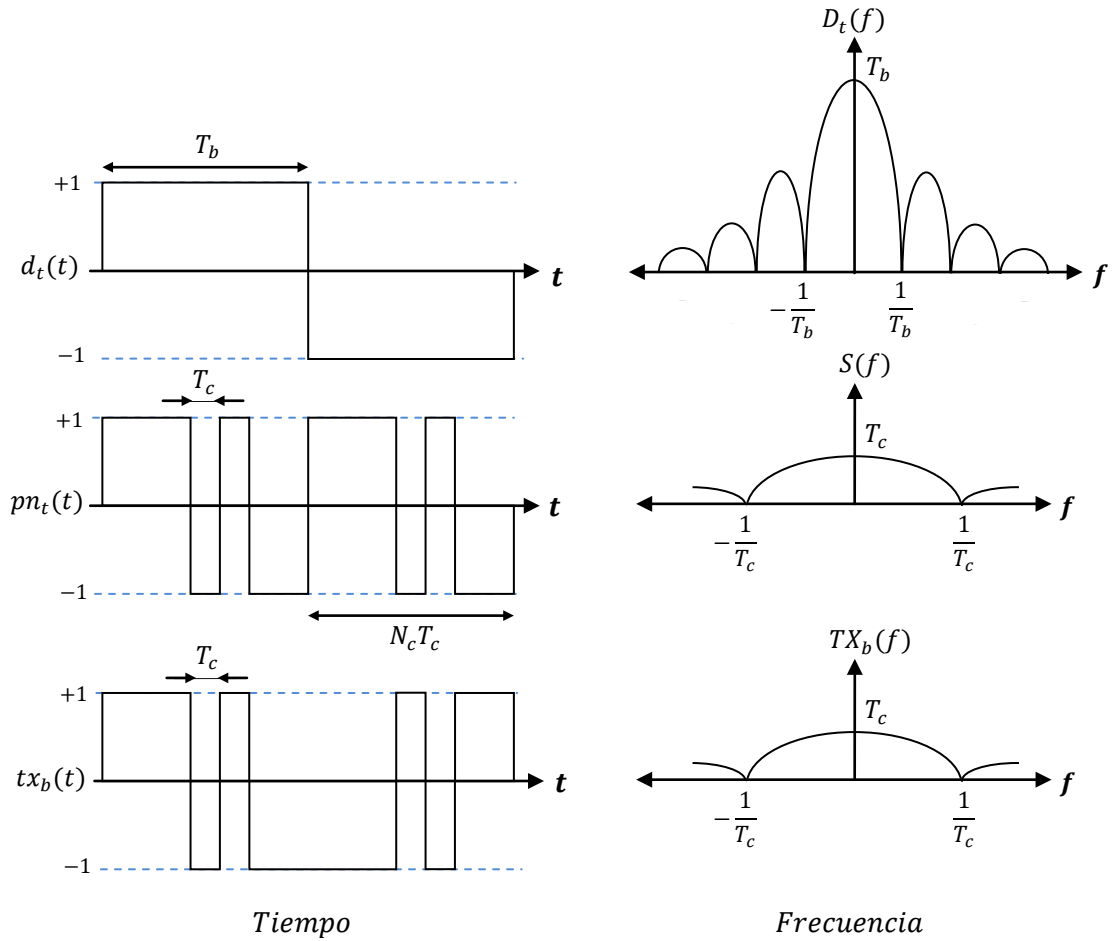
Dadas las características del código de ensanchamiento, donde $s(t) \in \{1, -1\}$, se tiene que la multiplicación sincronizada⁵ de éste con la señal recibida, permite la recuperación de la señal de información, afectada por una señal de interferencia $i(t)$ correspondiente a la suma de señales de los demás usuarios, presente en toda la banda de frecuencias disponible. La ecuación 1.4 muestra la señal recibida $d_r(t)$ compuesta por la señal de información recuperada de banda estrecha, y una señal interferente de banda ancha.

$$d_r(t) = d_t(t) + i(t)s(t) \quad (1.4)$$

El término $i(t)s(t)$ de la ecuación 1.4 permite deducir que la densidad espectral de potencia de la señal interferente se mantiene distribuida en el espectro de frecuencias y su efecto sobre la señal de interés disminuye. En la Figura 1.3 se observan los resultados en los dominios del tiempo y de la frecuencia al utilizar la técnica DSSS, en donde T_b es el periodo del bit de información y T_c es el periodo de chip. La representación de Fourier para el pulso cuadrado presenta variaciones de amplitud y ancho de banda en función de T_b y T_c , lo cual se constituye en la base de operación para la técnica DSSS. La Figura 1.4 muestra cómo DSSS permite rechazar la interferencia de banda estrecha, que para este caso se representa por una señal proveniente de un sistema operando en la misma banda de frecuencias e igual portadora f_c . La Figura 1.5 muestra el proceso básico a nivel de bits del proceso ensanchamiento y desensanchamiento de la técnica DSSS. Adicionalmente pueden ser utilizados procesos de filtrado y circuitos de decisión que ayudan a contrarrestar su efecto sobre la señal de información, reduciendo la Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*).

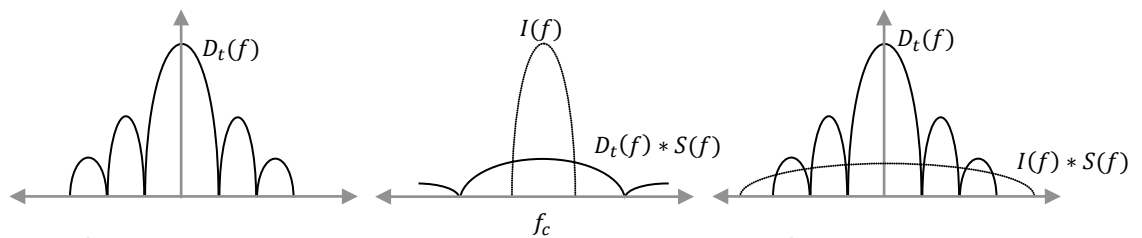
⁵ El resultado de la multiplicación sincronizada entre las señales NRZ, llevada a cabo durante los procesos de ensanchamiento y desensanchamiento de CDMA, también puede verse como el resultado de la operación lógica XNOR en la aritmética booleana.

Figura 1.3 Resultados de la Técnica DSSS en los Dominios del Tiempo y de la Frecuencia.



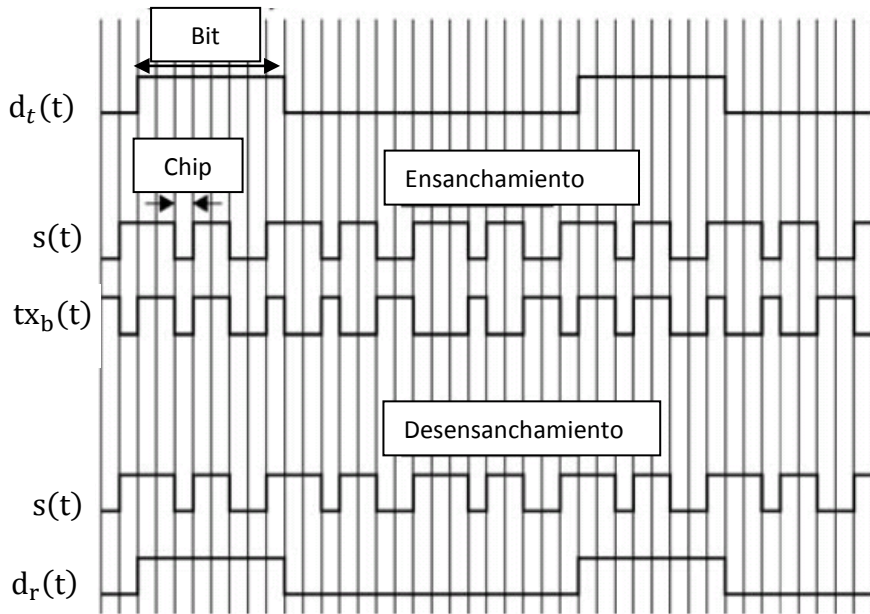
(Chávez y Reinoso, 2004)

Figura 1.4 Rechazo a interferencia de banda estrecha



(Holma y Toskala, 2007)

Figura 1.5 Proceso de Ensanchamiento y Desensanchamiento en DSSS



(Holma y Toskala, 2007)

La relación existente entre la velocidad de transmisión del código de ensanchamiento y la velocidad de transmisión de datos se le conoce con el nombre Factor de Ensanchamiento (SF, *Spreading Factor*), que también corresponde a la relación entre el ancho de banda del código de ensanchamiento y el de la señal de datos. El SF también representa el número de chips por bit, utilizados para ensanchar la señal de usuario, cuya representación se muestra en las ecuaciones 1.5 y 1.6, donde W es la velocidad de transmisión del código de ensanchamiento, R_b es la velocidad de transmisión de datos, E_b es la energía de bit y N_0 la densidad espectral de potencia de ruido. Para el caso de la Figura 1.5 el SF es igual a 8, implicando un incremento de la velocidad de transmisión de datos y una ampliación en el espectro de frecuencias ocupado por la señal de información en el mismo factor (Holma y Toskala, 2007). El SF también representa la mejora de la Relación Señal a Interferencia (SIR, *Signal to Interference Ratio*) que se puede alcanzar al aplicar la técnica DSSS, en cuyas condiciones es también denominado como Ganancia de Procesamiento (PG, *Processing Gain*) (Mendo, 2001); no obstante, para diferentes autores los términos SF y PG se usan indistintamente (Holma y Toskala., 2007; Quintero., 2010; Rábanos., 2004).

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{P_r/R}{(P_{int} + P_N)/W} = SIR \frac{W}{R_b} \quad (1.5)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{dB} = SIR_{dB} + SF_{dB} \quad (1.6)$$

La transmisión de señales en la misma banda de frecuencias simultáneamente hace que la detección de una comunicación en particular se encuentre enmascarada por la interferencia que generan los demás usuarios. La utilización del SF permite que la SNR_{dB} sea negativa, brindando a los sistemas CDMA la robustez necesaria frente a la autointerferencia generada por la reutilización del espectro, permitiendo valores para la SNR más bajos que los necesarios para otros sistemas que utilizan FDMA y TDMA TDMA (Holma y Toscalá, 2007; Goldsmith, 2005; Muñoz y Valdés, 2010).

1.2.4 Ventajas y Desventajas de DS-CDMA

A continuación se realiza un resumen de ventajas y desventajas encontradas en la utilización de la técnica DS-CDMA.

Entre las ventajas se encuentran las siguientes:

- DS-CDMA genera señales que son consideradas como ruido en otros sistemas debido a su baja densidad espectral de potencia, por lo que pueden ser tratadas por otros sistemas convencionales de comunicaciones como ruido. La utilización de etapas de filtraje para reducir su efecto, permiten la coexistencia entre ellos.
- Permite una coincidencia de las señales de información en espacio, tiempo y frecuencia, mediante la utilización de los códigos de ensanchamiento, lo que permite una gestión más eficiente de los recursos radio.
- Toma ventaja del efecto de multitrayectoria en la Estación Base (BS, *Base Station*) al realizar una combinación por microdiversidad, en donde se mezclan coherentemente las réplicas de señal mejorando la calidad en

recepción; lo que se logra mediante la utilización de receptores tipo *Rake*⁶ (Goldsmith., 2005; Quintero., 2010).

- Presenta resistencia frente a la interferencia de banda estrecha.
- Proporciona protección contra interferencia intencional (*Jamming*), perturbaciones e interceptación, brindando privacidad en la comunicación de usuario.

Entre las desventajas se encuentran las siguientes:

- Requiere receptores de banda ancha de mayor costo.
- Aumenta la complejidad y carga computacionales de los equipos receptores.
- La capacidad y cobertura están ligadas al número de usuarios activos y a la interferencia generada por la coexistencia de otros sistemas en la misma banda de frecuencia.

1.3 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE WCDMA

En la Tabla 1.1 se resumen las características principales de la tecnología celular WCDMA:

Tabla 1.1 Características Principales de WCDMA

CARACTERÍSTICA	DESCRIPCIÓN
Método de acceso múltiple	DS-CDMA
Método de duplexación	FDD/TDD
Sincronización estación base	Operación asíncrona
Modulación enlace de bajada	QPSK
Modulación enlace de subida	BPSK
Tasa de chip	3.84 Mcps
Longitud de trama	10ms

⁶ Los receptores tipo Rake discriminan las componentes multitrayecto de la señal recibida y las suman en forma sincronizada o coherente para obtener una única señal recibida. De igual forma, mitiga la Interferencia Intersimbólica (ISI, *Inter-symbol Interference*).

Multiplexación de servicios	Múltiples servicios con diferentes requerimientos de Calidad de Servicio (QoS, <i>Quality of Service</i>) multiplexados en una conexión
Concepto de multivelocidad	Factor de ensanchamiento variable y operación multicódigo
Detección	Detección coherente utilizando símbolos piloto
Detección multiusuario, antenas inteligentes	Soportado por el estándar. Opcional en la implementación
Traspaso	Suave
Codificación de voz	Formato Multivelocidad Adaptativo (AMR, <i>Adaptative Multi-Rate</i>)

(Holma y Toskala, 2007)

- WCDMA Permite la operación asíncrona de las BSs, no requiriendo de una misma señal de referencia para las BSs, como en el caso de la tecnología IS-95⁷, que utiliza las señales del Sistema de Posicionamiento Global (GPS, *Global Positioning System*) como referencia (Rábanos., 2004; Holma y Toskala., 2007; Nawrocki., et al., 2006).

- En el DL se utiliza modulación QPSK, la cual no puede ser utilizada en el UL debido a que las transmisiones discontinuas del UE pueden causar interferencia audible. A cambio de ello, se utiliza en el UL una multiplexación por codificación I/Q que hace referencia a una modulación QPSK de canal dual, mediante la cual se transmiten dos tipos de información: en la rama I (Real o en fase) se transmite la información de usuario, mientras que en la rama Q (Imaginaria o en cuadratura) se transmite información de control. Separadamente, cada rama representa una modulación BPSK (Holma y Toskala, 2007).

Hace uso de códigos de Factor de Ensanchamiento Variable Ortogonal (OVSF, *Orthogonal Variable Spreading Factor*) en el DL, permitiendo variaciones en las velocidades de transmisión de datos para la prestación de los diferentes servicios (Ericsson, 2008). En el UL se hace uso de códigos de

⁷ Estándar norteamericano para la interfaz radio de los Sistemas de Comunicaciones Personales (PCS, *Personal Communications System*), cuyos desarrollos teóricos y tecnológicos se llevaron a cabo por Qualcomm Inc alrededor de la década de los 90 con el fin de iniciar la implantación de la técnica multiacceso CDMA (Rábanos, 2004).

ensanchamiento Pseudoaleatorios o Pseudo-Ruido (PN, *Pseudo-Noise*)⁸, que permiten la transmisión asíncrona entre los diferentes UEs. En ambos enlaces se adiciona un proceso de aleatorización (*Scrambling*) en función de un código que identifica a cada UE o BS; lo que permite su separación al realizar la detección (Holma y Toskala, 2007).

- La detección coherente mediante la utilización de símbolos piloto permite que se pueda realizar un proceso de sincronización entre la BS y el UE durante el proceso de detección; lo que se hace necesario para detectar las señales de usuario por correlación (Ericsson, 2008).

La Detección Multiusuario (MUD) y antenas inteligentes adaptativas, pueden ser utilizadas por las redes de comunicación móvil celular, como una opción para incrementar la capacidad, la cobertura y/o la calidad en la prestación de los servicios (Holma y Toskala, 2007).

- El proceso de Traspaso Suave (SHO, *Soft Handover*), definido por el concepto de macrodiversidad, se presenta cuando un dispositivo móvil comunica la misma información a más de una BS simultáneamente, generando una disminución de la probabilidad de desconexión durante el proceso de Traspaso (HO, *Hand-Over*). En este proceso se requiere que las señales transmitidas por las BS lleguen al UE en el mismo instante; para lo cual, el móvil mide la diferencia de tiempo en que llegan las señales provenientes de las BS y la envía al Controlador de Red Radio (RNC, *Radio Network Controller*), que se encarga de ajustar los tiempos de transmisión de las BSs (Goldsmith., 2005; Ericsson, 2008).

- El formato AMR es un estándar de codificación de voz, que permite una alta calidad a una baja velocidad de transmisión de datos, cumpliendo así con las demandas y necesidades de los sistemas basados en WCDMA (Ericsson, 2008).

1.4 INTERFERENCIAS EN WCDMA

En el diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricos se debe tener en cuenta diversos aspectos que pueden causar la degradación total o parcial

⁸ En el capítulo 2 del presente trabajo de grado se exponen más a fondo las características propias de los códigos Pseudo-Ruido (*PN*) y su utilización en WCDMA

de la calidad en las señales, impidiendo el adecuado desempeño de los sistemas. Entre dichos aspectos, se encuentran el efecto de la interferencia cocanal y de canal adyacente, definidas como la intromisión de señales en la misma banda de frecuencias o un traslapamiento entre un par de señales con espectros de frecuencia adyacentes, respectivamente; dificultando la recepción adecuada de las señales de interés (Tomasi, 2003).

En WCDMA, la utilización de un código de ensanchamiento es indispensable para disminuir el efecto de la interferencia producida por los usuarios del sistema; sin embargo, la presencia de la interferencia afecta la calidad de las comunicaciones, por lo que se hace necesario monitorear la potencia de interferencia respecto a la señal de interés mediante la Relación Señal a Interferencia (SIR), que se constituye en una base para el diseño de sistemas de comunicación radio basados en DS-CDMA. La ecuación 1.7 muestra la SIR como una relación entre la potencia recibida de un usuario j , (P_{Rj}), y la interferencia generada a dicha comunicación por los demás usuarios del sistema; la cual puede ser representada mediante la relación Energía de bit a densidad espectral de potencia de interferencia, semejante a la ecuación 1.5.

$$SIR_j = \frac{P_{Rj}}{I + P_N} = \frac{E_{bj}}{(I_o + N_o)} SF \quad (1.7)$$

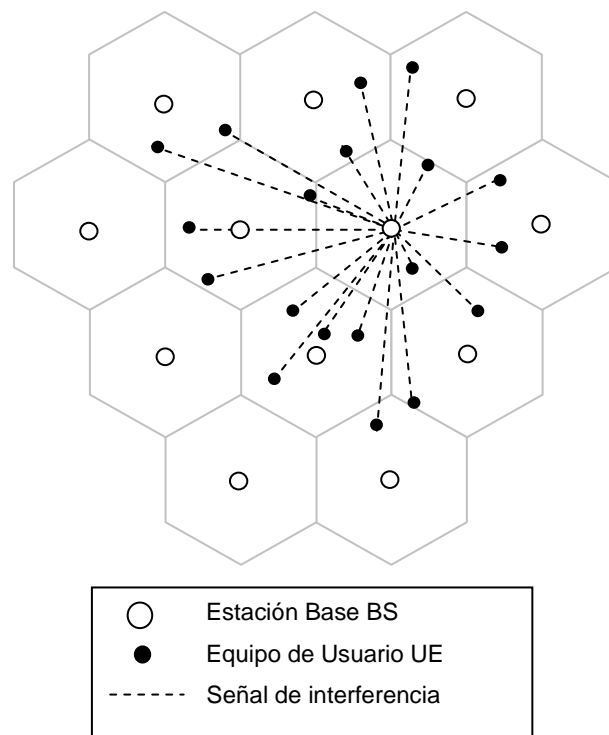
1.4.1 Interferencia de Acceso Múltiple

En WCDMA, la señal de cada usuario es demodulada como señal de interés en el UL, mientras que la señal de los demás usuarios con servicios activos⁹ son tratadas como interferencia; por lo que WCDMA es altamente afectado por interferencia de banda ancha (Quintero, 2010). Aunque la aplicación de códigos de ensanchamiento reducen el efecto de dicha interferencia, ésta aún permanece y afecta la calidad de la señal en recepción, conocida como Interferencia de Acceso Múltiple (MAI, *Multiple Access Interference*) o Interferencia Multiacceso (Pérez, et al., 2005). Cuando un Equipo de Usuario (UE, *User Equipment*) transmite hacia una BS, la interferencia generada hacia los otros usuarios hace que aumente el piso de ruido del sistema tanto en la misma celda como en las adyacentes, denominadas como interferencia intracelular e intercelular, respectivamente.

⁹ Que utilizan simultáneamente cualquiera de los servicios ofrecidos por UMTS.

Esto obliga a los otros usuarios a incrementar su potencia de transmisión, generando una mayor interferencia al UE inicial y afectando la sensibilidad de la BS para captar la información de este último, por lo que WCDMA, al igual que otros sistemas basados en DS-CDMA, es un sistema limitado por interferencia (Nawrocki, et al., 2006). El efecto de la MAI se presenta de forma más crítica cuando los UE se encuentran en circunstancias de HO, puesto que su potencia de transmisión es suficiente como para ser atendidos por 2 o más estaciones base simultáneamente, es decir, genera un aporte significativo a la MAI de varias BSs al mismo tiempo. La Figura 1.6 muestra las interferencias producidas por los usuarios de una misma celda y de celdas contiguas en el enlace de subida.

Figura 1.6 Interferencia de Múltiple Acceso Intracelular e Intercelular en el enlace de subida.



(Mendo, 2001)

La capacidad en WCDMA va ligada a la MAI, a diferencia de los sistemas TDMA y FDMA cuya capacidad es fija y determinada por el número de servidores de tráfico disponibles en la red (Rábanos, 2004). Con el aumento en el número de usuarios haciendo uso de los servicios decrece la SIR, traduciéndose en un deterioro en la calidad de la comunicación; por lo que se requiere de una mayor asignación de recursos para mantener la

comunicación con un grado aceptable de QoS. Mientras haya una gran cantidad de interferencia de acceso múltiple, la posibilidad de cursar tráfico de nuevas comunicaciones disminuye. Suponiendo un sistema de celda no agrupada o aislada, donde todos los usuarios alcanzan a la BS con igual potencia de recepción para un servicio de voz, se tiene que la densidad espectral de interferencia para una comunicación en particular está dada por la ecuación 1.8, en función de la actividad vocal α_v , las potencias de recepción P_R , la velocidad de transmisión del código de ensanchamiento W y el número de usuarios K .

$$I_o = \alpha_v(K - 1) \frac{P_R}{W} \quad (1.8)$$

Se obtiene la relación Energía de bit a Densidad espectral de potencia de Ruido, como se muestra en las ecuaciones 1.9 y 1.10 (Mendo., 2001; Quintero., 2010).

$$\frac{E_b}{N'_o} = \frac{P_R/R_b}{(I_o + N_o)} = \frac{P_R}{\left[\alpha_v(K - 1) \frac{P_R}{W} + N_o\right] R_b} \quad (1.9)$$

$$\frac{E_b}{N'_o} = \frac{W}{\left[\alpha_v(K - 1) + \frac{N_o W}{P_R}\right] R_b} \quad (1.10)$$

Suponiendo $K \gg 1$ se obtiene el número de usuarios del sistema, como se muestra en la ecuación 1.11.

$$K \cong \frac{1}{\alpha_v} \left[\frac{\frac{W}{R_b}}{\frac{E_b}{N'_o}} - \frac{N_o W}{P_R} \right] \quad (1.11)$$

De la ecuación 1.11 se observa cómo la capacidad de los sistemas CDMA depende de la calidad requerida para la comunicación de usuario, representada en este caso por la relación Energía de bit a Densidad espectral de potencia de Ruido; a diferencia de los sistemas clásicos FDMA y TDMA cuya capacidad depende del ancho de banda disponible. El aumento de MAI conlleva a una reducción en la capacidad de WCDMA, produciéndose el efecto de distribución de carga (*Load Balancing*); lo que significa que la actividad producida en una celda influirá sobre la capacidad de las celdas

contiguas y viceversa, implicando así que la disminución de actividad en una celda dada ayudará a mejorar la capacidad en las celdas contiguas (Rábanos, 2004).

1.4.2 Efecto Cerca-Lejos

La ecuación 1.12 muestra la SIR en función de la potencia de transmisión del usuario de interés j , de las potencias de transmisión de los demás usuarios y de la atenuación de propagación sufrida por las señales de usuario. En dicha ecuación se puede observar cómo el incremento de la potencia de transmisión por parte de los usuarios del sistema hace que la SIR de una comunicación de usuario se deteriore, por lo que dicho usuario deberá incrementar su potencia de transmisión para mantener el nivel de la SIR objetivo en determinado servicio. Cuando UEs cercanos a una BS transmiten a altas potencias, reducen la facultad de la BS para detectar señales procedentes de equipos terminales lejanos, implicando que éstos últimos deban transmitir con mayor potencia para alcanzar a la BS logrando la calidad deseada en un servicio determinado; sin embargo, la limitación en potencia de los UE hace que estos no puedan incrementar su nivel de potencia indefinidamente, y al final perder la conexión establecida con la BS; conllevando a una reducción en el área de cobertura de cada estación base en función de la actividad de los equipos de usuario, fenómeno conocido como respiración celular (*Cell Breathing*) (Quintero, 2010; Nawrocki, et al., 2006).

$$SIR_j = \frac{\alpha_j P_{Tj}}{\sum_{l \neq j} \alpha_l P_{Tl} + P_N} \quad (1.12)$$

1.5 GESTIÓN DE RECURSOS RADIO

Todo sistema de comunicaciones móviles requiere de la gestión de los recursos necesarios para soportar el transporte de información hasta el usuario final de acuerdo a un servicio en particular. Dichos parámetros son denominados Unidades de Recursos Radio (RRU, *Radio Resource Unit*), los cuales difieren según el método de acceso (Holma y Toskala, 2007). Para FDMA, por ejemplo, una RRU será el ancho de banda para una portadora de

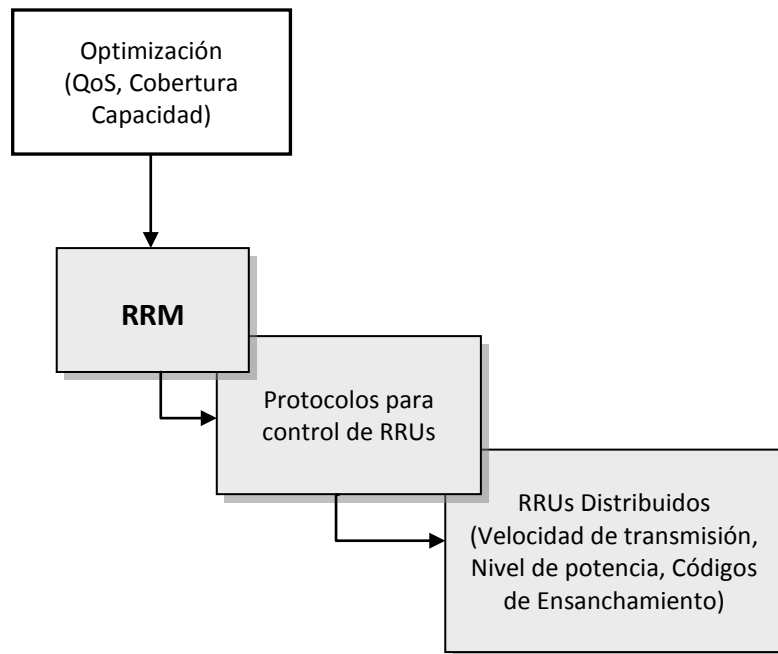
frecuencia, mientras que para TDMA equivale a un TS y portadora de frecuencia. Para CDMA, las RRUs corresponden a frecuencia portadora, un grupo de códigos de ensanchamiento y potencia de transmisión (Pérez, et al., 2005). Uno de los propósitos de la planificación de sistemas de comunicación móvil celular es lograr el despliegue o la implementación de redes capaces de atender las demandas de servicio de los usuarios con una QoS requerida y una cobertura adecuada, por medio de una distribución de las RRUs; no obstante, WCDMA se caracteriza por ser un sistema dinámico, requiriendo así de procedimientos que permitan controlar el desempeño de la red y mantener los objetivos de planificación transmisión (Nawrocki, et al., 2006; Pérez., et al., 2005). La RRM se lleva a cabo en vista de la necesidad por mantener los objetivos de QoS, zona de cobertura planificada y alta capacidad, haciendo un uso más eficiente de los recursos disponibles en el sistema (Holma y Toskala, 2007).

En sistemas que ofrecen diferentes tipos de servicio como WCDMA, la RRM se vuelve una necesidad, puesto que la capacidad, cobertura y QoS no son fijas, y la satisfacción y mejoramiento de una de ellas causa una degradación en las demás. Se conoce de WCDMA que al mejorar la capacidad de la red, se reducen los niveles de QoS y el área de cobertura; al mejorar la cobertura, se reduce la capacidad del sistema, y al mejorar QoS, la capacidad y cobertura disminuyen (Pérez, et al., 2005). Debido a esto, los operadores de red buscan un equilibrio entre dichos objetivos, por lo que se han diseñado algoritmos para el control de potencia, control de congestión, control de admisión, entre otros, para gestionar de forma eficiente la asignación de las RRUs provistas por la red a cada usuario.

La Figura 1.7 muestra la optimización de los objetivos de planificación de la red (capacidad, cobertura y QoS) por medio de la RRM, la cual se encarga de la distribución y monitoreo de las velocidades de transmisión para diferentes servicios, número de usuarios, niveles de potencia de transmisión, códigos de ensanchamiento, entre otros, y lo hace a través de los protocolos de Control de Recursos Radio (RRC, *Radio Resources Control*). Los protocolos RRC se llevan a cabo en el nivel de red (nivel 3) denominado Nivel de Control de Recursos Radio (RRCL, *Radio Resources Control Layer*) de las RNCs (Pérez, et al., 2005; Holma y Toskala, 2007). Cabe anotar que servicios con altas velocidades de transmisión de datos requieren una mayor cantidad de recursos radio; consecuentemente se requerirá de códigos de

ensanchamiento adicionales y potencias de transmisión más altas (Pérez, et al., 2005).

Figura 1.7 Objetivos de la Gestión de Recursos Radio (RRM)



(Pérez., et al., 2005)

1.5.1 Control de Potencia

La limitación de los sistemas WCDMA debida a la MAI requiere de la implementación de control de potencia con el fin de permitir que las potencias de transmisión sean las apropiadas para el establecimiento y mantenimiento de la comunicación de usuario. En el UL, se requiere que los usuarios alcancen a la BS con potencia suficiente para experimentar la mejor QoS posible, sin transmitir con una potencia que genere interferencia excesiva a los demás usuarios. WCDMA dispone de un control de potencia de lazo abierto, necesario durante el establecimiento de la comunicación y un control de potencia de lazo cerrado, el cual se subdivide en control de potencia de lazo interno y de lazo externo, utilizados para mantener los niveles de potencia de transmisión adecuados durante la comunicación. Su utilización ayuda a contrarrestar la MAI, el desvanecimiento producido por efectos de la multitrayectoria y el efecto cerca-lejos (Nawrocki, et al., 2006). Además, proporcionan una gestión más eficiente en la potencia de transmisión de los

UEs para extender la vida útil de sus baterías, y reducen la contaminación producida por radiación electromagnética, por lo que WCDMA hace parte de las denominadas Redes Verdes (*Green Networks*).

En el DL, los nodos B transmiten a los UE, la información de forma sincronizada y ortogonal entre sí mediante la aplicación de códigos OSVF; por lo cual solo se utiliza el control de potencia para distribuir la potencia de transmisión de tal forma que la estación base pueda alcanzar a los UE ajustando solo la potencia relativa entre los diferentes canales. En el enlace de subida, el control de potencia debe realizarse de manera más precisa, debido a la necesidad de evaluar constantemente la SIR con la cual los UE alcanzan la estación base, comparándola con la SIR objetivo¹⁰, y superar el desvanecimiento rápido producido por un canal caracterizado por distribución Rayleigh¹¹ (Nawrocki, et al., 2006).

1.5.1.1 Control de potencia de lazo abierto

El control de potencia de lazo abierto es utilizado para superar la atenuación inicial del establecimiento de comunicación y contrarrestar el desvanecimiento por sombra o desvanecimiento lento realizando una estimación de la atenuación producida en la señal recibida de la estación base por medio del monitoreo continuo de ciertos canales de control común (Nawrocki, et al., 2006; Muñoz y Valdés., 2010), sin embargo este tipo de control no es suficiente, debido a que en WCDMA en el modo FDD existe una separación significativa entre las frecuencias para el UL y DL, por lo que los efectos de atenuación y desvanecimiento producidos en ambos enlaces no son correlacionados entre sí (Mendo, 2001; Muñoz y Valdés, 2010); además de que no se lo puede utilizar para ajustar los niveles de potencia de los UE para combatir el efecto cerca-lejos, requiriéndose para ello un control de potencia que brinde mayor precisión (Nawrocki, et al., 2006).

¹⁰SIR necesaria para cumplir con los objetivos de QoS en determinado servicio.

¹¹ En un canal tipo Rayleigh modela el desvanecimiento producido por la multitrayectoria, el cual es ocasionado por la suma de múltiples réplicas de una misma señal, que viajan por distintos caminos gracias a fenómenos físicos como la reflexión y difracción en objetos u obstáculos cercanos al transmisor y receptor, las cuales llegan al receptor en diferentes tiempos, con diferencias de fase y amplitud, generando en ciertos casos una atenuación o desvanecimiento profundo y por consiguiente, degradando considerablemente el desempeño del sistema.

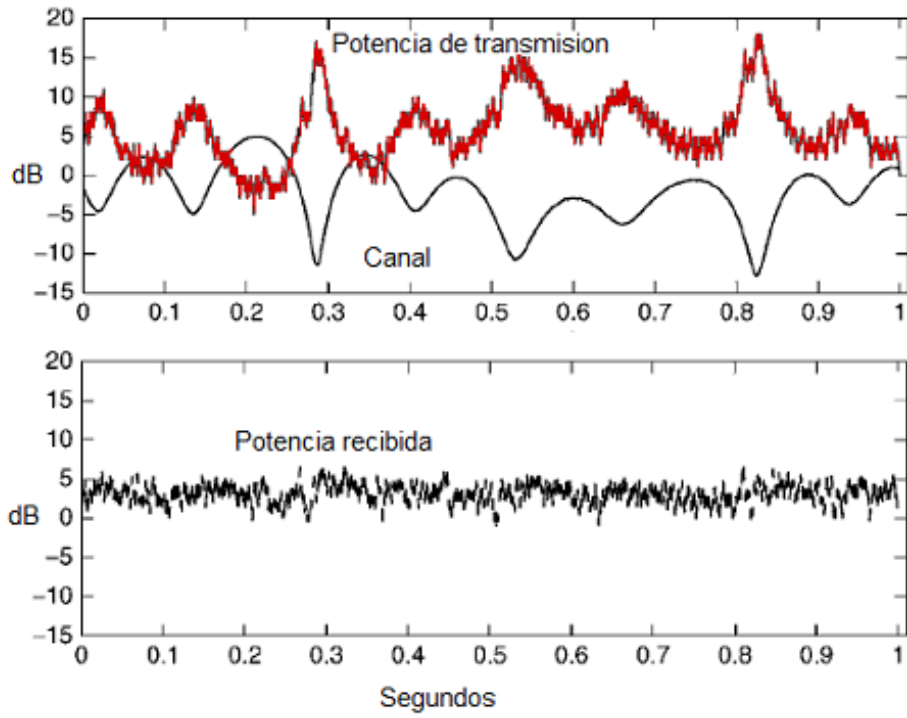
1.5.1.2 Control de potencia de lazo cerrado interno

Se realiza entre la BS y el UE durante el transcurso de la comunicación (Quintero, 2010). Este proceso se lleva a cabo tanto en el UL como en el DL, en el cual el receptor compara la SIR obtenida con la SIR objetivo, ordenando al transmisor ajustar el nivel de potencia en saltos de 0.5 a 2 dB para la BS y de 1 a 3 dB para los UE (Mendo, 2001; Muñoz y Valdés, 2010). También se denomina control de potencia rápido por realizar una evaluación de la SIR a una frecuencia de 1.5 KHz, una velocidad mayor a cualquier cambio significativo que pueda darse en el enlace, compensando el desvanecimiento rápido por multitrayectoria y modificar la potencia de transmisión para que permanezca aproximadamente constante en recepción (Holma y Toscalá, 2007; Quintero, 2010). La Figura 1.8 muestra el resultado de utilizar el control de potencia de lazo interno frente al desvanecimiento generado.

1.5.1.3 Control de potencia de lazo cerrado externo

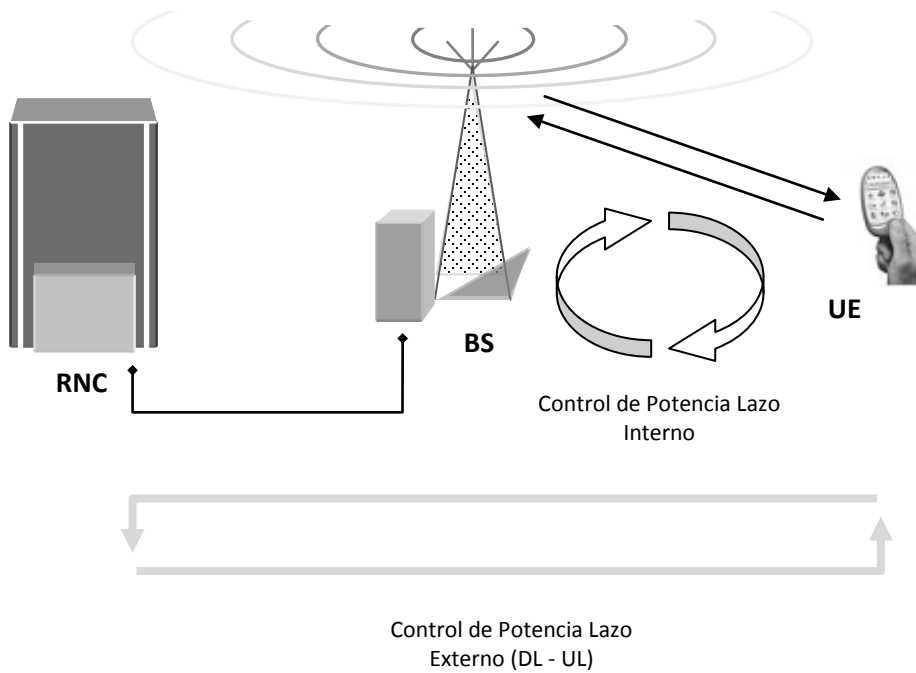
Se lleva a cabo en ambos enlaces a una frecuencia entre 10 y 100 Hz (Holma y Toscalá, 2007; Quintero, 2010). Su propósito es mantener la calidad durante la comunicación ajustando el valor de la SIR con la cual cada comunicación de usuario debe detectada para una QoS aceptable (SIR objetivo). Dicho ajuste de la SIR objetivo se realiza en función de la Tasa de Error de Bloque (BLER, *Block Error Rate*) y la BER de cada comunicación. Este tipo de control, se lleva a cabo en el Controlador de Red Radio (RNC) para el UL y en el UE, para el DL (Holma y Toscalá, 2007; Quintero, 2010). El RNC envía órdenes de ajuste de la SIR objetivo a la BS cada 10 a 100 milisegundos según las necesidades de conexión individuales (Quintero, 2010). En la Figura 1.9 se muestran los dominios del control de potencia en lazo interno y control de potencia en lazo externo.

Figura 1.8. Función del control de potencia de lazo cerrado interno



(Holma y Toskala, 2007)

Figura 1.9 Controles de potencia cerrados de lazo interno y externo



(Pérez, et al., 2005)

Otros procedimientos asociados a la RRM son el control de traspaso, control de admisión, control de congestión, y el planificador de paquetes (*Packet Scheduling*), los cuales ayudan a mantener los objetivos de planificación de la red WCDMA, mas no serán expuestos en el presente trabajo de grado, sin embargo, existe un gran número de referencias bibliográficas que exponen de forma detallada su operación y contribución en la RRM de WCDMA (Nawrocki, et al., 2006; Holma y Toscalá, 2007; Pérez, et al., 2005; Ericsson, 2006).

2 DETECCIÓN EN SISTEMAS DE ESPECTRO ENSANCHADO

El desempeño de la detección juega un papel importante en la búsqueda por cumplir los objetivos de calidad, cobertura y capacidad de los sistemas de espectro ensanchado, por lo que se han propuesto diversas técnicas de detección que mejoran el desempeño de los enlaces radio WCDMA (Holma y Toskala, 2007). En el presente capítulo se aborda los aspectos más sobresalientes sobre la detección en sistemas de espectro ensanchado, mencionando algunas de las técnicas propuestas para mejorar su efectividad. Además, se establece un parámetro de eficiencia que compara el desempeño de un MUD con respecto a un detector convencional, resultado necesario para la aplicación de la metodología de simulación y la obtención del modelo de simulación del sistema WCDMA en enlace de subida con control ideal de potencia.

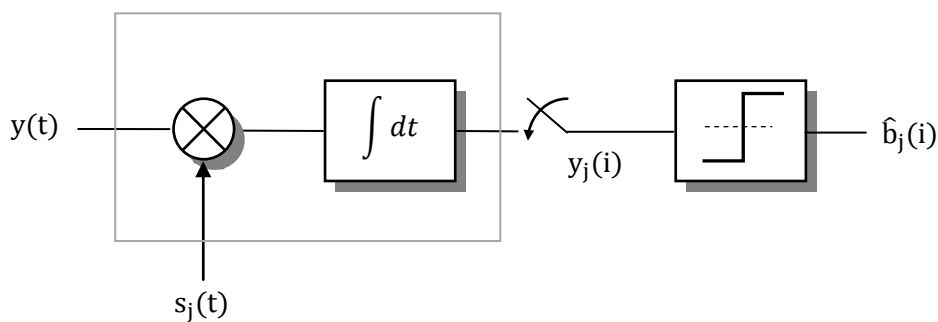
2.1 DETECTOR CONVENCIONAL

El sistema de detección originalmente propuesto y adoptado para CDMA, denominado Detección por Correlación o Detección por Comparación, se constituyó en la forma convencional de detección debido a su baja complejidad de implementación. El modo de operación de dicho sistema, cuyo procedimiento fue descrito a nivel de bits en la sección 1.2.2 del capítulo anterior, se basa en las propiedades de la función producto escalar para señales periódicas, mediante la cual se realiza una correlación entre una señal recibida y una señal conocida, obteniendo su grado de similitud. En los sistemas CDMA se evalúa el grado de similitud entre un código de ensanchamiento $s_k(t)$ y la señal recibida de un usuario j , $y_j(t)$, en un tiempo de bit T_b , como se muestra en la ecuación 2.1, cuyo resultado ρ_{kj} es el producto escalar de las dos señales.

$$\rho_{kj} = \langle s_k(t), y_j(t) \rangle = \int_0^{T_b} s_k(t)y_j(t) dt \quad (2.1)$$

A partir de la ecuación 2.1 se implementa el detector convencional mediante un multiplicador sincronizado con la señal recibida, un integrador, y un circuito de decisión. La Figura 2.1 muestra la implementación del detector convencional¹², donde la salida es la señal $y_j(i)$, la cual se compone de la señal de interés, del ruido térmico del sistema y de la MAI. Este sistema de detección se combina con circuitos de decisión para obtener el bit recibido del usuario j $\hat{b}_j(i)$ obtenido a partir de la señal de información $y_j(i)$.

Figura 2.1 Implementación del detector convencional o MF



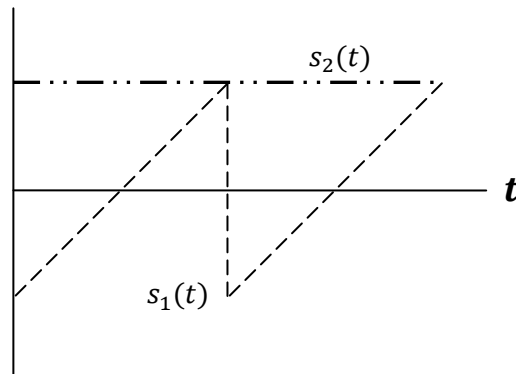
(Verdú, 1998)

El máximo valor para el factor de correlación se obtiene al comparar un código de ensanchamiento con él mismo, mientras que al realizar la comparación entre códigos distintos, dicho valor decrece y tiende a cero. Señales no coincidentes en los dominios del tiempo o de la frecuencia, o que presenten simetría opuesta respecto al eje temporal, se denominan señales ortogonales, y su correspondiente factor de correlación es cero (Carlson y Crilly, 2002). Los códigos Walsh, Kasami y Gold fueron propuestos para ser utilizados en sistemas CDMA, y cumplen la condición de simetría opuesta; no obstante, la ortogonalidad de dichos códigos se mantiene si las señales permanecen sincronizadas entre sí¹³ (Goldsmith, 2005); (Verdú, 1998). La Figura 2.2 muestra un ejemplo de dos señales ortogonales con simetría opuesta.

¹²También denotado como Filtro Acoplado (MF, *Matched Filter*). En adelante se hará uso de la notación MF para referirse al detector convencional, y viceversa.

¹³ Una condición para mantener la ortogonalidad por simetría opuesta requiere de transmisiones sincronizadas entre sí, sin embargo, el efecto del canal multitrayectoria causa pérdida de ortogonalidad debido a la dispersión temporal y a la ISI que se produce.

Figura 2.2 Señales ortogonales mediante simetría opuesta



(Verdú, 1998)

De forma general, se tiene que la señal recibida en cualquier detector para sistemas CDMA está dada por la ecuación 2.2, la cual es una composición de las señales transmitidas en un mismo instante, donde A_k representa la amplitud de la señal recibida del k – ésimo usuario, $b_k(i)$ representa el valor del i – ésimo bit, y $s_k(t)$ simboliza el código de ensanchamiento utilizado en transmisión para k – ésimo usuario.¹⁴.

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k \mathbf{b}_k(i) \mathbf{s}_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.2)$$

El detector correlaciona la señal recibida $y(t)$ con el código de ensanchamiento para un tiempo igual a un bit, presentando un desempeño óptimo en condiciones de ortogonalidad, anulando completamente la MAI y brindando la mínima probabilidad de error que solo obedece a la potencia de ruido presente en el sistema (Torrieri, 2005). La correlación efectuada por el detector MF se muestra en las ecuaciones 2.3, 2.4 y 2.5. Considerando la pérdida de ortogonalidad en WCDMA, se advierte que la probabilidad de detecciones erradas aumenta en presencia de la MAI, en proporción al número de usuarios activos en el sistema, tal como se observa en la ecuación 2.5.

¹⁴ Se utiliza la notación del modelo síncrono evitando la utilización de parámetros de retardo entre señales de usuario, con el fin de facilitar la comprensión de las ecuaciones; sin embargo para el sistema asíncrono deberá tomarse en cuenta los múltiples retardos temporales entre señales que causan una especie de ISI (Ericsson, 2006).

$$y_j(t) = \int_0^{T_b} y(t)s_j(t)dt \quad (2.3)$$

$$y_j(t) = \int_0^{T_b} \left(\sum_{k=1}^K A_k b_k(i) s_k(t) + n(t) \right) s_j(t) dt \quad (2.4)$$

$$y_j(t) = \underbrace{A_j b_j(i)}_{\text{Señal}} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^K A_k b_k(i) \rho_{kj}}_{\text{MAI}} + \underbrace{n_j(t)}_{\text{Ruido}} \quad (2.5)$$

Originalmente, el detector convencional fue aplicado con códigos de ensanchamiento ortogonales en sistemas CDMA síncronos, sin embargo, la utilización de los mismos genera una limitación de capacidad debida al reducido conjunto de códigos ortogonales que se pueden obtener para un ancho de banda dado, similar a la limitación de capacidad de los sistemas FDMA y TDMA que depende del número de servidores de tráfico y recursos radio de la red (Verdú, 1998; Rábanos, 2004). El modo de operación asíncrono de los sistemas WCDMA, donde el desfase temporal de las diferentes señales que llegan al receptor causa pérdida de ortogonalidad entre códigos de ensanchamiento, debilita la efectividad del detector para reducir el nivel de las señales interferentes mediante correlación. Adicionalmente, el efecto del canal multitrayecto hace que el factor de autocorrelación¹⁵ de la señal se deteriore, presentándose mayor dificultad para detectar la señal de interés; lo que conlleva una degradación de la SIR, y por tanto, pérdida de calidad en la comunicación y reducción en la capacidad del sistema. Los códigos de ensanchamiento PN, propuestos para resolver el problema de pérdida de ortogonalidad, permiten obtener un conjunto más extenso que el conjunto de códigos ortogonales, por lo que son ampliamente utilizados en los sistemas WDCMA. La ecuación 2.6 muestra valores típicos del factor de correlación obtenido de los códigos PN, donde dicho factor decrece a 0.2 con el aumento en el desfase de la señal de interés respecto a señales multitrayecto (Goldsmith, 2005; Verdú, 1998).

¹⁵ El factor de autocorrelación (ρ_{kk}) hace referencia al factor de correlación obtenido de comparar un código de ensanchamiento consigo mismo, cuyo valor depende del desfase temporal; mientras que el factor de correlación cruzada ρ_{kj} hace referencia al factor de correlación obtenido de comparar dos códigos de ensanchamiento diferentes.

$$\rho_{kj}(\tau) = \begin{cases} 1, & k = j \wedge \tau = 0 \\ 0.2, & k = j \wedge \tau > 0 \\ 0.2, & k \neq j \end{cases} \quad (2.6)$$

En WCDMA se utilizan códigos de ensanchamiento ortogonales en el enlace de bajada, donde es posible mantener el sincronismo entre señales de información (Holma y Toskala, 2007). La utilización de códigos PN en el enlace de subida permite la presencia de MAI de una forma controlada debido a los bajos valores del factor de correlación cruzada, sin embargo, la detección convencional se afecta por el efecto cerca-lejos, por lo que WCDMA dispone de un control de potencia que regula la interferencia generada por los usuarios del sistema (Garg, 2005; Corral, 2006).

2.2 DETECCIÓN CONJUNTA

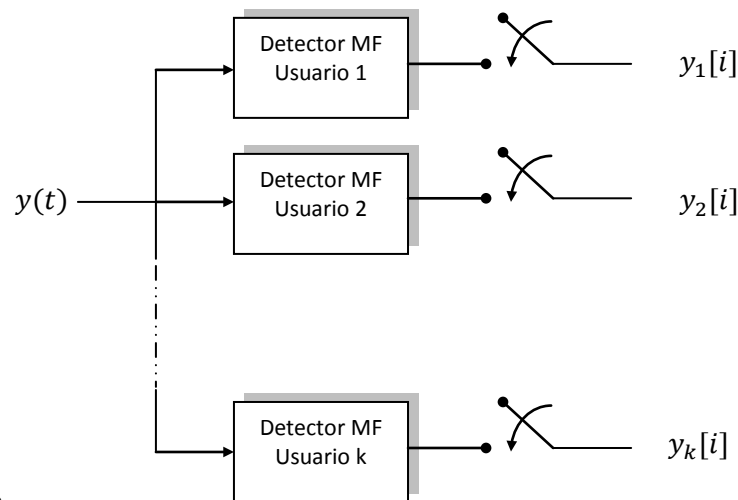
El sistema de Detección Conjunta (JD, *Joint Detection*) busca el mejoramiento del proceso de detección en los sistemas CDMA reduciendo los requerimientos de la SIR mientras se obtienen niveles de calidad aceptables, al tener en cuenta la MAI durante el proceso de detección (Torrieri, 2005). El sistema de Detección Conjunta (JD) aprovecha el conjunto de señales de información para estimar la señal perteneciente a cada uno de los usuarios, basándose en el supuesto de que la señal individual proveniente de un único MF no es suficiente para extraer los datos de un usuario; sino que se requiere del conjunto de señales de los diferentes usuarios del sistema para determinar el conjunto de señales transmitidas por todos los usuarios en un instante de tiempo (Garg, 2005). En (Verdú, 1998) se proponen diferentes tipos de detectores, entre ellos el Detector Óptimo Multiusuario (O-MUD, *Optimal Multi-User Detector*) que proporciona la mínima probabilidad de error posible para un sistema CDMA asíncrono.

La Figura 2.3 muestra el sistema de detección convencional conformado por un banco de detectores MF. Teniendo en cuenta la condición de detección conjunta, se tiene que la salida del j –ésimo usuario, $y_j(\mathbf{i})$, no es suficiente para determinar el flujo de información de dicho usuario, y por lo tanto se requiere de la utilización de la información provista por los K usuarios del sistema para lograr una detección con mayor eficiencia, es decir, se requiere

del vector de salidas $[y_1(i) \ \cdots \ y_K(i)]^T$ para determinar con mayor precisión el vector de bits $[\mathbf{b}_1(i) \ \dots \ \mathbf{b}_K(i)]^T$ transmitidos por un usuario en un instante de tiempo (Garg., 2005; Verdú., 1998).

El *O-MUD* maximiza la probabilidad de que el vector de bits obtenido en recepción sea igual al vector de bits transmitido por un usuario y de esta manera obtener una probabilidad de error mínima, por lo que O-MUD también es conocido como detector de Máxima Probabilidad A-posteriori (MAP, *Maximum A-posteriori Probability*) (Garg, 2005). Sin embargo, aunque las señales transmitidas por los diferentes usuarios son estadísticamente independientes, los efectos de desvanecimiento y canal multitrayecto causan pérdida de la independencia estadística¹⁶; por lo que se requiere un detector multiusuario que maximice la probabilidad conjunta, y no la probabilidad individual para cada usuario (Verdú, 1998). En las ecuaciones 2.7 y 2.8 se muestran la probabilidad individual a-posteriori y la probabilidad conjunta a-posteriori, para una correcta detección en el caso de dos usuarios síncronos, restringida a un tiempo de bit, donde b_i y \hat{b}_i representan los bits transmitido y recibido en la comunicación de usuario (Garg, 2005).

Figura 2.3 Conformación del detector convencional caracterizado por un banco de Filtros Acoplados



(Garg, 2005)

¹⁶La independencia estadística expresa que el resultado de un experimento no involucra el resultado de otro; en este caso, la pérdida de independencia estadística entre las comunicaciones de usuario implica que la información obtenida de cualquier usuario dependerá de la información recibida de otros usuarios (Peebles, 2006).

$$P(b_1 = \hat{b}_1 | y(t), 0 \leq t < T_b) \quad (2.7)$$

$$P(b_1 = \hat{b}_1, b_2 = \hat{b}_2 | y(t), 0 \leq t < T_b) \quad (2.8)$$

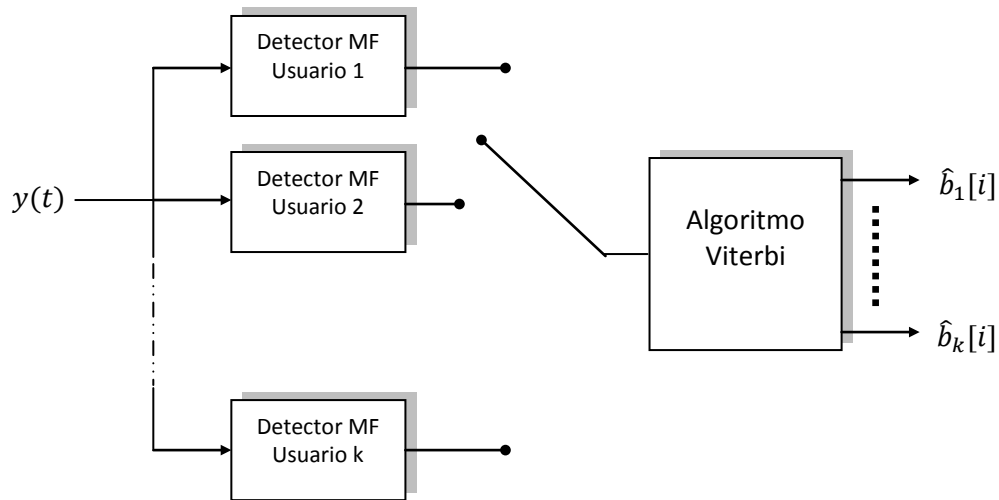
La función densidad de probabilidad conjunta para la menor probabilidad de error se modela mediante la ecuación 2.9, la cual se asemeja a una función densidad de probabilidad gaussiana conjunta para K variables aleatorias, donde $y(t)$ es un proceso aleatorio cuyo valor esperado es una combinación lineal de las posibles señales de usuario transmitidas, que minimizan la probabilidad de error del sistema (Verdú, 1998).

$$f_{dp}[\{y(t), 0 \leq t \leq T_b\} | (x_i)] = \frac{1}{\varphi} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \int_0^{T_b} \left[y(t) - \sum_{k=1}^K b_k A_k S_k(t) \right]^2 dt \right) \quad (2.9)$$

Al maximizar la ecuación 2.9 se obtiene el Detector Óptimo Multiusuario (O-MUD), el cual percibe la información con la mínima probabilidad de error, la cual solo depende del AWGN presente. Sin embargo, dicho detector debe realizar una búsqueda exhaustiva hasta encontrar un vector de salidas que genere el mínimo error cuadrático medio (Garg, 2005). El detector O-MUD que permite maximizar la función de la ecuación 2.9, según se estudió en (Verdú, 1998) para el caso del canal asíncrono CDMA, puede ser implementado mediante un banco de detectores MF cuyas salidas son muestreadas en sincronismo con las diferentes transmisiones, seguido de una etapa que integra el algoritmo de Viterbi¹⁷, tal como se muestra en la Figura 2.4, sin embargo su complejidad aumenta exponencialmente de acuerdo al número de usuarios en el sistema, lo que lo hace irrealizable para un número grande de usuarios (Lupas y Verdú, 1990).

¹⁷El algoritmo de Viterbi es utilizado por sistemas con codificación de canal para control de errores; sin embargo se propone su utilización en la descripción del O-MUD debido a la semejanza existente entre el vector de bits recibidos de los K usuarios $[\hat{b}_1(i) \dots \hat{b}_K(i)]^T$ y una trama de información de un único usuario.

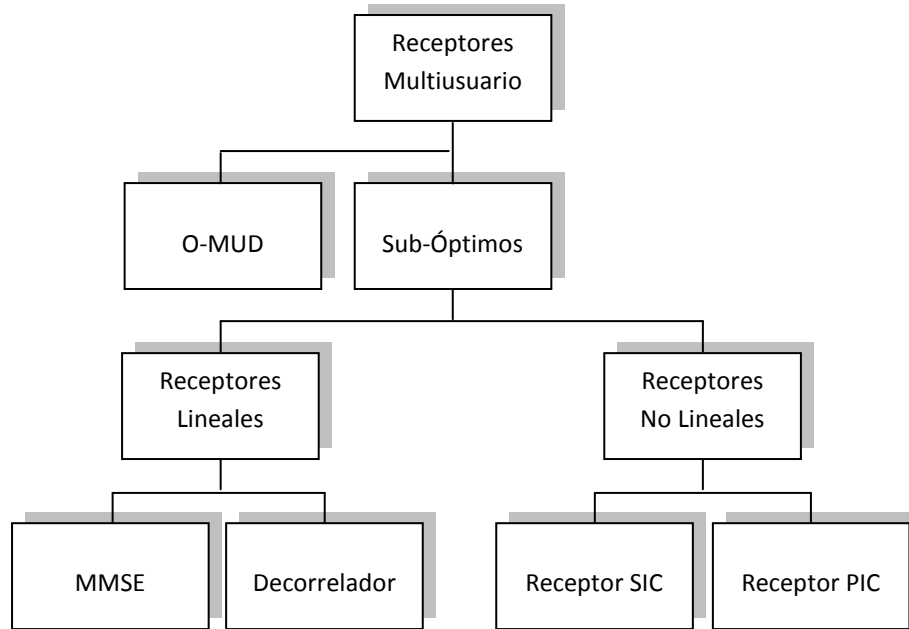
Figura 2.4 Implementación del Detector Óptimo para un sistema asíncrono



(Lupas y Verdú, 1990)

En general, el O-MUD proporciona la mínima probabilidad de error, la cual depende de la potencia de ruido en el sistema, tal como se presenta para el caso del detector MF en un sistema síncrono utilizando códigos de ensanchamiento ortogonales, por lo que dicha probabilidad tiende a cero en ausencia hipotética del ruido. La mayor efectividad en el proceso de detección con O-MUD se tiene cuando las potencias de recepción difieren, gracias a que este utiliza la información de las potencias de recepción para estimar un vector de salidas que maximiza la probabilidad de detección exitosa, no requiriéndose control de potencia (Verdú, 1998), sin embargo, la necesidad de conocer constantemente la potencia instantánea de cada usuario, y el número de usuarios en el sistema, hace que la complejidad en la implementación crezca de manera exponencial (Garg, 2005; Lupas y Verdú, 1990). Dichas razones han permitido explorar otras técnicas de detección, si bien no son óptimas, presentan un buen desempeño respecto al detector convencional. Dichas técnicas han sido clasificadas como sistemas de detección lineales y no lineales, como se muestra en la Figura 2.5, entre las que se encuentran los sistemas de Detección por Decorrelación (DD, *Decorrelating Detector*) y detección por Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE, *Minimum Mean Squared Error*), Cancelación de Interferencia Paralelo (PIC, *Parallel Interference Cancellation*) y Cancelación de Interferencia Sucesiva (SIC, *Successive Interference Cancellation*) (Verdú, 1998; Garg, 2005)

Figura 2.5 Clasificación de algunos sistemas de detección MUD



(Verdú, 1998)

Los detectores MMSE y el Decorrelador efectúan una transformación lineal sobre el vector de salidas del banco de filtros MF para obtener un resultado con menor probabilidad de error; mientras que los detectores PIC y SIC realimentan la información obtenida de cada usuario para cancelar la interferencia que cada uno genera a los demás usuarios del sistema. Estos últimos han sido adoptados para WCDMA con ayuda del control de potencia en lazo cerrado, debido a su baja complejidad de implementación (Torrieri, 2005). Otros sistemas de detección han surgido a partir de un amplio conjunto de estudios con propuestas de algoritmos de detección cuyo desempeño se acerca al desempeño provisto por el O-MUD, en la búsqueda de un detector óptimo cuya implementación pueda ser realizable. Estos sistemas de detección han sido denominados como soluciones sub-óptimas de detección para sistemas CDMA (Kabashima, 2003; Morra, 2009). Estos sistemas de detección no serán tratados en el presente trabajo, ya que el interés de éste, se centra en el valor de eficiencia que provee un detector MUD respecto al detector convencional.

2.3 EFICIENCIA EN DETECCIÓN

El concepto de eficiencia presenta diversas interpretaciones según el campo de aplicación en que se requiera, sin embargo, se utilizará aquella en la que

se alude a la obtención de resultados estableciendo una relación entre entradas y salidas de un sistema dado. Siendo así, un detector MUD será más eficiente si logra menor probabilidad de error, con la misma SIR requerida en la utilización de un detector convencional; dicho de otro modo, se tiene mayor eficiencia al obtener la misma probabilidad de error si se admite una SNR menor, para un servicio dado. El detector convencional es considerado como la base de los sistemas de MUD para WCDMA, por tanto se tomará como referencia en la cuantificación de la eficiencia que permita describir el comportamiento de un detector frente al procesamiento de la MAI. En ese sentido, se hace necesario definir dicho parámetro mediante el establecimiento de la relación entre la interferencia obtenida con un detector MUD y la interferencia obtenida con el detector convencional, con las cuales se hace posible obtener el valor de SIR para determinado servicio, y calcular su efecto sobre la capacidad del sistema.

La eficiencia de un detector MUD se obtendrá a partir de la relación entre las interferencias producidas con cada sistema de detección, con el fin de expresar el factor de proporción α , el cual determina la porción de interferencia permitida por el sistema cuando se utiliza el detector convencional, respecto a la interferencia total tolerada con un detector MUD. La consideración de que un detector MUD resulta más eficiente que el detector convencional, establece que la interferencia permitida para el primero será mayor a la interferencia que se permite con el detector convencional, debido a un aumento de capacidad en el sistema. La ecuación 2.10 muestra el factor de proporción cuyo valor pertenece al intervalo $[0, 1]$. Se debe notar que, si el factor de proporción tiende a cero, el detector MUD permite una interferencia infinita; una hipótesis de lo que sería el caso del O-MUD.

$$\alpha = \frac{I_{MF}}{I_{MUD}} \quad (2.10)$$

Se puede establecer el factor de proporción de interferencias, relacionada a la SIR requerida por cada detector para alcanzar la calidad necesaria en determinado servicio. Las ecuaciones 2.11 y 2.12 muestran una representación de la interferencia a partir de la SIR del sistema, teniendo en cuenta que la SIR esta expresada mediante la probabilidad de error que depende del tipo de servicio a utilizar. Si el número de usuarios en el sistema

es elevado, la interferencia presente en el sistema también lo es y por tanto la potencia de ruido térmico P_N se puede despreciar. La ecuación 2.12 muestra dicha aproximación al deprecia el valor de la potencia de ruido térmico.

$$SIR_{MUD} = \frac{P_R}{I_{MUD} + P_N} \quad (2.11)$$

$$I_{MUD} \approx \frac{P_R}{SIR_{MUD}} \quad (2.12)$$

El factor de proporción de interferencias quedará expresado en términos de la SIR como se muestra en la ecuación 2.13, suponiendo potencias recibidas de usuario P_R iguales en ambos casos, donde se tiene que la SIR requerida por un detector MUD debe ser menor, o de otro modo este resultaría ineficiente respecto al detector convencional.

$$\alpha = \frac{SIR_{MUD}}{SIR_{MF}} \quad (2.13)$$

Las ecuaciones 2.14 y 2.15 definen la eficiencia relativa β al establecer la comparación entre los valores de SIR que se permiten con cada detector y que permiten alcanzar la QoS requerida.

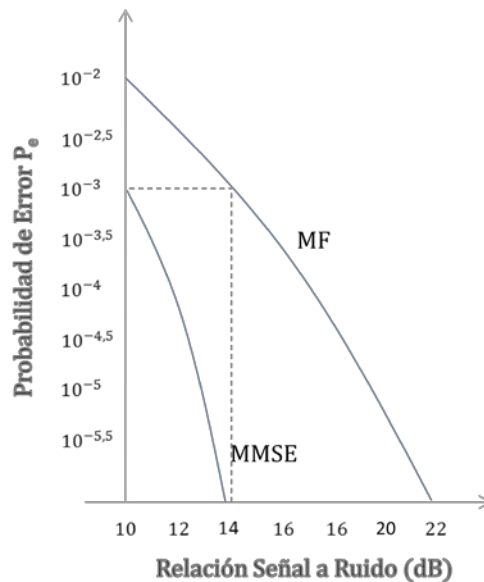
$$\beta = \frac{SIR_{MF} - SIR_{MUD}}{SIR_{MF}} \quad (2.14)$$

Finalmente, de la ecuación 2.15 se obtiene la eficiencia del detector MUD asociada al complemento del factor de proporción de interferencias de la ecuación 2.13.

$$\beta = 1 - \alpha \quad (2.15)$$

La Figura 2.6 muestra la probabilidad de error para el caso del detector convencional y el detector MMSE con 8 usuarios con igual potencia de recepción y valor de correlación ρ_{kj} de 0.1. La eficiencia relativa del detector MMSE respecto al detector convencional para el servicio de voz con probabilidad de error de 10^{-3} esta dada por el siguiente valor.

Figura 2.6 Probabilidad de error del detector convencional y del detector MMSE para 8 usuarios con igual potencia de recepción utilizando códigos PN con valor de correlación $\rho_{kj} = 0.1$



(Verdú, 1998)

$$\beta_{\text{MMSE}} = 1 - \frac{10^1}{10^{1.4}} = 0.6$$

La eficiencia de un Detector MUD indica en qué porcentaje se aprovecha la MAI del sistema para disminuir la probabilidad de error en la comunicación de un usuario, y permitir un aumento en el número de usuarios atendidos globalmente, por lo que se debe destacar que el detector MUD no busca la supresión de la MAI, sino su aprovechamiento para mejorar la calidad de las comunicaciones (Torrieri, 2005). El procedimiento anteriormente descrito permite obtener una visión global del efecto producido por el detector MUD frente al procesamiento de la MAI sobre la SIR del sistema, y por ende sobre la capacidad de WCDMA.

Hasta ahora se ha definido el valor de eficiencia obtenido por un detector MUD en el caso de un sistema de celda aislada, sin embargo, es necesario tener en cuenta que para un sistema celular de varias celdas, la interferencia total en una BS corresponde a la interferencia propia de la celda y a la interferencia externa; definidas en el capítulo anterior como interferencias Intra e Inter-celda. La ecuación 2.17 muestra el efecto de la eficiencia del detector MUD sobre un sistema de varias celdas, el cual es más afectado por

la interferencia Intercelular, puesto que el detector MUD solo puede gestionar los códigos de ensanchamiento de los usuarios a quienes brinda servicio, y por tanto solo podrá aprovechar la información de dichos usuarios (Holma y Toscalá, 2007; Torrieri, 2005).

$$I_T = (1 - \beta)I_{\text{Intracelular}} + I_{\text{Intercelular}} \quad (2.16)$$

La eficiencia obtenida del detector óptimo permite el máximo aprovechamiento de la interferencia intracelular, en cuyo caso, la BER del sistema depende tanto del ruido presente en recepción como de la interferencia intercelular, la cual es estimada en un tercio de la interferencia total del sistema (Torrieri, 2005). Para el caso de detectores MUD subóptimos, se tiene que la probabilidad de error depende de ambas interferencias, pero mitigando el efecto producido de la interferencia intracelular, para brindar servicio a un mayor número de usuarios. El resultado obtenido del factor de eficiencia β será utilizado para determinar la SIR a partir de la cual se obtiene un sistema de ecuaciones lineales que permiten el control ideal de potencia, para el análisis de la capacidad en función de la variación de la eficiencia β del detector.

3 CARACTERIZACIÓN DEL ENLACE RADIO WCDMA

El rápido crecimiento y despliegue de redes de comunicaciones móviles ha requerido nuevos estudios, en cuanto a enlace radio, que permitan estimar el comportamiento del sistema frente a diferentes condiciones de propagación (Romero., et al., 2005; Jaana., et al., 2006; Nawrocki., et al., 2006). Dicha caracterización tiene en cuenta los efectos producidos por el canal radio, comúnmente representado mediante la utilización de modelos de propagación, y algunas particularidades de los equipos de comunicación, como son las potencias máximas de transmisión, niveles de sensibilidad y ancho de banda requerido. En este capítulo se abordan los modelos de propagación más representativos para escenarios microcelulares en sistemas WCDMA, haciendo énfasis en el modelo de propagación seleccionado para el análisis propuesto en el presente trabajo de grado. Así mismo, se realiza un estudio sobre el modelo matemático del control ideal de potencia, originalmente descrito en (Mendo, 2001), introduciendo el parámetro de eficiencia que determina el comportamiento del MUD, permitiendo abordar aquellos aspectos que determinan la capacidad en los sistemas WCDMA.

3.1 CLASIFICACIÓN DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN

Los modelos de propagación son un conjunto de expresiones matemáticas, algorítmicas y esquemáticas que se utilizan para caracterizar el comportamiento del escenario en comunicaciones radio, teniendo en cuenta características generales tales como: potencias máximas de transmisión, sensibilidad de los receptores y ganancias de antena, los cuales permiten predecir las pérdidas de potencia en un escenario dado, presentando restricciones relacionadas a la distancia de la BS, la altura efectiva de la antena de Estación Base, la altura de la antena del UE y la frecuencia portadora (Jaana, et al., 2006; García, et al., 2007). Además, algunos modelos tienen en cuenta el desvanecimiento por sombra y el desvanecimiento por multitrayecto (Mendo, 2001); por lo que son

ampliamente utilizados para determinar la viabilidad de ejecución de proyectos radio mediante estudios de planeación.

De manera general, para seleccionar un modelo de propagación se debe tener en cuenta que este describa las condiciones óptimas de propagación en la zona señalada, tales como: el tipo de terreno, propiedades eléctricas del suelo, escenario de propagación (zona abierta o interior, área urbana o suburbana, etc), características atmosféricas y tipo de material en construcciones urbanas.

Comúnmente los modelos de propagación se clasifican en modelos de propagación teóricos o determinísticos, empíricos o estadísticos, y semi-empíricos (Mendo, 2001).

Modelos teóricos o determinísticos, son modelos basados en principios fundamentales de los fenómenos de propagación de ondas radio, es decir, se fundamentan en las ecuaciones físicas de Maxwell o en aproximaciones de las mismas. Estos modelos requieren información precisa sobre el escenario que se desea modelar, como terreno, edificios, coeficientes de reflexión y difracción de las superficies (García, et al., s.f.).

Modelos empíricos o estadísticos, son modelos que estiman las pérdidas de propagación, potencia de recepción o intensidad de campo en un enlace radio a partir de una gran cantidad de mediciones hechas durante un periodo de tiempo en un escenario particular, teniendo en cuenta factores de corrección por parámetros fundamentales de la onda o del escenario como: frecuencia o altura de antenas (Mendo, 2001). Esto hace que los modelos estadísticos no sean muy exactos ya que las condiciones del escenario están en continua variación y por lo tanto el canal radio sufre cambios, pero son modelos que no son tan complejos matemáticamente y permiten obtener resultados rápidos.

Modelos semi-empíricos, son modelos que combinan los modelos teóricos y empíricos con el fin de reducir el costo computacional. La información teórica y empírica permite una mejor aproximación de lo que verdaderamente sucede en un escenario real (Giménez, et al., 2011).

Cada uno de estos modelos tiene sus derivaciones, pero por su extensa información solo se enunciará de manera general su respectiva clasificación como lo muestra la Tabla 3.1¹⁸.

Tabla 3.1 Clasificación de los modelos de propagación.

Clases de Modelos de Propagación	Modelos de Propagación
Teóricos o determinísticos	Modelo de Friss
	Modelo por óptica geométrica
	Modelo por óptica física
	Teoría geometría de la difracción
Empíricos o estadísticos	Modelo ITU-R 529
	Modelo de Lee
	Modelo de Okumura - Hata
	Modelo Ikegami
	Modelo Walfish - Bertoni
	Modelos COST 231
	Modelo de Sakagami - Kuboi
	Modelo de Longley - Rice
Semi-empíricos	Modelo de Durkin
	Modelo de Egli
	Modelo COST 231 Lund
	Modelo de Xia

La mayoría de estos modelos describen las pérdidas básicas como una variable expresada mediante una ley de potencias, en donde el exponente de la ley de propagación depende del tipo de escenario y las características del medio, tal como se muestra en la ecuación 3.1 (Rábanos, 2004).

¹⁸ Cada uno de estos modelos de propagación se explican detalladamente en (Mendo, 2001; Rábanos, 2004; Stüber, 2002).

$$l_b(d) = k \cdot d^n \quad (3.1)$$

Donde k es una constante que depende de la altura de las antenas, el tipo de terreno y la frecuencia; d es distancia entre terminal receptor y terminal transmisor y n es función de la altura de la antena de transmisión, de la frecuencia y el medio de propagación.

En el presente trabajo de grado se tiene en cuenta un escenario definido por microceldas¹⁹, las cuales tienen un radio de cobertura de 100m a 1Km aproximadamente (Nawrocki, et al., 2006), por tal motivo, se debe estudiar modelos que caractericen escenarios de cobertura reducida y altura de antenas de las BS por debajo de la altura promedio de los edificios (en el rango de 10m). Además, se debe tener en cuenta fenómenos típicos de estos escenarios, como la reflexión en los muros de los edificios, el efecto cañón en las calles, simple o múltiple difracción, penetración en edificios y efectos de atenuación de la señal según la frecuencia de operación del sistema²⁰ (Rábanos, 2004).

3.2 MODELOS DE PROPAGACIÓN PARA ESCENARIOS MICROCELULARES

Estos modelos relacionan las pérdidas de propagación respecto a la distancia y algunas características geométricas del escenario. En este tipo de escenarios, los modelos de propagación presentan, tanto teórica como empíricamente dos modos de propagación (QUALCOMM Incorporated, 2006; Rábanos, 2004):

¹⁹ Las microceldas se usan para un mejor manejo de tráfico y capacidad de una red móvil. Además, los terminales que se encuentran en escenarios microcelulares requieren menos potencia de transmisión, lo que implica baterías más pequeñas y livianas y por consiguiente mayor autonomía y portabilidad del terminal.

²⁰ Los sistemas inalámbricos que operan en las frecuencias de 10 GHz o más, se ven afectados por la absorción en la ionosférica de la señal, ya que la longitud de onda para esta banda de frecuencias es comparable con el tamaño de las partículas de agua; generándose otro tipo de pérdidas que se deben tener en cuenta para el balance del enlace.

3.2.1 Línea de Vista

El modo de propagación por Línea de Vista (LOS, *Line of Sight*) se presenta cuando existe visión directa entre transmisor y receptor. Cuando en el trayecto existe confinamiento de las señales por edificios, éstas se propagan a lo largo de las calles como si lo hicieran en una guía de onda. Bajo este modo, los modelos de propagación utilizan la ley potencial descrita en la ecuación 3.1 para el cálculo de pérdidas de propagación. La ecuación 3.2 muestra las pérdidas de propagación de la ecuación 3.1 a escala logarítmica.

$$L_b(d) = 10 \log(k) + 10n \log(d) \quad (3.2)$$

La constante k , se determina a partir de la medida de la pérdida básica a una distancia unitaria de referencia. En la práctica, n no es constante, sino que depende de la distancia a un punto de referencia, denominado punto de inflexión (*Turning Point*)²¹. Las pérdidas de propagación antes del punto de inflexión, se calculan con la ecuación 3.3 y después de este punto con la ecuación 3.4.

$$L_1(d) = L_0 + 10n_1 \log(d) \quad (3.3)$$

$$L_2(d) = L_0 + 10 \cdot n_1 \log(d_{tp}) + 10 \cdot n_2 \log\left(\frac{d}{d_{tp}}\right) \quad (3.4)$$

Donde L_0 es la atenuación a una distancia unitaria de referencia y d_{tp} , distancia al punto de inflexión. El valor de d_{tp} se calcula matemáticamente de forma aproximada, mediante la ecuación 3.5 (Tomasi, 2003).

$$d_{tp} = \frac{4h_t h_m}{\lambda} \quad (3.5)$$

Donde h_t es altura de la antena de la estación base, h_m altura de la antena del UE y λ la longitud de onda. En la Tabla 3.2 se muestran algunos valores

²¹ El punto de inflexión indica el cambio de la pendiente para el valor de las pérdidas con respecto a la distancia, es decir, en este punto las pérdidas de propagación empiezan aumentar más rápidamente (Rábanos, 2004).

típicos de L_0 , n_1 , n_2 y d_{tp} , obtenidos por medio de mediciones para una frecuencia de 1800 MHz.

Tabla 3.2 Valores típicos de atenuación, exponentes de propagación y distancia al punto de inflexión.

Tipo de calle	L_0 (dB)	n_1	n_2	d_{tp} (m)
Regular	45	2.3	6.9	770
Avenida amplia	44	2.1	5.7	516
Irregular	43.2	2.2	13.3	270

(Rábanos, 2004)

Un caso particular se presenta cuando en la ecuación 3.1, el exponente de propagación toma el valor de $n = 2$ y $k = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2$ (valor constante), obteniendo la ecuación 3.6.

$$I_{fs}(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (3.6)$$

Transformando la ecuación 3.6 a escala logarítmica, se obtiene la ecuación 3.7.

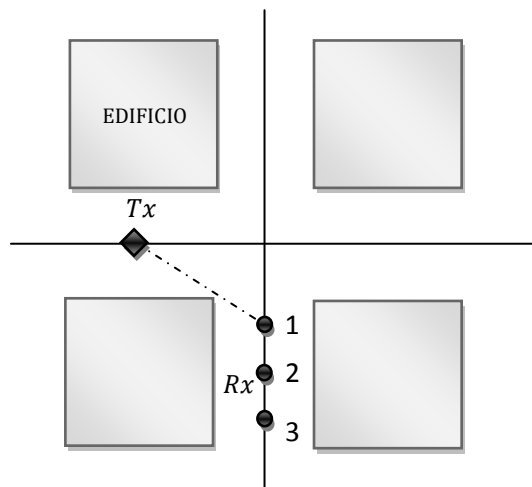
$$L_{fs}(d) = 32.45 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \quad (3.7)$$

Donde f es la frecuencia de operación [MHz] y d distancia desde el transmisor hasta el receptor [Km]. La ecuación 3.7 representa las pérdidas por espacio libre. Este modelo es conocido también como Modelo de Friis, el cual no tiene en cuenta fenómenos como reflexión, difracción, dispersión y absorción, es decir, no asume la existencia de obstáculos entre transmisor y receptor. Otros modelos de propagación que se basan en LOS son el modelo de Lund y el modelo UIT – R 8/1 los cuales se explican con mayor detalle en (Cevallos, 2006).

3.2.2 Sin Línea de Vista

El modo de propagación Sin Línea de Vista (NLOS, *Non Line of Sight*) se presenta cuando no hay visión directa entre transmisor y receptor, por lo que el nivel de señal cae rápidamente mientras penetra las paredes de los edificios. Además, la señal sufre múltiples difracciones en las esquinas y reflexiones laterales en las fachadas de los edificios antes de llegar al receptor (Mendo, 2001). En la figura 3.1 se observa un escenario en el que se presenta la condición NLOS, tomando como referencia el plano cartesiano.

3.1 Escenario NLOS en un entorno urbano



(Rábanos, 2004)

Como se observa, el transmisor Tx está ubicado en el eje X y el receptor Rx se desplaza por el eje Y. El punto 1, es la última zona en donde el receptor tiene línea de vista con el transmisor, posteriormente, entra a la denominada zona de sombra. Conforme el receptor se desplaza por esta zona (punto 2), la atenuación de la señal aumenta muy rápido, hasta llegar a una zona (punto 3), donde la atenuación sigue aumentando pero lo hace a un ritmo más lento en comparación al punto 2 (Rábanos, 2004). En (Cevallos, 2006) se explica el modelo COST 231–Lund que se utiliza principalmente en condiciones NLOS.

Una de las características más comunes del escenario tipo Manhattan, el cual se detalla más adelante, radica en que no siempre el transmisor y el receptor se encuentran en LOS, por la presencia de edificios y ubicación de

los usuarios en el interior de los mismo, por tal razón se debe utilizar un modelo que tenga en cuenta adicionalmente NLOS, perdidas por penetración en edificios para usuarios que se encuentren dentro de los mismos y efecto cañón (Condición LOS).

3.2.3 COST 231 Walfisch–Ikegami

Este modelo (COST231 WI), es la combinación de los modelos de Walfisch–Bertoni y el modelo Ikegami, con modificaciones empíricas en algunos de sus parámetros. El COST231 WI, está limitado a escenarios urbanos planos, y actualmente es utilizado para realizar estudios de cobertura para la red de telefonía móvil en las bandas de 900MHz, 1800MHz y 2000MHz, donde la altura de la estación base se encuentra por encima de la altura promedio de los edificios (Díaz, 2010). Este modelo toma en consideración ancho de calles, altura de edificios, alturas de antenas de transmisión y recepción, etc. La precisión de este modelo es alta, porque en escenarios urbanos predomina la propagación por el plano vertical²², es decir, por múltiples difracciones sobre los tejados de los edificios, sin embargo, cuando se presenta el efecto de guía de onda debido a múltiples reflexiones en las calles, la precisión del COST231 WI se ve afectada, porque éste se centra en las múltiples difracciones en el plano vertical.

Los parámetros más importantes de este modelo están representados en la Tabla 3.3. Los tres últimos datos indicados en la tabla 3.3 se recomiendan en caso de que no se disponga información precisa de edificios y calles (Nawrocki, et al., 2006).

Tabla 3.3 Parámetros del modelo de propagación COST 231 Walfisch–Ikegami.

Característica	Rango de Operación
Frecuencia	(800 – 2000 MHz)
Altura de la antena de la estación base	(4 – 50 m)
Altura de la antena del móvil	(1 – 3 m)

²²Cuando las antenas de las BSs se encuentran por encima de los edificios, es conveniente realizar diagramas de la trayectoria de propagación en el plano vertical, donde se destacan las alturas de edificios, altura de antena transmisora y receptora, ancho de calles entre otros parámetros considerados en éste modelo, sin embargo, estos diagramas se vuelven obsoletos cuando la antena de las BSs están por debajo de los edificios, debido a la predominancia de la propagación sobre el plano horizontal, donde se hace énfasis en las reflexiones y difracciones en las paredes de los edificios que forman el efecto cañón.

Distancia entre transmisor y receptor	(20 – 5000 m)
Altura de edificios	(3 – 30 m) edificios con techo plano (6 – 40 m) edificios con techo puntiagudo
Separación entre edificios (b)	(20 – 50 m)
Anchos de calle (w)	b/2

(Nawrocki, et al., 2006)

Las pérdidas de propagación para este modelo se definen bajo la condición de existencia de LOS y NLOS. Las pérdidas de propagación para condición LOS están dadas por la ecuación 3.8 y para NLOS en la ecuación 3.9 (Díaz, 2010)

$$L_{LOS}(\text{dB}) = 42.6 + 26\log(R) + 20 \log(f) \quad (3.8)$$

Donde R es la distancia entre transmisor y receptor [Km], y f, la frecuencia de operación [MHz].

$$L_{NLOS}(\text{dB}) = \begin{cases} L_0 + L_{rts} + L_{msd} & \text{para } L_{rts} + L_{msd} > 0 \\ L_0 & \text{para } L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Donde L_0 son las pérdidas de espacio libre, L_{rts} son las pérdidas por difracción tejado-calle de la última calle y L_{msd} son las pérdidas por la difracción de múltiples esquinas de los techos de los edificios que hay en el trayecto transmisor receptor.

Los valores de L_0 , L_{rts} y L_{msd} se obtienen a partir de una serie de ecuaciones matemáticas, las cuales no se explicarán en el presente trabajo de grado ya que como se verá más adelante, al aplicarse el modelo de Berg, el modelo COST231 WI hace uso de una ecuación más sencilla y simplificada²³ para el cálculo de sus pérdidas de propagación.

3.2.4 Modelo de Propagación Berg

Este modelo también es conocido como modelo Manhattan (Nawrocki, et al., 2006), en donde la altura de la antena de la estación base es menor a la

²³Esta simplificación obedece a aproximaciones hechas en las ecuaciones 3.8 y 3.9 cuando se desconoce información correspondiente a la altura de edificios y anchos de calle, dicho de otro modo, reemplazando los datos suministrados en la tabla 3.3 en dichas ecuaciones.

altura promedio de los edificios, es por esto, que a diferencia del modelo COST231 WI, el modelo Berg tiene mayor aplicabilidad en situaciones donde la propagación se produce en el plano horizontal. En estas condiciones, se asume que la señal que llega al receptor se propaga por las calles en el plano horizontal, y no se difracta en los tejados de los edificios produciéndose una propagación similar a la que se presenta en una guía de onda²⁴ (Nawrocki, et al., 2006). Este modelo de propagación es un modelo recursivo que calcula las pérdidas de propagación mediante la suma de segmentos NLOS y LOS, del camino más corto entre la estación base y la estación móvil. Las pérdidas de propagación se calculan a partir de la ecuación 3.10.

$$L(\text{dB}) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_n}{\lambda}\right) \quad (3.10)$$

Donde d_n no corresponde a una distancia real o física denominada como “distancia ilusoria”²⁵; λ es la longitud de onda y n es el número de segmentos de calle entre la BS y el UE a lo largo del trayecto más corto. Debido a que este modelo tiene en cuenta tanto los sectores LOS como los NLOS, se define un parámetro $D(x)$, función de la distancia de trayecto entre BS y UE, y depende de si supera o no el punto de ruptura (*break point*)²⁶. Luego, el modelo de Berg modificado se representa en la ecuación 3.11 (Nawrocki, et al., 2006).

$$L_M(\text{dB}) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_n}{\lambda} \cdot D\left(\sum_{j=1}^n s_{j-1}\right)\right) \quad (3.11)$$

Dónde:

$$D(x) = \begin{cases} x/x_{br} & \text{para } x > x_{br} \\ 1 & \text{para } x \leq x_{br} \end{cases}$$

²⁴ En este caso se hace referencia al efecto de confinamiento y reflexión de las ondas de radio debido a los edificios cercanos entre transmisor y receptor. Este fenómeno también es conocido como efecto cañón.

²⁵ La distancia ilusoria no representa una distancia física real, sin embargo dicho valor sí depende de ésta y del ángulo del cruce entre calles.

²⁶ El punto de ruptura se define de igual forma como el punto de inflexión, mencionado en la sección (3.2.1).

El término x_{br} es la distancia al punto de ruptura y x es la sumatoria de la longitud de los segmentos de trayecto necesarios para alcanzar al receptor. La pendiente de la función de pérdidas de propagación de la ecuación 3.31 tiene un valor de aproximadamente 2 cuando la distancia del trayecto más corto es menor a x_{br} y se incrementa hasta 4 para valores superiores a x_{br} (ETSI, 1998). Según (ETSI, 1998) el valor típico de la distancia al punto de ruptura x_{br} es aproximadamente 300 metros.

El término s_j , es la longitud física en metros del j –ésimo segmento²⁷. La distancia “ilusoria” d_n , es la suma de los segmentos de calle que hay entre BS y UE, y se calcula con las ecuaciones recursivas descritas en las ecuaciones 3.12 y 3.13.

$$k_n = k_{n-1} + (d_{n-1} \cdot C) \quad (3.12)$$

$$d_n = (k_n \cdot s_{n-1}) + d_{n-1} \quad (3.13)$$

Donde s_{n-1} representa longitud del último segmento y C es una función del ángulo de cruce entre calles. Si el cruce de calle tiene un ángulo igual a 90° , entonces $C = 0.5$. Cuando no hay cruce de calle, es decir, el ángulo es 0° , entonces $C = 0$. Los valores iniciales se establecen como $k_0 = 1$ y $d_0 = 0$. El procedimiento para determinar d_n finaliza, cuando el último segmento del trayecto más corto ha sido adicionado (Pérez, y otros, 2005). Este modelo establece pérdidas de propagación muy altas a medida en que transmisor y receptor se separan; por lo cual es necesario complementar dicho modelo con el COST231 WI, como se muestra en la ecuación 3.14 (ETSI, 1998).

$$L_{WI}(dB) = 24 + 45 \log_{10}(d + 20) \quad (3.14)$$

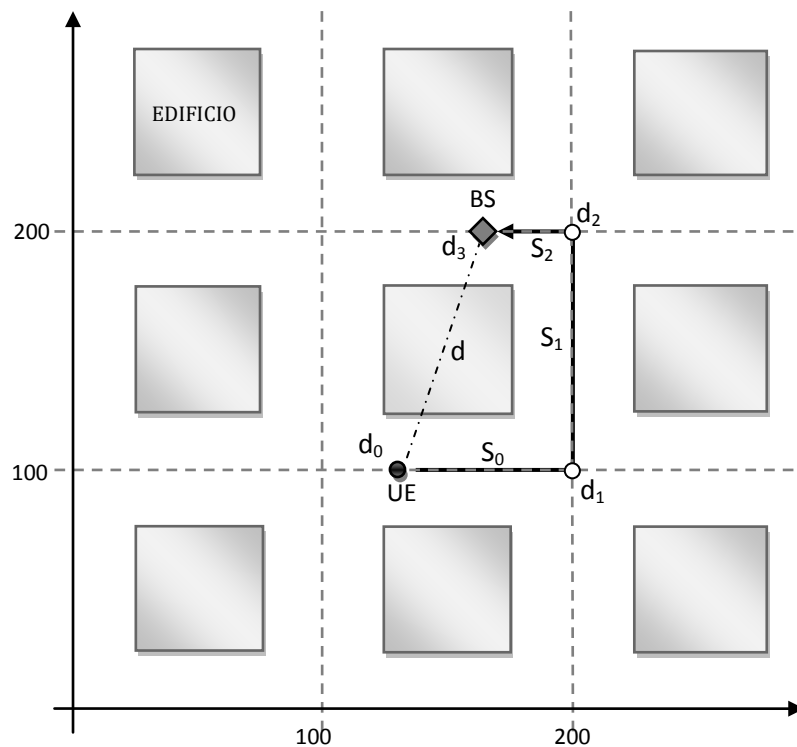
Donde d [Km] es la distancia geográfica más corta entre el transmisor y el receptor. Las pérdidas del enlace son el valor mínimo entre las pérdidas obtenidas del modelo de Berg y las obtenidas del modelo COST231 WI, como se describe en la ecuación 3.15.

$$L(dB) = \min(L_{BERG}, L_{WI}) \quad (3.15)$$

²⁷ Un segmento hace alusión a un camino completamente recto.

La Figura 3.2 representa un caso típico de escenarios Manhattan microcelulares. Se define una grilla tipo Manhattan como una cuadrícula que se caracteriza por no tener centro y límites reales, la cual permite referenciar la BS y mostrar sobre la misma la trayectoria en la que el UE se desplaza en dirección a la BS, con el fin de determinar sus pérdidas de propagación mediante las ecuaciones recursivas. Para este caso se observa, que entre la BS y el UE existe un edificio obstáculo, por lo que no existe zona LOS. La grilla Manhattan referencia la BS, coincidiendo así con la medianía de las calles. Para ésta grilla se establece un salto de 100 m, es decir, la cuadrícula se separa cada 100 m a partir del plano cartesiano de referencia.

Figura 3.2 Escenario Manhattan con una microcelda



Según la Figura 3.2 el valor de $n = 3$. Si se asume que el UE está ubicado en las coordenadas $(x_1, y_1) = (130, 100)$ y BS en $(x_2, y_2) = (170, 200)$, para n iteraciones se obtiene los resultados que muestra en la Tabla 3.4. Como se observa, la distancia ilusoria (59800 m) es mucho mayor que la distancia real (200 m), por esta razón, el modelo de Berg no es utilizado para realizar balances de enlace. Para este caso, la distancia real es inferior a la distancia

del punto de inflexión²⁸, por tanto las pérdidas de propagación se calculan mediante la ecuación 3.11 para la condición $x \leq x_{br}$.

Tabla 3.4 Resumen de resultados para n=3.

Parámetros	s_{n-1}	$\sum_{j=1}^n s_{j-1}$	C	k_n	d_n
Iteraciones					
0	0	0	0	1	0
1	70	70	0	1	70
2	100	170	0.5	36	3670
3	30	200	0.5	1871	59800

$$L_{BERG}(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_3}{\lambda} \right) = 134.0046 \text{ dB}$$

Aplicando la ecuación 3.14, se obtiene las pérdidas de propagación mediante COST231 WI, para una distancia geográfica de 107.7 m.

$$L_{WI}(dB) = 24 + 45 \log_{10}(d + 20) = 118.7790 \text{ dB}$$

Las pérdidas del sistema están representadas por el mínimo valor de pérdidas obtenidas a partir de los modelos Berg y COST231 WI.

$$L(dB) = \min(L_{BERG}, L_{WI}) = 118.7790 \text{ dB}$$

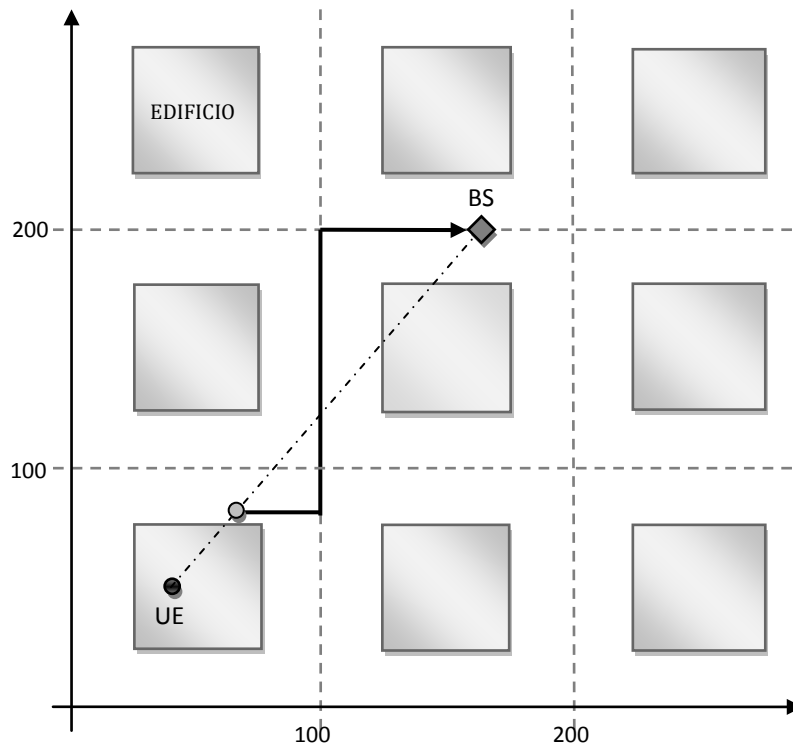
En el entorno representado por la Figura 3.2, y según el resultado anterior, se tiene que la propagación vertical sobre los edificios predomina frente a la propagación por reflexión entre edificios. Para calcular las pérdidas de propagación sobre la señal en el caso de un usuario dentro de un edificio, se debe obtener la posición modificada del usuario desplazándolo hacia fuera en dirección a la estación base conectada y realizando el procedimiento descrito para el modelo de pérdidas de Berg. La Figura 3.3 muestra el procedimiento realizado para un usuario dentro de un edificio.

Al finalizar este proceso, se debe adicionar el efecto del desvanecimiento por sombra y las pérdidas producidas por penetración en interiores²⁹. El

²⁸ Punto de inflexión o Turning Point, tal como se definió para la condición en zona LOS.

desvanecimiento por sombra entre dos puntos se modela como una distribución estadística log-normal con desviación estándar igual a 10 y 12 dB para exteriores e interiores respectivamente. En caso de que el usuario se encuentre dentro de una edificación, la pérdida por penetración se modela como una distribución gaussiana de media igual a 12 dB y desviación estándar igual a 8 dB (Quintero, 2010). A diferencia del desvanecimiento por sombra, la distribución que modela las pérdidas por penetración se acota³⁰ a valores positivos (ETSI, 1998).

Figura 3.3 Posición modificada del usuario y trayectoria de pérdidas Berg



(Nawrocki, et al., 2006)

En vista de que las pérdidas de propagación no deben ser inferiores a cierto valor típico, se hace necesario definir la Mínima Pérdida de Acoplamiento (MCL, *Minimum Coupling Loss*), la cual representa la menor pérdida de

²⁹ Estas pérdidas representan la atenuación adicional que experimenta la onda cuando penetra un edificio, respecto a su valor en el exterior. En general, esta pérdida depende del material con que está construida la pared exterior del edificio, así como de su espesor y otros parámetros (Mendo, 2001).

³⁰ El acote obedece a la naturaleza de la definición de pérdida, es decir, para valores negativos la distribución no modela pérdidas sino por el contrario ganancias.

propagación que debe existir entre el UE y BS, teniendo en cuenta diferentes aspectos como pérdidas por conectores, pérdidas por cuerpo y otras pérdidas no determinadas (Nawrocki, et al., 2006). Estas pérdidas se calculan a partir de la distancia mínima física entre el UE y la BS como lo muestra la ecuación 3.16 (ETSI, 1998).

$$MCL(dB) = \text{PérdidaTrayecto} - \text{GananciaAntena} + \text{PérdidaConectores} \quad (3.16)$$

El valor obtenido a partir de 3.16, reemplaza al valor de la atenuación calculado por el modelo de propagación cuando los usuarios se encuentran muy cerca a la estación base (distancia menor a 5 m) (Quintero, 2010). En (ETSI, 1998) se recomienda establecer la MCL igual a 53 dB; sin embargo se puede aumentar dicho valor teniendo en cuenta otras pérdidas adicionales para establecer un balance del enlace.

3.3 CAPACIDAD EN SISTEMAS CELULARES

La capacidad en WCDMA hace referencia al número máximo de usuarios a los que el sistema puede atender simultáneamente manteniendo un nivel de calidad adecuado para cada comunicación (Mendo, 2001). Como se mencionó en los capítulos anteriores, la capacidad en los sistemas WCDMA está limitada principalmente por la MAI, donde cada usuario contribuye al nivel de interferencia total y el sistema puede adicionar usuarios siempre que dicha interferencia no sobrepase un nivel establecido como parámetro de calidad (Mendo, 2001; Quintero, 2010). Siendo así, es posible determinar la capacidad del sistema evaluando el nivel de interferencia total tolerable, mientras se mantenga un nivel de calidad requerido para cada servicio de la red. En vista de que el presente trabajo de grado se basa en un análisis de capacidad a nivel de sistema en UL, se requiere del estudio de diferentes parámetros que permitan determinar la capacidad para un escenario urbano microcelular bajo ciertas condiciones que serán descritas posteriormente. Entre estos parámetros se encuentran: el factor de carga, la probabilidad de degradación global, y la probabilidad de limitación intrínseca, los cuales serán explicados a continuación.

3.3.1 Factor de Carga en Enlace de Subida

Este factor estima la carga³¹ del sistema mediante mediciones de parámetros como la potencia recibida de banda ancha o el *throughput*³². Para determinar el factor de carga, inicialmente se define la relación E_b/N_0 en términos de la interferencia, como lo muestra la ecuación 3.17 (Holma y Toskala, 2007).

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j = \frac{W}{v_j R_j} \cdot \frac{P_j}{I_{Total} - P_j} \quad (3.17)$$

La ecuación 3.17, se expresa en términos de la ganancia de procesamiento como lo muestra la ecuación 3.18.

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j = P_{Gusuario\ j} \cdot \frac{\text{Potencia de Señal Usuario } j}{\text{Potencia Recibida Total(excluyendo potencia } j)} \quad (3.18)$$

Donde $P_{Gusuario\ j}$ es la Ganancia de procesamiento del usuario j , W es la tasa de chips, v_j es el factor de actividad de voz para el usuario j ³³, R_j es la velocidad de transmisión de datos del usuario j , P_j es la potencia de la señal recibida desde el usuario j e I_{Total} es la potencia total de interferencia recibida de banda ancha incluyendo la potencia de ruido térmico en la BS. Despejando P_j de 3.17 se obtiene la ecuación 3.19.

$$P_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j v_j R_j}} \cdot I_{Total} \quad (3.19)$$

Se define $P_j = L_j \cdot I_{Total}$, donde, L_j es el factor de carga de la conexión del usuario j . Matemáticamente este factor se expresa como lo indica la ecuación 3.20.

³¹ La carga es el parámetro que mide la cantidad de interferencia presente en una celda, mostrando la relación que existe entre las potencias recibidas y la interferencia total del sistema. La carga se obtiene con la suma de los factores de carga generados por cada usuario.

³² Velocidad de transmisión de datos.

³³ El factor de actividad se define como el porcentaje medio de tiempo en que el usuario genera información.

$$L_j = \frac{1}{1 + \frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j v_j R_j}} \quad (3.21)$$

La interferencia total para sistemas con receptores convencionales está dada por la ecuación 3.21.

$$I_{\text{Total}} = I_{\text{int}} + I_{\text{ext}} + P_N \quad (3.20)$$

Donde I_{int} es la interferencia generada dentro de la celda (interferencia intracelular); I_{ext} es la interferencia producida por las demás celdas (interferencia intercelular) y P_N es la potencia de ruido térmico. Como se explica en el capítulo 2, la eficiencia de un detector multiusuario ayuda a mitigar el efecto de la interferencia intracelular, sobre la calidad de la señal de usuario y no la intercelular, por esta razón, para sistemas con receptores multiusuario la interferencia total viene dada por la ecuación 3.22 (Holma y Toskala, 2007).

$$I_{\text{Total}} = (1 - \beta)I_{\text{int}} + I_{\text{ext}} + P_N \quad (3.22)$$

La interferencia total recibida, excluyendo a la potencia de ruido térmico P_N , se puede escribir como la suma de potencias recibidas de los n usuarios atendidos en la misma celda ($P_{j_{\text{int}}}$) y la suma de las potencias recibidas de los demás ($K - n$) usuarios fuera de la celda ($P_{j_{\text{ext}}}$), como se indica en la ecuación 3.23.

$$I_{\text{Total}} - P_N = (1 - \beta) \sum_{j=1}^n P_{j_{\text{int}}} + \sum_{j=1}^{K-n} P_{j_{\text{ext}}} \quad (3.23)$$

Teniendo en cuenta la definición de P_j , se expresa la ecuación 3.23 en términos del factor de carga como se muestra en la ecuación 3.24.

$$I_{\text{Total}} - P_N = (1 - \beta) \sum_{j=1}^n L_{j_{\text{int}}} I_{\text{Total}} + \sum_{j=1}^{K-n} L_{j_{\text{ext}}} I_{\text{Total}} \quad (3.24)$$

Despejando P_N de 3.24, resulta la ecuación 3.25.

$$P_N = I_{\text{Total}} - (1 - \beta) \sum_{j=1}^N L_{j_{\text{int}}} I_{\text{Total}} - \sum_{j=1}^{K-n} L_{j_{\text{ext}}} I_{\text{Total}} \quad (3.25)$$

Se define el margen de interferencia (*Noise Rise*) como la relación entre la potencia total recibida de banda ancha y la potencia de ruido térmico³⁴, tal como se muestra en la ecuación 3.26.

$$\text{Margen de Interferencia} = \frac{I_{\text{Total}}}{P_N} \quad (3.26)$$

Según la ecuación 3.19, se obtiene la ecuación 3.27 para el margen de interferencia.

$$\frac{I_{\text{Total}}}{P_N} = \frac{1}{1 - (1 - \beta) \sum_{j=1}^N L_{j_{\text{int}}} - \sum_{j=1}^{K-n} L_{j_{\text{ext}}}} = \frac{1}{1 - \eta_{\text{UL}}} \quad (3.27)$$

Se define η_{UL} como el factor de carga global en el UL. Se observa que si la carga del sistema aumenta, el margen de interferencia también lo hace y en consecuencia la cobertura disminuye. Si $\eta_{\text{UL}} = 1$, el margen de interferencia tiende a infinito y el sistema alcanza un polo de capacidad³⁵. Este factor queda expresado por la ecuación 3.28.

$$\eta_{\text{UL}} = (1 - \beta) \sum_{j=1}^N L_{j_{\text{int}}} + \sum_{j=1}^{K-n} L_{j_{\text{ext}}} \quad (3.28)$$

3.3.2 Control de Potencia en UL y Asignación Celular

Debido a la coexistencia de la interferencia en sistemas WCDMA, la capacidad de estos sistemas celulares se encuentra directamente relacionada con el control de potencia y la asignación celular³⁶, los cuales se pueden analizar a partir de los modelos simplificado y general. La diferencia

³⁴ El aumento del nivel de interferencia en un sistema, causa un aumento en el nivel de piso de ruido. Éste aumento conlleva a una reducción de la relación señal a ruido (S/N), lo que implica que la potencia de la señal deseada es menor que la potencia de ruido y por lo tanto se encuentra cubierta por ésta.

³⁵ Este polo es un valor de capacidad que nunca podrá ser alcanzado, puesto que ningún usuario podrá ser atendido en el sistema.

³⁶ La asignación celular se refiere al número de usuarios asignados a cada estación base.

fundamental de estos modelos es la consideración o no de los efectos causados por el control de potencia en lazo cerrado tales como, la ganancia de traspaso con continuidad (SHO) frente al desvanecimiento causado por el multitrayecto, incremento de atenuación y margen de potencia asociados a éste control. El modelo simplificado no considera los efectos del control de potencia de lazo cerrado, en consecuencia, las potencias de transmisión necesarias para la asignación a BSs se obtienen mediante la solución de un sistema de ecuaciones lineales. La linealidad permite simplificar la complejidad del análisis y reducir la dimensión del sistema de ecuaciones mediante descripciones macroscópicas³⁷. Si se considera los efectos de control de potencia de lazo cerrado, el sistema de ecuaciones pierde su carácter lineal (Mendo, 2001).

La asignación y control de potencia son más simples en el modelo simplificado, por lo que de ahora en adelante el análisis de asignación y control de potencia se realiza bajo este modelo. Al no considerar efectos de control de potencia de lazo cerrado, el SHO se realiza mediante diversidad por selección³⁸, por lo tanto, se considera que cada usuario está asignado a una sola BS (Mendo, 2001).

3.3.2.1 Conceptos de configuración y asignación celular

La ecuación general de la SIR en el modelo simplificado se obtiene a partir de la ecuación 1.12 de la cual se obtiene la ecuación 3.29 (Mendo, 2001). La SIR de la comunicación de un usuario k con la estación base (BS) m , $\gamma(m, k)$, está representada por la potencia de transmisión de dicho usuario $P(k)$, la atenuación de la potencia de transmisión hasta alcanzar a la BS $\alpha(m, k)$, la suma de potencias recibidas en la BS de los usuarios restantes y activos en el sistema $\sum_{l \neq k} \alpha(m, l)P(l)$ y de la potencia de ruido térmico presente en la BS $P_N(m)$.

³⁷Una descripción macroscópica, representa una visión general del comportamiento del sistema, ya que define un sistema de ecuaciones en términos de un conjunto de M variables, por tanto la visión macroscópica permite ver el comportamiento del enlace radio de WCDMA como un todo (Mendo, 2001).

³⁸Esta diversidad se aplica tanto en transmisión como en recepción, cuya función es la de seleccionar la señal con mayor nivel de potencia, es decir, selecciona la señal menos atenuada. Desde el punto de vista de asignación, esta diversidad permite al UE conectarse a la BS más cercana a la cual llegará con el mayor nivel de potencia.

$$\gamma(m, k) = \frac{\alpha(m, k)P(k)}{\sum_{l \neq k} \alpha(m, l)P(l) + P_N(m)} \quad (3.29)$$

Debido a que cada UE se encuentra asignado a una sola estación base, se define la asignación φ como un vector cuyo k -ésimo elemento denota la estación base que atiende al usuario k . La asignación de usuarios a estaciones base es fija, lo que asigna un valor concreto para el vector φ . Para un usuario k asignado a su estación base $\varphi(k)$, la SIR tiene un valor $\gamma(\varphi(k), k)$, obtenida a partir de la ecuación 3.29, tal como se muestra en la ecuación 3.30.

$$\gamma(\varphi(k), k) = \frac{\alpha(\varphi(k), k)P(k)}{\underbrace{\sum_{l \neq k} \alpha(\varphi(k), l)P(l)}_{\text{Interferencia}} + v(\varphi(k))} \quad (3.30)$$

3.3.2.2 Ecuaciones de control de potencia en UL

La configuración del sistema o conjunto de condiciones externas³⁹ que afectan a éste en un instante determinado, viene dado por M estaciones base, K usuarios, la matriz de atenuación α , la matriz de SIRs γ , el vector de ruido v y el vector de potencias de transmisión P (Mendo, 2001). Las condiciones del sistema en el instante de observación quedan caracterizadas por α , γ , v y P los cuales constituyen la configuración del sistema y el vector de asignación φ que no hace parte de dicha configuración, ya que éste es seleccionado por el sistema de acuerdo a un criterio de asignación especificado.

Microscópicamente⁴⁰, la condición de que las SIRs sean iguales a sus respectivos valores objetivo para todos los usuarios dependiendo del servicio prestado, se expresa como un sistema de K ecuaciones en términos de las potencias $P(k)$ transmitidas por cada uno de los móviles, como indica ecuación 3.31 (Mendo, 2001).

⁴⁰ En una descripción microscópica el sistema de ecuaciones queda definido en términos de un conjunto de K (potencias de usuario) variables (Mendo, 2001).

$$\gamma(\varphi(k), k) = \frac{\alpha(\varphi(k), k)P(k)}{\underbrace{I(\varphi(k))}_{\text{interferencia}} + v(\varphi(k))}, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.31)$$

Despejando $v(\varphi(k))$ de la ecuación 3.31, se obtiene la expresión para el ruido térmico como lo indica la ecuación 3.32, donde $\Gamma(\varphi(k), k)$ representa la SIR objetivo de la comunicación de interés.

$$v(\varphi(k)) = \frac{\alpha(\varphi(k), k)P(k)}{\Gamma(\varphi(k), k)} - I(\varphi(k)) \quad (3.32)$$

Se define $I(\varphi(k))$ como la interferencia generada por los usuarios $K - 1$ del sistema en la estación base $\varphi(k)$, es decir, la interferencia generada por los demás usuarios del sistema sobre la señal del usuario de interés. Teniendo en cuenta que la eficiencia del detector multiusuario afecta solo a la interferencia intracelular y no a la intercelular, la interferencia del sistema se expresa mediante las ecuaciones 3.33 y 3.34.

$$I(\varphi(k)) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha(\varphi(k), j)P(j) \quad (3.33)$$

$$I(\varphi(k)) = (1 - \beta) \sum_{\substack{j \neq k \\ \varphi(j) = \varphi(k)}} \alpha(\varphi(k), j)P(j) + \sum_{\substack{j \neq k \\ \varphi(j) \neq \varphi(k)}} \alpha(\varphi(k), j)P(j) \quad (3.34)$$

El ruido térmico para sistemas con receptores multiusuario queda expresado en la ecuación 3.35.

$$v(\varphi(k)) = \frac{\alpha(\varphi(k), k)P(k)}{\gamma(\varphi(k), k)} - I(\varphi(k)) \quad (3.35)$$

La ecuación 3.35 se puede expresar de forma matricial como lo indica la ecuación 3.36.

$$N = AP \quad (3.36)$$

Donde N es el vector de ruido de tamaño $K \times 1$, A es una matriz estocástica de orden $k \times k$ y P es el vector de potencias transmitidas (vector de incógnitas) de tamaño $K \times 1$. El vector N queda definido por la ecuación 3.37.

$$N(i) = v(\varphi(i)) \quad (3.37)$$

El desarrollo y análisis de la ecuación 3.37 permite definir la matriz \mathbf{A} como lo muestra la ecuación 3.38.

$$A(i,j) = \begin{cases} -(1 - \beta)\alpha(\varphi(i),j) & , \text{para } i \neq j \text{ y } \varphi(i) = \varphi(j) \\ -\alpha(\varphi(i),j) & , \text{para } i \neq j \text{ y } \varphi(i) \neq \varphi(j) \\ \frac{\alpha(\varphi(i),j)}{\gamma(\varphi(i),j)} & , \text{para } i = j \end{cases} \quad (3.38)$$

El sistema indicado en la ecuación 3.35 constituye una descripción microscópica de la red celular, ya que se formula en función de las potencias transmitidas por los K usuarios. Si se asume que la matriz \mathbf{A} es no singular ($\det(\mathbf{A}) \neq 0$), se define $\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}$, luego, las potencias de transmisión se obtienen a partir de la ecuación 3.39.

$$\mathbf{P} = \mathbf{B}\mathbf{N} \quad (3.39)$$

En la práctica, para un determinado número de usuarios K , las atenuaciones dependen de las posiciones (arbitrarias) de las estaciones móviles y por lo tanto, se modelan como variables aleatorias. El vector de potencias obtenidas a partir de la ecuación 3.39 viene compuesto por los valores asignados para cada uno de los UE en el sistema, de manera que todos ellos sean escuchados por la BS con el mismo nivel de potencia, al tiempo que se cumple con el valor de SIR objetivo establecido como parámetro de calidad para la comunicación.

3.3.2.3 Degradación global

La degradación hace referencia a una situación del sistema en donde no existe una asignación que permita a los UEs alcanzar sus respectivas calidades objetivo, debido a las limitantes en potencia de los mismos. Cuando las potencias de transmisión asignadas superan al límite máximo permitido, se dice que el sistema se encuentra en degradación por limitación de potencia. La degradación se aplica como un concepto global, dado que se aplica a la red como uno todo (Quintero, 2010).

3.3.2.4 Limitación intrínseca

La imitación intrínseca es un tipo de degradación que indica que para el sistema no existe ningún conjunto de valores positivos para las potencias de transmisión, que haga posible alcanzar las calidades objetivo requerido para que los UEs puedan establecer y mantener una comunicación. Cuando las potencias de transmisión asignadas son inferiores al mínimo permitido⁴¹, se dice que el sistema se encuentra en degradación por limitación intrínseca. Bajo esta situación se presenta una situación incoherente para la solución del sistema de ecuaciones descrita en 3.38, ya que una asignación de potencias negativas se refiere a que los UEs están absorbiendo energía del medio, lo que contradice al concepto físico de potencia en un escenario real (Mendo, 2001).

⁴¹ El mínimo valor permitido para la asignación de potencias se asume en -51 dBm. Éste valor se lo obtiene a partir de la suma entre la sensibilidad de la BS (-107dBm) y las MCL (56dB).

4 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1 INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo de grado se realiza un análisis de capacidad de un sistema WCDMA en enlace de subida, utilizando control de potencia ideal y detección multiusuario. Para ello se requiere contar con una serie de parámetros, que al aplicarlos a un modelo de simulación, permiten representar el comportamiento del sistema de forma general. Dicho análisis se lleva a cabo mediante la implementación de una simulación estática a nivel de sistema⁴² que describe el comportamiento general de la tecnología WCDMA, siendo modelada mediante la utilización de las ecuaciones de control de potencia, modelos de propagación y la aplicación de un parámetro de eficiencia que permite determinar el efecto de un detector multiusuario frente a la MAI. La aplicación de una metodología lineal-secuencial para el diseño e implementación de la simulación facilitó su desarrollo, lo que permitirá que la implementación obtenida, como herramienta de simulación, tenga una evolución constante, y su extensión a nuevas funcionalidades permita brindar mayor acercamiento a un modelo más realista de un sistema WCDMA. Las secciones siguientes describen la metodología de simulación utilizada para el modelado e implementación de la simulación.

⁴² Las simulaciones a nivel de sistema (*System Level*) permiten analizar parámetros, modelos, algoritmos y fenómenos relacionados con pérdidas de trayecto, desvanecimiento lento, traspaso suave o continuo, asignación celular, control de potencia, carga, degradación, control de congestión, generación de tráfico, tipos de receptor, entre otros. Las simulaciones a nivel de enlace (*Link Level*) analizan la conexión entre un UE y la BS o viceversa, y pueden analizar efectos como la dispersión en frecuencia y tiempo del canal, modulación, codificación, operación de elementos como receptores tipo Rake, detectores multiusuario, entre otros (Quintero, 2010).

4.2 METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN

Las simulaciones estáticas a nivel de sistema se realizan bajo el método denominado, Monte Carlo⁴³, el cual busca simular un fenómeno mediante un determinado número de realizaciones de una simulación estática, en donde cada realización representa una foto instantánea de la red. Para obtener resultados estadísticamente válidos, el número de realizaciones debe ser elevado, teniendo en cuenta que el tiempo de simulación del sistema puede extenderse dependiendo de las capacidades computacionales de las que se disponga. Para cada una de estas realizaciones se analiza si existe una solución para el problema de asignación y control de potencia como se describió en la sección 3.3.2 del capítulo anterior. La principal limitante de esta metodología es el carácter estático de la simulación, ya que no considera la evolución temporal del sistema, y solo se pueden analizar los parámetros instantáneos que indican el estado de la red en el momento de observación (Mendo., 2001; Quintero., 2010).

4.2.1 Consideraciones Básicas de Simulación

En vista de la necesidad por simplificar la implementación del modelo de simulación, se tuvieron en cuenta una serie de consideraciones, a fin de obtener un modelo que permitiera describir el comportamiento general de una red WCDMA, mediante el sistema de ecuaciones lineales descrito en la sección 3.3.1.2, facilitando el proceso de diseño y el análisis de los parámetros característicos de la red, como lo son las potencias de transmisión, probabilidad de degradación, factor de carga del sistema, entre otros. Dichas consideraciones se mencionan a continuación:

- Se consideran celdas omnidireccionales no sectorizadas, excluyendo parámetros relacionados con la inclinación de la antena en las BSs (*Tilt*).

⁴³El método de Monte Carlo o experimentos de Monte Carlo son una clase de algoritmos computacionales que se basan en la repetición de fenómenos aleatorios para calcular sus resultados. Debido a la dependencia sobre cálculos repetidos de números aleatorios o pseudo-aleatorios, este método es más adecuado para cálculos en computador y es utilizado cuando es imposible obtener un resultado exacto con un algoritmo determinístico. De manera más general, el método de Monte Carlo es útil para modelar fenómenos con valores inciertos en sus entradas, tales como el cálculo de riesgo en negocios (Mendo, 2001).

- Se considera un escenario urbano mediante la implementación de la grilla Manhattan⁴⁴ como escenario de simulación.
- Las BSs se encuentran alineadas tanto horizontal como verticalmente y coinciden con una cuadrícula de la grilla Manhattan. Su área de servicio es circular, por lo cual no se considera una distribución geométrica de celdas tipo hexagonal.
- Se utiliza control de potencia ideal, que permite obtener la potencia exacta con la cual un móvil puede cumplir las condiciones de calidad para un determinado servicio.
- La utilización de un detector multiusuario se implementa mediante la aplicación de un parámetro de eficiencia β que caracteriza el procesamiento de la MAI por parte de dichos detectores, en relación al detector convencional.
- No se consideran otros tipos de control para la Gestión de Recursos Radio como el control de admisión y control de congestión.
- No se considera el tipo de material, el espesor de las paredes o la estructura interna de los edificios.

No se considera la ganancia por macrodiversidad, ya que se asume que cada usuario se conecta a una única BS. Solo se considera diversidad de espacio en recepción en la BS, con el fin de reducir el valor específico de la SIR objetivo para cada servicio.

4.2.1.1 Ecuaciones para la asignación y control de potencia

El análisis a desarrollar del sistema celular es de tipo estático y no dinámico, lo que implica que factores como el número de usuarios y su ubicación sobre el escenario de simulación, características de los equipos y la estructura del escenario para cada realización, sean invariantes con el tiempo. Estos

⁴⁴ La grilla Manhattan permite modelar un entorno urbano tipo Manhattan, caracterizado por la organización y ubicación de edificios y calles en el escenario, así como sus respectivas dimensiones. Es utilizado para caracterizar modelos de tráfico y simulación de redes de terminales móviles.

factores definen condiciones externas impuestas al sistema en un instante determinado (Mendo, 2001).

Para el modelado y análisis a través de simulación se considera una red celular WCDMA con M estaciones base que atienden a K usuarios en un instante determinado. Al no considerar efectos de control de potencia en lazo cerrado, el SHO se realiza mediante diversidad por selección, por lo tanto, se considera que en el instante de observación cada usuario es asignado a una sola estación base (Mendo, 2001). Las ecuaciones de control de potencia se derivan de la ecuación general de la SIR $\gamma(\varphi(k), k)$ en función del vector de asignación de usuarios a estaciones base $\varphi(k)$, de la interferencia del sistema en UL, de la potencia de transmisión P del usuario k , y del ruido térmico producido en recepción, tal como se muestra en la ecuación 4.1, 4.2, 4.3 las cuales se analizaron en la sección 3.3.1.1.

$$v(\varphi(k)) = \frac{\alpha(\varphi(k), k)P(k)}{\Gamma(m, k)} - I(\varphi(k)) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{N} = \mathbf{A}\mathbf{P} \quad (4.2)$$

$$A(i, j) = \begin{cases} -(1 - \beta)\alpha(\varphi(i), j) & , \text{para } i \neq j \text{ y } \varphi(i) = \varphi(j) \\ -\alpha(\varphi(i), j) & , \text{para } i \neq j \text{ y } \varphi(i) \neq \varphi(j) \\ \frac{\alpha(\varphi(i), j)}{\gamma(\varphi(i), j)} & , \text{para } i = j \end{cases} \quad (4.3)$$

Asumiendo que la matriz \mathbf{A} , definida por la ecuación 4.3 es no singular ($\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}$), se obtienen las potencias de transmisión de los usuarios del sistema a partir de la ecuación 4.4.

$$\mathbf{P} = \mathbf{B}\mathbf{N} \quad (4.4)$$

El sistema de ecuaciones lineales expresado por la ecuaciones 4.2 y 4.3 tiene solución siempre que la matriz \mathbf{A} sea no singular, sin embargo, dado que esta se expresa en función de la atenuación de las señales de usuario, se tiene que dicha matriz es de carácter estocástico debido a la naturaleza

de la distribución de usuarios sobre el escenario de simulación, por lo tanto, la probabilidad de obtener una matriz \mathbf{A} singular es casi nula, y el sistema de ecuaciones para el control de potencia tendrá solución, sea o no físicamente realizable.

4.2.1.2 Cálculo del factor de carga para el enlace de subida

En la sección 3.3.1 se describe el concepto de Factor de Carga para el enlace de subida y su correspondiente descripción matemática, la cual se muestra en la ecuación 4.5.

$$\frac{I_{\text{Total}}}{P_N} = \frac{1}{1 - (1 - \beta) \sum_{j=1}^n L_{j\text{int}} - \sum_{j=1}^{K-n} L_{j\text{ext}}} = \frac{1}{1 - \eta_{\text{UL}}} \quad (4.5)$$

De la ecuación 4.7, se tiene que el factor de carga η_{UL} para una estación base, se determina por la suma de los factores de carga de las conexiones individuales L_j , tal como se muestra en la ecuación 4.6, donde n es el número de usuarios atendidos por una estación base, y K representa la totalidad de usuarios atendidos por la red WCDMA. Los factores de carga de las conexiones individuales de los usuarios que son atendidos por la misma estación base respecto a una comunicación en particular, son afectados por el detector multiusuario, por lo que la utilización de un detector MUD reduce el valor del η_{UL} , implicando un incremento en la capacidad del sistema.

$$\eta_{\text{UL}} = (1 - \beta) \sum_{j=1}^n L_{j\text{int}} + \sum_{j=1}^{K-n} L_{j\text{ext}} \quad (4.6)$$

La influencia de la interferencia actúa sobre la calidad, la cobertura y la capacidad del sistema, por lo que los operadores de red WCDMA han determinado que el área de cobertura del sistema se reduce aproximadamente en un 30% cuando el factor de carga asciende al 50%, por lo cual, este nivel de factor de carga ha sido estimado como el límite de carga que el sistema puede tolerar sin causar gran disminución en la zona de cobertura planificada. Por esta razón se han diseñado algoritmos de control de potencia, y control de congestión que impiden un incremento del Factor de Carga por encima de dicho valor de diseño, por lo cual se considera que el

sistema ha alcanzado su límite de capacidad cuando adquiere un valor de carga del 50% (Holma y Toscalá, 2007; Nawrocki, et al., 2006).

4.2.1.3 Modelo de propagación seleccionado

El modelo de propagación seleccionado para calcular la atenuación de cada uno de los usuarios es el modelo de propagación de Berg, el cual se describe en la sección 3.2.3. Dicho modelo de pérdidas de propagación permite analizar diferentes configuraciones de ubicación de las estaciones base respecto a los edificios, en vista de que el modelo contempla el trayecto recorrido por la onda. Otros modelos de propagación no tienen en cuenta dicha trayectoria; como en el caso del modelo de propagación COST 231 WI, el cual se basa en las condiciones de propagación con Línea de Vista y Sin Línea de Vista. El modelo de pérdidas de propagación de Berg favorece la propagación mediante múltiples reflexiones en edificios a distancias cercanas a la Estación Base (BS)⁴⁵, sin embargo, para distancias mayores, las pérdidas de propagación aumentan con un exponente de la ley de propagación mucho mayor, puesto que a distancias superiores prima la propagación de las ondas por encima de los edificios, por lo que se hace necesario complementar dicho modelo con el modelo de propagación COST 231 WI. Finalmente, las pérdidas de propagación serán el valor mínimo de las pérdidas obtenidas con ambos modelos de propagación, según fueron expuestos en las secciones 3.2.2 y 3.2.3. La ecuación 4.7 representa las pérdidas obtenidas de la comparación de los modelos de propagación Berg y COST231 WI.

$$L_{dB} = \min(L_{BERG}, L_{WI}) \quad (4.7)$$

Debido a que el modelo de propagación seleccionado no incluye el desvanecimiento por sombra, en el proceso de simulación se incluye dicho desvanecimiento mediante una distribución log-normal con desviación estándar igual a 10 y 12 dB para exteriores e interiores respectivamente (3GPP, 1998). Para el caso de usuarios ubicados dentro de edificios, el procedimiento usual para la determinación de las pérdidas de propagación es obtener la posición modificada de estos, ubicándolos fuera de los edificios en

⁴⁵ También denominado como efecto cañón. Las múltiples reflexiones de la onda de propagación sobre las superficies verticales de los edificios genera un efecto de guía de onda que confina los múltiples rayos de la señal transmitida y se suman constructivamente contrarrestando el efecto de las pérdidas de propagación sobre la señal de usuario.

la misma dirección a la BS . Una vez ubicado el usuario fuera del edificio, se realiza el procedimiento normal de pérdidas descrito en el capítulo anterior para los modelos antes mencionados. Posteriormente se adicionan, las pérdidas por penetración en interiores, las cuales se modelan como una distribución gaussiana, acotada a valores positivos, de media 12 dB y desviación estándar igual 8 dB. Luego, las pérdidas totales se calculan mediante la ecuación 4.8.

$$L_{T_{dB}} = \min(L_M, L_{WI}) + L_{Desv} + L_{Int} \quad (4.8)$$

Para las MCL se toma el valor de 53 dB más 3 dB que caracterizan cualquier otra pérdida no contemplada en el modelo de pérdidas de propagación (3GPP, 1998). Si las pérdidas totales obtenidas a partir de la ecuación 4.8 son menores a 56 dB, estas quedan definidas por el valor de MCL. Luego, las pérdidas, relacionadas al valor de MCL, quedan definidas por la ecuación 4.9.

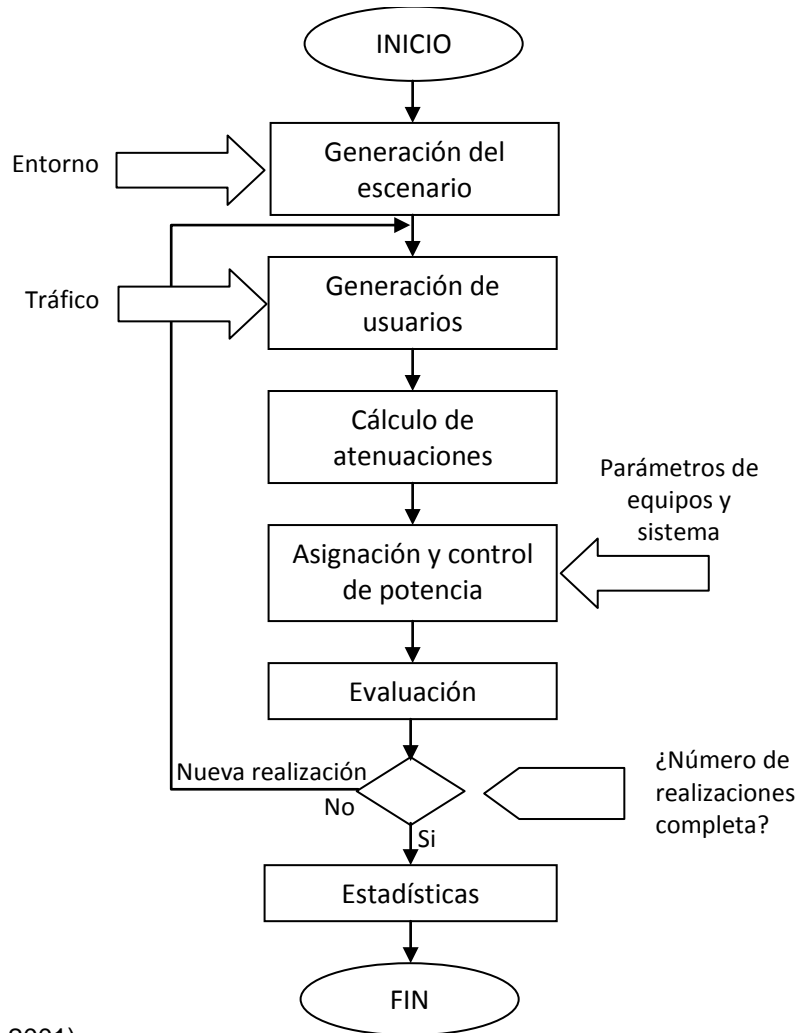
$$\max \{L_{T_{dB}}, MCL_{dB}\} \quad (4.9)$$

4.3 DISEÑO DE LA SIMULACIÓN

La simulación busca representar el comportamiento a nivel de sistema de WCDMA de acuerdo a sus características. Es por esto que la simulación permite comprender el comportamiento del sistema de forma general para evaluar nuevas estrategias dentro de los límites presentes en el funcionamiento de WCDMA. En la Figura 4.2 se indica el diagrama de flujo que describe el proceso de simulación que representa el funcionamiento de la red WCDMA de forma general. Los diferentes procedimientos realizados en el proceso de simulación, mostrados en la Figura 4.2 se describen a continuación:

1. Establecimiento del escenario tipo Manhattan, ubicación de Estaciones Base y generación de usuarios: el proceso de simulación inicia con la creación de un escenario con determinadas dimensiones, la generación de un número definido de usuarios con llamadas activas dentro y fuera de edificios, y la definición de características de las BSs y UEs. El establecimiento de los usuarios en el escenario se realiza de una forma aleatoria mediante una distribución uniforme sobre el entorno de simulación.

Figura 4.1 Diagrama general de flujo de simulación.



(Mendo, 2001)

2. Cálculo de atenuaciones: Se calcula la atenuación de propagación de cada uno de los UE respecto a cada BS, según el modelo de propagación seleccionado.

3. Asignación y control de potencia: se realiza la asignación de usuarios a las BSs según el criterio de mínima atenuación. Teniendo en cuenta la atenuación y características de calidad para los diferentes servicios se calcula la potencia de transmisión necesaria para cada uno de los UEs (control ideal de potencia).

4. Evaluación: Si la potencia de transmisión asignada a uno o varios usuarios es mayor a la máxima potencia permitida, entrando en condición de

degradación por limitación de potencia, el sistema desconecta a dichos usuarios uno a uno, y vuelve a calcular las potencias de transmisión para los usuarios restantes hasta encontrar una solución que permita a todos los usuarios activos del sistema alcanzar sus respectivos valores de SIR objetivo. Si existe un valor negativo asignado como potencia de transmisión a algún UE (degradación por limitación intrínseca), el sistema repite la realización redistribuyendo los usuarios sobre el escenario de simulación, volviendo al paso 2. Bajo estas condiciones se evalúa si el sistema se encuentra en situación de degradación (*Outage*). Se guardan los resultados y la simulación retorna al inicio para proceder con una nueva realización hasta cumplir con el número de realizaciones definidas (Método Monte Carlo).

5. Estadísticas: Finalmente se procesan y visualizan los resultados mediante gráficas estadísticas.

4.3.1 Definición de Parámetros del Sistema

Para la realización de la simulación se tuvo en cuenta un conjunto de parámetros utilizados para representar la configuración del sistema y controlar el comportamiento del mismo.

4.3.1.1 Parámetros de sistema

- Modelo de propagación, para el cálculo de atenuación.
- Tipo de servicio ofrecido a los usuarios del sistema.

4.3.1.2 Parámetros de configuración

- Eficiencia de los detectores multiusuario.
- Número de usuarios y estaciones base en el sistema, así como también su posición en el escenario.
- Dimensiones del área rectangular del escenario simulado.
- Dimensiones de los edificios y ancho de calles.
- Configuración de la grilla Manhattan.
- Características de los UEs y BSs, como las potencias de transmisión y velocidades de transmisión de datos de referencia.

4.3.1.3 Parámetros de control

- Número máximo de realizaciones, el cual permite limitar el número de realizaciones evitando que se presenten simulaciones excesivamente largas.
- Potencia de transmisión de los UEs, que determina cuándo iniciar una nueva realización al entrar en situación de degradación por limitación intrínseca.

4.3.1.4 Variables de medición

- Potencias de transmisión de los UE durante cada realización.
- Probabilidad de degradación global.
- Número total de usuarios atendidos.
- Factor de carga en UL.
- Porcentaje de limitación intrínseca.

4.3.2 Definición de Escenario de Simulación

El escenario utilizado para la realización de las simulaciones a nivel de sistema, tiene en cuenta una representación típica de entorno urbano, donde se cuenta con una distribución de edificios. La ubicación de cada uno de los edificios concuerda con una cuadrícula o grilla que determina la distancia de separación entre ellos. La Tabla 4.1 muestra las principales características del escenario de simulación. No se contemplan las alturas de edificios, puesto que en el modelo de propagación seleccionado no se tiene en cuenta dicha dimensión, debido a que este se generaliza para una situación en la que se desconocen los parámetros del entorno.

Tabla 4.1 Características del escenario de simulación

Características	Valores
Dimensiones del Escenario	900 m x 900 m
Ancho de Edificios	60 m
Largo de Edificios	60 m
Ancho de la calle	40 m

La ubicación de estaciones base en el escenario se realiza cerca de una de las esquinas de algunos edificios, con el fin de simular un entorno urbano más cercano a la realidad. Es de destacar que algunos modelos de propagación no permiten realizar este tipo de configuraciones, puesto que no tienen en cuenta algunas características de propagación entre los edificios, como la difracción en función del número de giros entre edificios que deben realizar las ondas de propagación para alcanzar a la BS en condiciones de propagación Sin Línea de Vista (Mendo, 2001). La Figura 4.3 muestra la representación del escenario de simulación propuesto. Las nueve estaciones base están representadas por rombos, y los usuarios son los representados por cuadros de menor tamaño. El porcentaje de usuarios dentro de los edificios es aproximadamente el 36% mientras que el 64% restante se encuentran en las calles. Se escoge un escenario de simulación para microceldas reducido, buscando que la probabilidad de degradación del sistema se deba principalmente al efecto de la MAI sobre las comunicaciones del sistema. Es de suponer que un escenario amplio causará un aumento de la probabilidad de degradación, no permitiendo determinar claramente el efecto producido por el detector MUD sobre la MAI en relación a la probabilidad de degradación.

En la Tabla 4.2 se presenta un resumen de los parámetros utilizados para la simulación a nivel de sistema de WCDMA. En la Tabla 4.3 se muestran los diferentes valores de las velocidades de transmisión de referencia y su respectivo valor E_b/N_0 como parámetro de calidad, para el caso de un canal con desvanecimiento por multitrayectoria tipo 1 con una BLER inferior a 10^{-2} .

Figura 4.2 Escenario de simulación con una distribución uniforme de 100 usuarios.

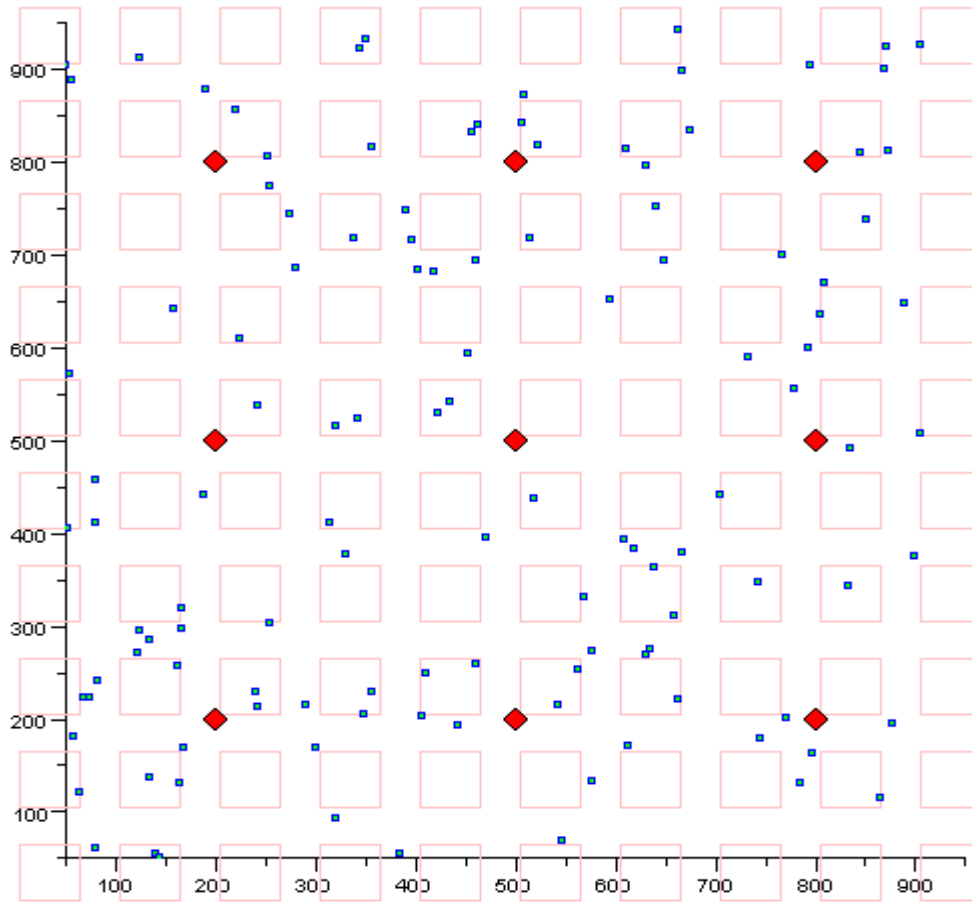


Tabla 4.2. Resumen de parámetros de simulación para enlace de subida

Característica	Descripción
Número de realizaciones	10000
Estaciones Base	Alineadas tanto vertical como horizontalmente
Dimensiones del escenario	900 x 900 (810000 m ²)
Velocidades de transmisión de referencia	12.2, 64, 144 y 384 Kbps.
Frecuencia de operación	2000 MHz
Ganancia de antena de UE	0 dBi.
Ganancia de antena de BS	3 dBi.
Tasa de chip	3.84 Mcps
Figura de Ruido en recepción en BS	5 dB
Mínimas Pérdidas de Acoplamiento (MCL)	56 dB
Potencia máxima de transmisión UE	24 dBm. Potencia UE Clase 3

Tabla 4.3 Velocidades de transmisión y parámetros que determinan el tipo de servicio y su calidad para un canal con desvanecimiento por multitrayectoria tipo 1

Velocidad de transmisión	E_b/N_0 recibido con diversidad de BS en RX (dB)	E_b/N_0 recibido sin diversidad de BS en RX (dB)	BLER requerido
12.2 Kbps	11.9	19.1	$<10^{-2}$
64 Kbps	9.2	15.9	$<10^{-2}$
144 Kbps	8.4	15	$<10^{-2}$
384 Kbps	8.8	15.5	$<10^{-2}$

(3GPP, 2010)

4.3.3 Herramienta Software de Simulación

En la actualidad existen muchas herramientas basadas en lenguajes de alto nivel que permiten desarrollar simulaciones evaluando su usabilidad, seguridad y eficiencia en el proceso de obtención de resultados; sin embargo, no todas las herramientas exigen las misma capacidad computacional para un buen desempeño; convirtiéndose en un condicionante a la hora de seleccionar la herramienta de simulación.

Considerando lo anterior se ha elegido la herramienta de simulación Scilab®⁴⁶ para el desarrollo de la simulación a nivel de sistema de WCDMA. Entre las características más importantes de Scilab® se destacan su uso sencillo para la implementación de procesos matemáticos complejos, su capacidad de integración con otros productos software (Java, C++, Fortran), su analogía con herramientas con mayores características como MATLAB y su compatibilidad con varios sistemas operativos. Adicionalmente, su característica de código abierto o uso libre para cualquier plataforma o sistema operativo y su baja exigencia computacional lo hacen atractivo para su utilización en el presente trabajo de grado.

4.3.4 Plan de Pruebas

Para determinar algunos parámetros de configuración, como el número máximo de usuarios atendidos en cada realización que no generara una duración muy larga en el tiempo de simulación, fue necesario realizar una

⁴⁶<http://www.scilab.org/>

cierta cantidad de pruebas para cada tipo de servicio ofrecido en WCDMA. A partir de ahí se definió el plan de pruebas que determinó la obtención de los resultados enunciados más adelante, con el fin de facilitar el análisis de la capacidad mediante control de potencia y detección multiusuario. En la Tabla 4.4 se define el plan de pruebas definido para los servicios a 12.2, 64, 144 y 384 Kbps.

Tabla 4.4 Plan de pruebas para diferentes servicios.

Velocidad Transmisión (Kbps)	Eficiencia del detector β	Número de Usuarios
12.2 Kbps para E_b/N_0 11.9 dB	0	30, 60, 90, 120
	0.1	30, 60, 90, 120
	0.3	30, 60, 90, 120
	0.7	30, 60, 90, 120
	1	30, 60, 90, 120
64 Kbps para E_b/N_0 9.2 dB	0	10, 20, 30, 40
	0.1	10, 20, 30, 40
	0.3	10, 20, 30, 40
	0.7	10, 20, 30, 40
	1	10, 20, 30, 40
144 Kbps Para E_b/N_0 8.4 dB	0	5, 10, 15, 20
	0.1	5, 10, 15, 20
	0.3	5, 10, 15, 20
	0.7	5, 10, 15, 20
	1	5, 10, 15, 20
384 Kbps Para E_b/N_0 8.8 dB	0	5, 10
	0.1	5, 10
	0.3	5, 10
	0.7	5, 10
	1	5, 10

La implementación del plan de pruebas finalmente permitió determinar el valor de las potencias de transmisión de los UEs, varianza de potencia, la carga promedio en el UL, número de usuarios atendidos en el sistema, la probabilidad de degradación por limitación de potencia, porcentaje de limitación intrínseca. Dichos valores de medición se obtuvieron a partir de la utilización de los parámetros básicos en la simulación del sistema, como son el número de usuarios y su ubicación dentro del escenario, E_b/N_0 según el tipo de servicio y el valor de eficiencia del detector multiusuario.

4.4 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A continuación se presentan los resultados obtenidos de la simulación del sistema WCDMA bajo las condiciones y características mencionadas. Para cada una de las configuraciones propuestas en el plan de pruebas, se ejecutaron al menos 10000 realizaciones, lo cual permitió obtener un resultado estadísticamente válido para su posterior análisis. Debido a la limitación por interferencia de WCDMA, se toma como referencia la BS que es más afectada por la MAI en el entorno de simulación propuesto, en este caso, aquella que se encuentra en el centro del escenario de simulación propuesto.

Como ejemplo se presentan los histogramas de potencia y factor de carga de la Estación Base 5 (BS-5) con una eficiencia de detección de 0.1 y 0.7 para el servicio de 12.2 Kbps. La Figura 4.4 y la Figura 4.5 muestran los factores de carga de la BS-5 con 60 usuarios y una eficiencia de 0.1 y 0.7 respectivamente. La Figura 4.6 y la Figura 4.7 muestran los factores de carga de la BS-5 con 120 usuarios y una eficiencia de 0.1 y 0.7 respectivamente para el mismo servicio. Adicionalmente se presentan la Figura 4.8 y la Figura 4.9, las cuales muestran los histogramas de potencias de transmisión durante las realizaciones para un servicio de 12.2 Kbps, con 60 usuarios y eficiencia de detección de 0.1 y 0.7 respectivamente. La Figura 4.10 y la Figura 4.11 muestran los histogramas de potencias de transmisión para el mismo escenario y parámetros de configuración para 120 usuarios. En la figura 4.4 se puede observar que la moda del porcentaje de carga para 60 usuarios se encuentra alrededor del 50%. Igualmente, en la figura 4.5 se puede observar que éste valor de moda se mantiene para el incremento del valor de eficiencia a 0.7, sin embargo, se puede notar un leve incremento en los valores del porcentaje de carga superiores al 50%. En las figuras 4.6 y 4.7 para 120 usuarios se puede observar un aumento considerable de la carga debido a la interferencia que estos generan. En estas gráficas, al igual que las mostradas para 60 usuarios, se observa un incremento del factor de carga con el aumento de la eficiencia del detector. Pese a que la utilización de detectores multiusuario permite controlar la interferencia intracelular como se observó en las ecuaciones de factor de carga, este factor permanece alrededor de valores estables y con leves incrementos para un mayor valor

de eficiencia de detección debido a que el control de potencia en conjunto con el detector multiusuario nivelan la carga para permitir un mayor nivel de interferencia, y por tanto, mayor número de usuarios con llamadas activas en el sistema.

Figura 4.3 Factor de carga en UL Estación Base 5 con 60 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.1$

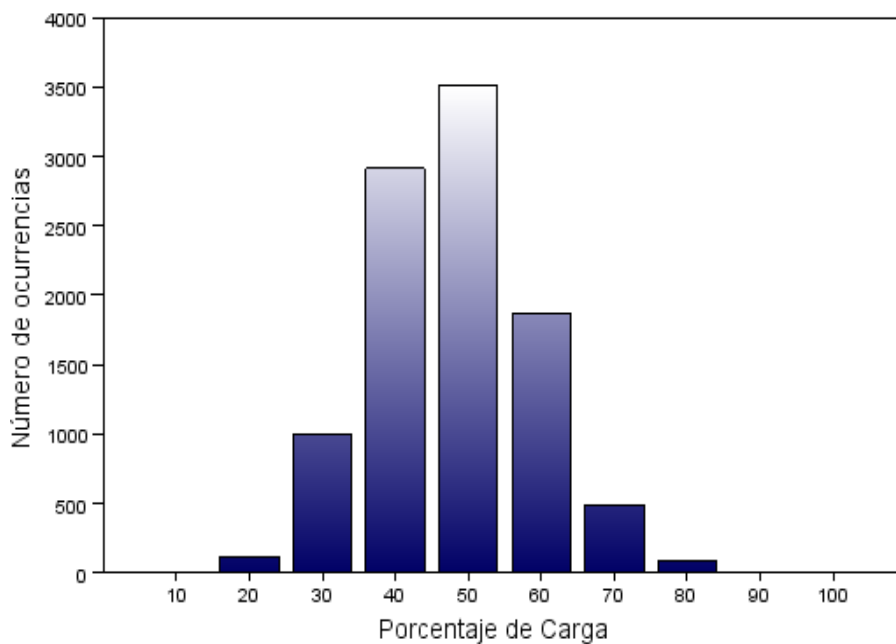


Figura 4.4 Factor de carga en UL estación base 5 con 60 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.7$

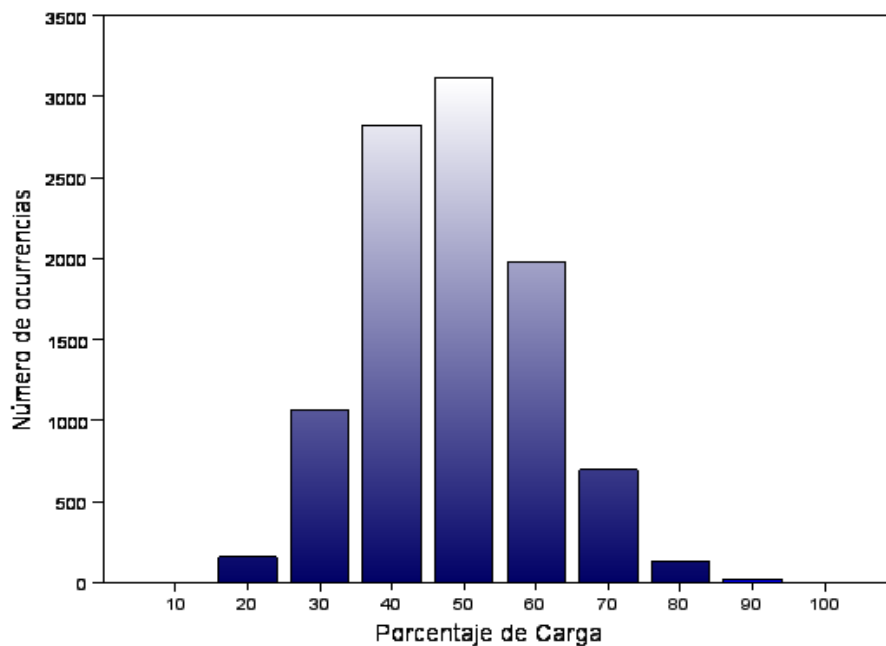
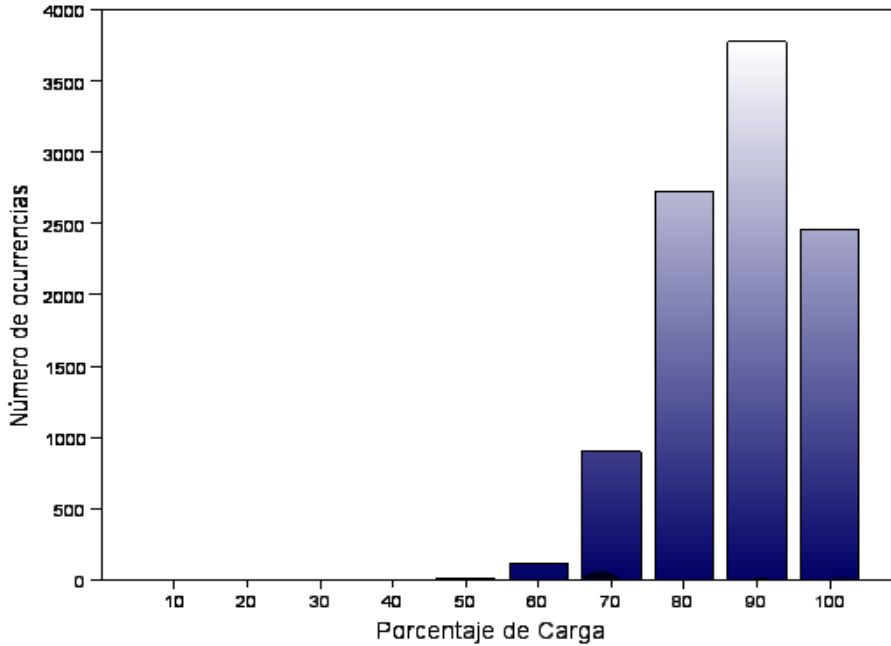
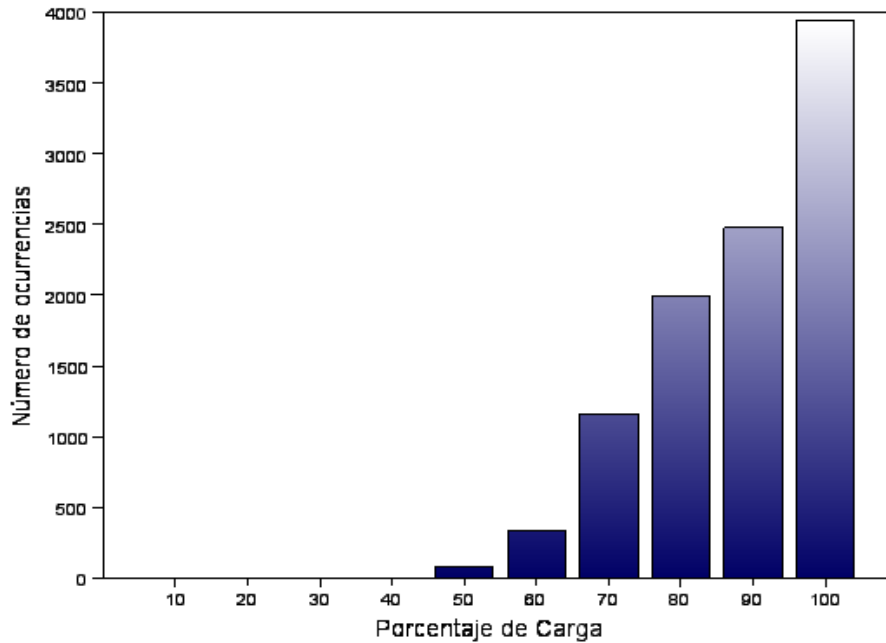


Figura 4.5 Factor de carga en UL estación base 5 con 120 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.1$



El rango de potencias utilizado para los histogramas de potencia de las figuras 4.8 a 4.11 está definido entre los 24 dBm y -51 dBm. En la figura 4.8 se evidencia la utilización del modelo de propagación seleccionado (Berg) complementado con el COST 231 WI alrededor de -27 dBm, debido a que para distancias alejadas de las BS servidoras las pérdidas de Berg son muy altas, y por tanto los UE deben aumentar sus potencias de transmisión. La barra de -51 dBm tiene en cuenta los usuarios que transmiten por debajo de dicha potencia de transmisión. La utilización del modelo de propagación seleccionado generó una dispersión de la potencia mucho mayor que cuando se utiliza un modelo más general para el cálculo de pérdidas como lo es el modelo de propagación Mixto-Peatonal (*Outdoor to Indoor and Pedestrian Test*) (3GPP, 1998) el cual se estudió con detalle en (Quintero, 2010).

Figura 4.6 Factor de carga en UL estación base 5 con 120 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.7$



En la figura 4.9 se observa que con el aumento de la eficiencia del detector a 0.7 existe un incremento del número de usuarios que hacen uso de potencias iguales o inferiores a -27 dBm por lo que se observa el aprovechamiento de la interferencia intracelular en la detección. En las figuras 4.10 y 4.11 se observa una reducción de la moda de potencia en 6dbm, por lo tanto, la utilización de detectores multiusuario permite una disminución en la potencia de transmisión, especialmente en usuarios cercanos a la BS que aprovechan el efecto de guía de onda. Igualmente, se observa un incremento de los usuarios que hacen uso de potencias iguales o inferiores a -51dBm. Esto indica que hay un mayor número de usuarios que aprovechan la disminución de la interferencia intracelular por lo que se les permite transmitir con una menor potencia para adquirir sus respectivos valores de calidad objetivo.

Figura 4.7 Potencia de transmisión promedio en UL estación base 5 con 60 usuarios, servicio de 12.2 Kbps $\beta = 0.1$

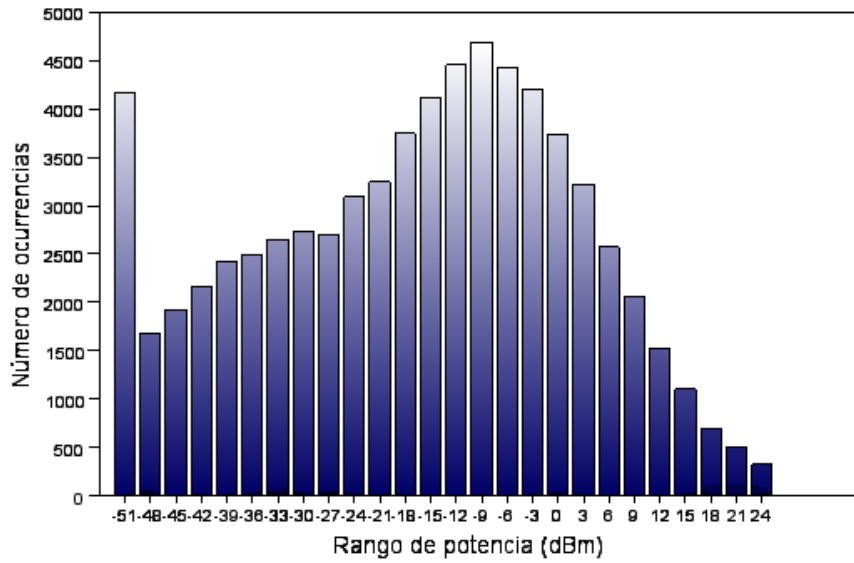


Figura 4.8 Potencia de transmisión promedio en UL estación base 5 con 60 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.7$

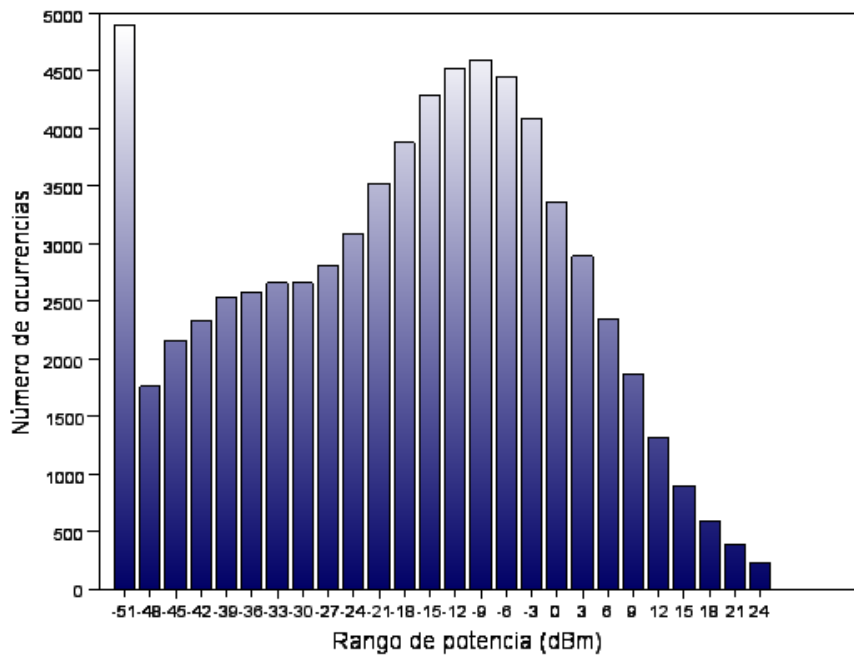


Figura 4.9 Potencias de transmisión en UL estación base 5 con 120 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.1$

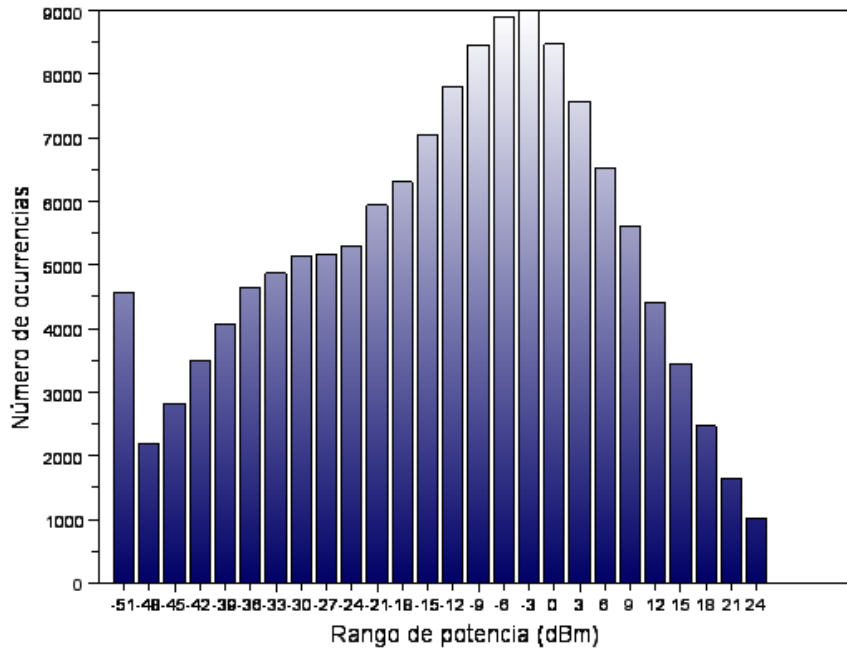
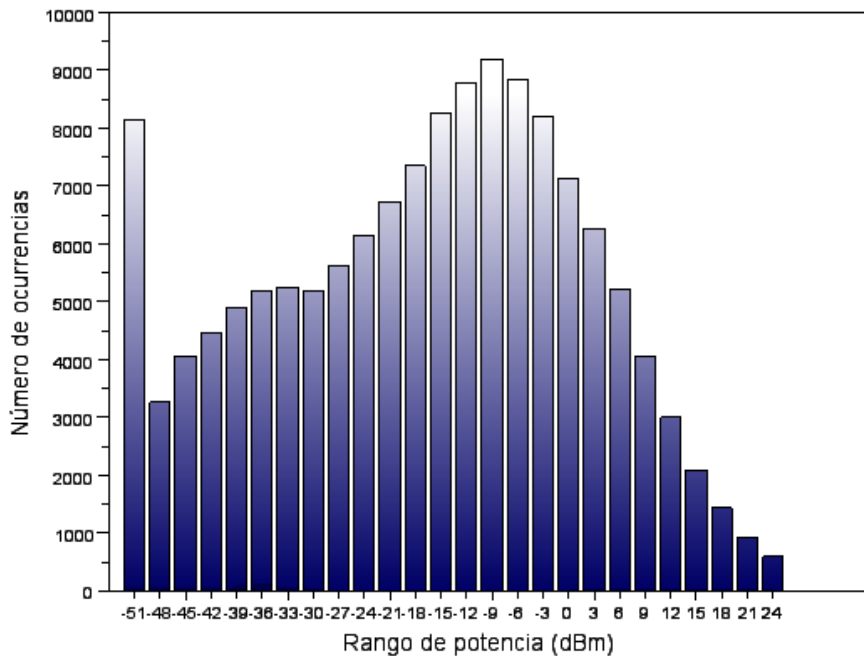


Figura 4.10 Potencias de transmisión en UL estación base 5 con 120 usuarios, servicio de 12.2 Kbps y $\beta = 0.7$



Los resultados obtenidos para cada una de las velocidades de transmisión de datos de referencia, valores de eficiencia y número de usuarios se tabulan desde la Tabla 4.5 hasta la Tabla 4.24 en las que se presentan los resultados

de potencia promedio, varianza de la potencia, factor de carga promedio, moda del factor de carga, probabilidad de degradación global, número de usuarios atendidos por el sistema durante las realizaciones, y porcentaje de limitación intrínseca.

En las tablas 4.5 a 4.9 se observa que a medida que aumenta el valor de eficiencia el promedio del factor de carga se mantiene alrededor de un valor estable y la potencia promedio de transmisión disminuye. Además, la utilización del detector multiusuario se ve reflejada en una disminución de la probabilidad de degradación y en un leve incremento del número total de usuarios atendidos.

Tabla 4.5 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	30	60	90	120
Potencia promedio (dBm)	-18	-17	-15	-12
Varianza de la potencia	342	345	349	345
Factor de carga promedio	22	43	64	81
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20 - 30	40 - 50	70	90
Porcentaje de degradación global	12.41	28.87	56.01	75.97
Número de usuarios atendidos en el sistema	298609	596110	889331	1168503
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0.68	38.94

Tabla 4.6 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	30	60	90	120
Potencia promedio (dBm)	-18	-17	-15	-13
Varianza de la potencia	345	346	347	343
Factor de carga promedio	22	43	63	83
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20 - 30	40 - 50	70	90
Porcentaje de degradación global	11.9	28.09	50.88	78.48
Número de usuarios atendidos en el sistema	298642	596239	890797	1174775
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0.0799	9.33

Tabla 4.7 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	30	60	90	120
Potencia promedio (dBm)	-18	-17	-16	-15
Varianza de la potencia	340	343	347	346
Factor de carga promedio	21	43	64	83
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20 - 30	40 - 50	70	90 - 100
Porcentaje de degradación global	11.4	25.21	44.09	65.37
Número de usuarios atendidos en el sistema	298719	596701	892875	1184912
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0.0099

Tabla 4.8 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	30	60	90	120
Potencia promedio (dBm)	-19	-18	-18	-17
Varianza de la potencia	342	344	344	345
Factor de carga promedio	21	43	65	83
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20 - 30	40 - 50	70	80 - 90
Porcentaje de degradación global	11.16	22.14	34.61	46.96
Número de usuarios atendidos en el sistema	298772	597319	894940	1191727
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

Tabla 4.9 Resultados de la simulación para el servicio de 12.2 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	30	60	90	120
Potencia promedio (dBm)	-19	-18	-18	-18
Varianza de la potencia	340	341	343	342
Factor de carga promedio	22	44	65	84
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20 - 30	40 - 50	70	100
Porcentaje de degradación global	10.58	20.56	30.54	38.75
Número de usuarios atendidos en el sistema	298837	597472	895803	1193962
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

En las figuras 4.12 y 4.13 se establecen las relaciones entre la probabilidad de degradación y el número de usuario en el sistema, en función del valor de eficiencia en detección, para los servicios de 12.2 Kbps y 64 Kbps. En la figura 4.12 se observa que a medida que el número de usuarios del sistema aumenta para cada valor de eficiencia, la probabilidad de degradación también lo hace, debido a que un número mayor de usuarios implica una mayor interferencia presente en el sistema. También se observa que a medida que el valor de eficiencia del detector multiusuario aumenta la probabilidad de degradación disminuye, ya que se está aprovechando en mayor porcentaje el efecto de la interferencia intracelular, lo que permite un incremento en el número de usuarios atendidos en el sistema y por lo tanto, genera un incremento de la capacidad del sistema. Este mismo comportamiento se puede observar en el servicio de 64 Kbps como se muestra en la figura 4.13.

Figura 4.11 Probabilidad de degradación global en función del número de usuarios y de la eficiencia del detector MUD para el servicio de 12.2 Kbps

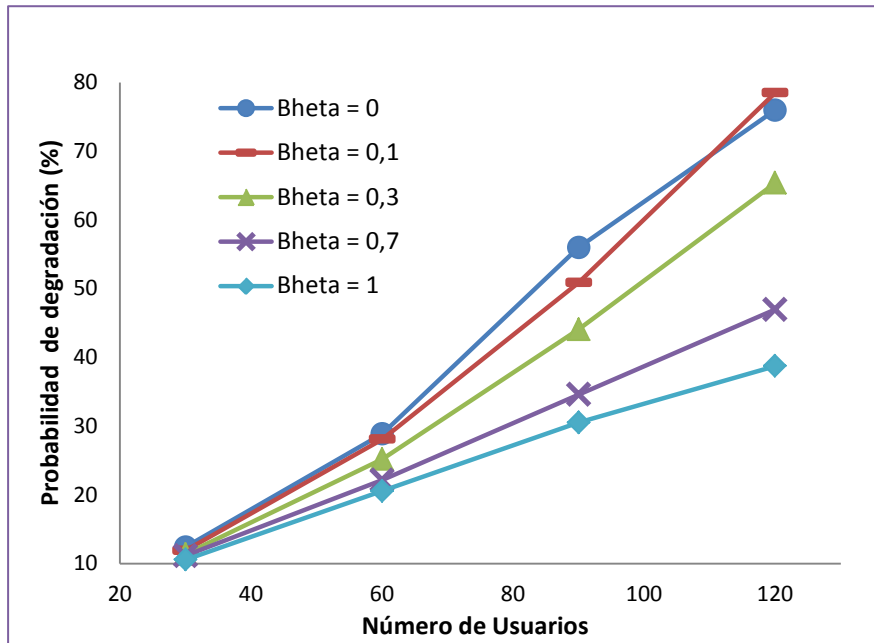
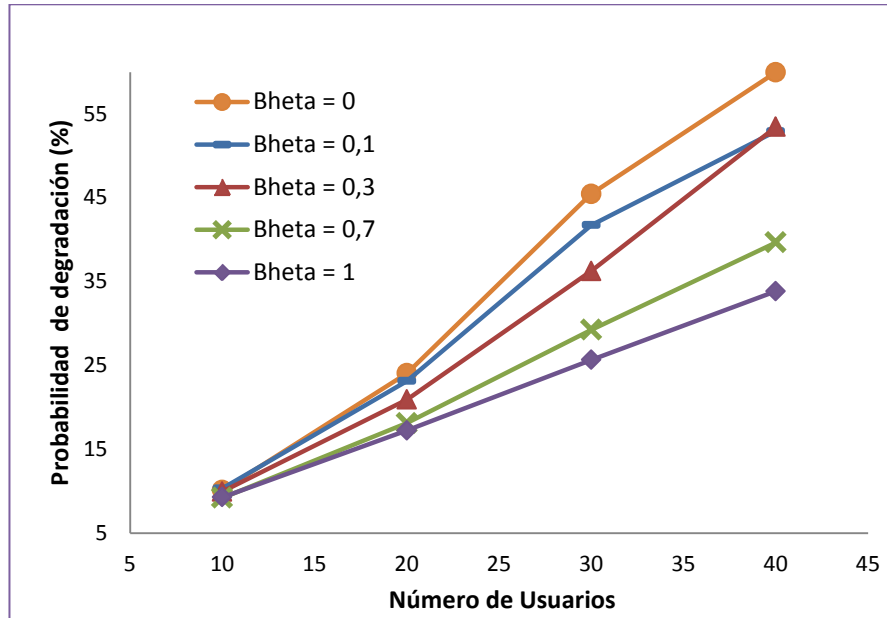


Figura 4.12 Probabilidad de degradación global en función del número de usuarios y de la eficiencia del detector MUD para el servicio de 64 Kbps



Para los diferentes servicios adoptados en la simulación, el comportamiento del sistema con cada uno de ellos es similar, en relación a la utilización de detectores multiusuario como se puede observar en los resultados obtenidos en las tablas 4.10 a 4.24.

Tabla 4.10 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	10	20	30	40
Potencia promedio (dBm)	-14	-13	-11	-10
Varianza de la potencia	346	347	347	341
Factor de carga promedio	19	37	56	71
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20	30 - 50	60 - 70	80
Porcentaje de degradación global	10.13	24.05	45.46	59.97
Número de usuarios atendidos en el sistema	98895	197029	292764	384749
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	16.97	5.5712	42.8832

Tabla 4.11 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	10	20	30	40
Potencia promedio (dBm)	-14	-13	-12	-10
Varianza de la potencia	352	351	347	341
Factor de carga promedio	19	37	56	72
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20	30 - 50	60 - 70	80
Porcentaje de degradación global	10.34	23.14	41.73	52.95
Número de usuarios atendidos en el sistema	98877	197146	293694	388554
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0.0599	3.5772	32.1758

Tabla 4.12 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	10	20	30	40
Potencia promedio (dBm)	-14	-13	-12	-11
Varianza de la potencia	346	347	346	349
Factor de carga promedio	19	37	56	73
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20	30 - 40	60	100
Porcentaje de degradación global	9.95	20.92	36.25	53.46
Número de usuarios atendidos en el sistema	98940	197470	294893	390633
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0.0499	1.826

Tabla 4.13 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	10	20	30	40
Potencia promedio (dBm)	-14	-14	-14	-13
Varianza de la potencia	344	346	347	347
Factor de carga promedio	19	38	57	73
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20	30 - 50	50 - 60	100
Porcentaje de degradación global	9.2	18.12	29.26	39.67
Número de usuarios atendidos en el sistema	99010	197835	296201	394082
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

Tabla 4.14 Resultados de la simulación para el servicio de 64 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	10	20	30	40
Potencia promedio (dBm)	-15	-14	-15	-14
Varianza de la potencia	346	349	347	346
Factor de carga promedio	19	39	58	74
Porcentaje del Factor de carga (moda)	20	40 - 50	50 - 60	100
Porcentaje de degradación global	9.29	17.25	25.66	33.85
Número de usuarios atendidos en el sistema	99006	197982	296710	395199
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

Tabla 4.15 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	5	10	15	20
Potencia promedio (dBm)	-12	-10	-10	-9
Varianza de la potencia	347	346	347	340
Factor de carga promedio	18	33	47	61
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	30	50	70
Porcentaje de degradación global	8.12	19.35	30.14	36.48
Número de usuarios atendidos en el sistema	49146	97716	145781	193077
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0.0099	2.9691	19.4652	55.6541

Tabla 4.16 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	5	10	15	20
Potencia promedio (dBm)	-12	-11	-10	-9
Varianza de la potencia	339	346	346	340
Factor de carga promedio	18	32	48	62
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	30	50	70
Porcentaje de degradación global	8.04	19.19	33.11	47.39
Número de usuarios atendidos en el sistema	49155	97787	145486	191698
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0.229	4.159	22.021

Tabla 4.17 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	5	10	15	20
Potencia promedio (dBm)	-12	-11	-10	-9
Varianza de la potencia	348	341	343	345
Factor de carga promedio	17	33	48	63
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	30	50	100
Porcentaje de degradación global	7.44	17.49	29.1	42.2
Número de usuarios atendidos en el sistema	49217	97974	146288	193606
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0.0099	0.587	5.114

Tabla 4.18 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	5	10	15	20
Potencia promedio (dBm)	-13	-12	-11	-11
Varianza de la potencia	345	342	344	345
Factor de carga promedio	17	33	49	64
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	30	60	100
Porcentaje de degradación global	7.51	15.59	23.47	32.11
Número de usuarios atendidos en el sistema	49215	98233	147164	195714
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

Tabla 4.19 Resultados de la simulación para el servicio de 144 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios			
	5	10	15	20
Potencia promedio (dBm)	-13	-12	-12	-12
Varianza de la potencia	349	341	345	347
Factor de carga promedio	17	34	51	65
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	30	60	100
Porcentaje de degradación global	7.08	14.45	22	28.2
Número de usuarios atendidos en el sistema	49257	98378	147368	196387
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0	0	0

Tabla 4.20 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0$ en la Estación en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios	
	5	10
Potencia promedio (dBm)	-7	-5
Varianza de la potencia	334	320
Factor de carga promedio	35	61
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	90
Porcentaje de degradación global	20.31	34.001
Número de usuarios atendidos en el sistema	47456	92092
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	10.849	71.221

Tabla 4.21 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.1$ en la Estación en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios	
	5	10
Potencia promedio (dBm)	-7	-6
Varianza de la potencia	339	326
Factor de carga promedio	35	63
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	100
Porcentaje de degradación global	19.0006	31.13
Número de usuarios atendidos en el sistema	47671	93344
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	11.087	70.592

Tabla 4.22 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.3$ en la Estación en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios	
	5	10
Potencia promedio (dBm)	-8	-6
Varianza de la potencia	333	325
Factor de carga promedio	36	65
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	100
Porcentaje de degradación global	18.03	26.39
Número de usuarios atendidos en el sistema	47809	94649
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	10.072	70.298

Tabla 4.23 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 0.7$ en la Estación en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios	
	5	10
Potencia promedio (dBm)	-8	-7
Varianza de la potencia	348	326
Factor de carga promedio	37	64
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	100
Porcentaje de degradación global	16.82	37.64
Número de usuarios atendidos en el sistema	48112	94915
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0.951

Tabla 4.24 Resultados de la simulación para el servicio de 384 Kbps y eficiencia de la detección $\beta = 1$ en la Estación en la Estación Base 5

Variables de medición	Número de usuarios	
	5	10
Potencia promedio (dBm)	-8	-8
Varianza de la potencia	336	331
Factor de carga promedio	39	65
Porcentaje del Factor de carga (moda)	10	100
Porcentaje de degradación global	15.65	30.59
Número de usuarios atendidos en el sistema	48234	96085
Porcentaje de limitación intrínseca en el sistema	0	0.0199

En general, en cada uno de los diferentes servicios, se observa que para la configuración del sistema con baja densidad de usuarios, el efecto de la interferencia intracelular es baja, sin embargo, el aumento de la eficiencia del detector multiusuario hace que la probabilidad de degradación disminuya, y por tanto, el número de usuarios atendidos en el sistema aumenta generando una mayor interferencia intercelular, requiriéndose así para los usuarios alejados de la BS asignada, un aumento en la potencia de transmisión para alcanzar la SIR objetivo del servicio que utiliza. Por otro lado, para una mayor densidad de usuarios en el escenario de simulación, se observa que el número de usuarios que utilizaron la mínima potencia de transmisión se incrementó. Esto se debe a que la configuración de escenarios con mayor

densidad de usuarios, se ve mayormente afectada por la interferencia intracelular, sin embargo, el aumento de la eficiencia en detección permite disminuir el efecto de dicha interferencia, implicando que un mayor grupo de usuarios transmita con una menor potencia.

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

El presente trabajo de grado se centró en la simulación del comportamiento de un sistema WCDMA en ambientes urbanos, utilizando control ideal de potencia y MUD en el UL, determinando los efectos de la interferencia sobre la capacidad del sistema cuando se utilizan diferentes valores de eficiencia de un de Detector Multiusuario. En la simulación desarrollada se definieron características y parámetros propios de las redes WCDMA, lo cual, junto a las consideraciones tomadas para el proceso de simulación, permitió obtener un modelo de simulación simplificado general y resultados estadísticamente válidos para analizar las limitaciones de éstas redes a nivel de sistema.

En este capítulo se presentan las conclusiones del análisis de la simulación planteada en el capítulo anterior y temas futuros de investigación que pueden derivarse de dicho análisis con el objetivo de proponer nuevos estudios enfocados a redes de acceso en sistemas 3G, siendo estos la base de los actuales sistemas 4G.

5.1 CONCLUSIONES

En general, la implementación de sistemas de detección multiusuario en redes celulares permite que los efectos de la Interferencia intracelular sean mitigados, disminuyendo el deterioro causado en la calidad de las comunicaciones de usuario. Por esta razón, se puede inferir que la utilización de detectores multiusuario permite potencias de transmisión más bajas, principalmente de los usuarios más cercanos a las BS que aprovechan el efecto de guía de onda propio de entornos urbanos, contribuyendo al ahorro de energía en los dispositivos móviles; sin embargo, la utilización de control ideal de potencia junto a detectores multiusuario permite alcanzar valores estables del factor de carga, y por ende, de la MAI, permitiendo ofrecer servicios de comunicación a un mayor número de usuarios en el sistema, por lo que los niveles de potencias de transmisión promedio se mantienen alrededor de los niveles estables, y la utilización de sistemas de

detección multiusuario se hace transparente para la mayoría de los usuarios del sistema, debido a que su potencia de transmisión no disminuye.

En la práctica, se determina la capacidad de los sistemas WCDMA cuando el número máximo de usuarios en el sistema genera una probabilidad de degradación no superior al 5%. Dicho concepto no pudo ser aplicado para determinar la capacidad exacta del sistema simulado debido a la alta probabilidad de degradación obtenida; sin embargo se pudo observar un incremento en el número total de usuarios del sistema en función de la eficiencia del detector. Las consideraciones hechas sobre la simulación permitieron mayor simplicidad en la implementación, sin embargo, los resultados obtenidos solo se consideran teóricos, cuyo propósito es lograr una mejor comprensión del comportamiento del sistema haciendo uso de detectores multiusuario, es decir, a menos que se permita la implementación de un sistema que abarque otras características particulares del sistema WCDMA como lo son los procedimientos asociados a la RRM, no es posible utilizar este procedimiento de simulación para la planificación de redes celulares WCDMA.

En el proceso de definir el límite máximo de usuarios que la simulación pudiera soportar, se observó que la exigencia computacional requerida para el proceso de simulación es una función del número de usuarios en el sistema, alcanzando en algunas ocasiones un tiempo de simulación demasiado extenso. Este tiempo de simulación también está relacionado con el número de estaciones base presentes en el sistema, por lo que se seleccionó un escenario de simulación que permitiera utilizar un número reducido de ellas. Adicionalmente el tipo de modelo de propagación seleccionado elevó aún más la carga computacional del sistema, puesto que requería un gran número de procedimientos para determinar las pérdidas de propagación relacionadas a un solo usuario. Lo anterior hizo que el número máximo de usuarios escogidos para realizar las simulaciones, además de las altas pérdidas de propagación obtenidas a partir de este modelo, fuera reducido en comparación a las dimensiones del escenario definido.

Ante la dificultad de la adquisición o construcción de sistemas de telecomunicaciones, Scilab® resultó una herramienta muy útil a la hora de implementar la simulación propuesta, dando una visión general del funcionamiento de dichos sistemas. La aplicación software desarrollada en este trabajo de grado mediante Scilab® puede ser considerada como soporte

para el proceso de enseñanza y aprendizaje en el área de sistemas de comunicaciones móviles e inalámbricas, fundamentado en sistemas 3G o posteriores evoluciones. El diseño de la simulación permite la implementación de nuevas características o funcionalidades, a fin de consolidar la aplicación como una herramienta de simulación útil para el proceso de aprendizaje en el área antes mencionada.

5.2 LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Según el análisis realizado en el presente trabajo de grado y teniendo en cuenta las consideraciones tomadas para la simulación, se proponen las siguientes líneas futuras de investigación, para que sean tomadas en cuenta en futuros estudios sobre sistemas móviles celulares:

- ✓ Buscar un método de asignación de Equipos de Usuario (UE) a Estaciones Base (BS) que permita distribuir de manera más eficiente la carga en el sistema.
- ✓ Analizar el comportamiento del sistema cuando se adicionan femtoceldas o celdas de menor cobertura, a un ambiente celular con microceldas mediante la utilización de detección multiusuario y control ideal de potencia.
- ✓ Aplicar otros mecanismos de Gestión de Recursos Radio (RRM) que puedan mejorar la capacidad del sistema celular como el control de admisión y el control de congestión.
- ✓ Realizar simulaciones teniendo en cuenta aspectos específicos del entorno como el tipo de material y grosor de las paredes de los edificios, número de pisos y paredes, sectorización de celdas, control de traspaso, diversidad de tiempo y/o frecuencia, patrones de radiación e inclinación de antenas de estaciones base (*Tilt*).
- ✓ Diseño de una simulación básica dinámica en donde se tenga en cuenta aspectos de movilidad de los usuarios en tráfico vehicular, aplicando la grilla Manhattan para modelamiento del entorno urbano.

REFERENCIAS

3GPP, 1998. *Selection procedures of the choice of radio transmission technologies of the UMTS*, s.l.: s.n.

3GPP, 2010. *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD). 3GPP TS 25.104 version 9.2.0 Release 9*, s.l.: s.n.

Carlson, B., 1992. *Sistemas de Comunicación*. Segunda edición ed. s.l.:McGraw Hill.

Carlson, B. A. & Crilly, P. B., 2002. *Communication Systems*. Fourth ed. s.l.:Mc Graw Hill.

Cevallos, C. O., 2006. *Análisis y desarrollo de un Software de modelos y simulación d eun canal móvil para las bandas 850 MHz. Y 1900 MHz*, Sangolquí: s.n.

Chávez, P. & Reinoso, A., 2004. *Diseño de una Red Móvil de Comunicación utilizando Tecnología de espectro ensanchado en la ciudad de Guayaquil en la banda de Frecuencia ICM (2.4 - 2.4835) Ghz \equiv (2400 - 2483.5) Mhz*, s.l.: Escuela Superior Politécnica del Litoral.

Corral, G., 2006. *DETECCIÓN MULTIUSUARIO Detección Multiusuario para Canales Codificados con Señales en el Espacio Euclidiano*, s.l.: s.n.

Díaz, S., 2010. *Diseño y desarrollo de una aplicación en ArcGIS del modelo de propagación COST 231*, s.l.: s.n.

Ericsson, 2006. *WCDMA Air Interface StudentBook*. s.l.:s.n.

Ericsson, 2008. *Innovations in WCDMA*.

ETSI, 1998. *Selection procedures of the choice of radio transmission technologies of the UMTS*, s.l.: s.n.

Freeman, R., 2007. *Radio system design for Telecommunications*. Tercera ed. New York: John Wiley and Sons.

García, J. C., Rodríguez, O. A. & Castillo, J. L., s.f. *Desempeño de Modelos de Propagación en Comunicación Móvil para la zona de Caldas Parte 1: Modelos para áreas urbanas*, Manizales - Colombia: s.n.

Garg, M., 2005. *Multi-User Signal Processing Techniques for DS-CDMA Communication Systems*, Bombay: s.n.

Giménez Gandia, J. J., López Sánchez, J. L. S., Gómez-Barquero, D. & Cardona Marcet, N., 2011. Modelos de propagación radio para redes de TDT móvil en la banda UHF. *S&T*, pp. 11-14.

Goldsmith, A., 2005. *Wireless communications*. New York: Cambridge University Press.

H. H. El Morra, A. U. S. A. Z., 2009. Optimum Multiuser Detection CDMA Using Particle Swarm.

Hara, S. & Prasad, R., 1997. Overview o Multicarrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, pp. 126-133.

Holma, H. & Toskala, A., 2007. *WCDMA for UMTS:HSPA evolution and LTE*. Cuarta ed. s.l.:John Wiley and Sons.

Jaana, L., Wacker, A. & Novosad, T., 2006. *Radio network planning and optimisation for UMTS*. Segunda ed. s.l.:John Wiley & Sons Ltd.

Kabashima, Y., 2003. A CDMA Multiuser Detection Algorithm on the Basis of Belief Propagation.

Lupas, R. & Verdú, S., 1990. Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels. *IEEE Transactions on Communications*.

Mendo, L., 2001. *Capacidad en Sistemas Celulares W-CDMA*, Madrid: Universidad Politécnica de Madrid.

Muñoz, M. d. P. & Valdés, J. A., 2010. *Análisis de Interferencia en Femtoceldas para WCDMA*, Popayán: Universidad del Cauca.

Nawrocki, M. J., Dohler, M. & Aghvami, A., 2006. *Understanding UMTS radio network modelling*. s.l.:John Wiley & Sons.

Peebles, P. Z., 2006. *Principios de probabilidad, variables aleatorias y señales aleatorias*. Cuarta ed. Madrid: McGraw-Hill.

Pérez, J., Sallent, O. & Agustí, R., 2005. *Radio Resource Management Strategies in UMTS*. s.l.:John Wiley & Sons.

QUALCOMM Incorporated, 2006. *WCDMA (UMTS) Deployment Handbook*. Primera ed. s.l.:John Wiley & Sons Ltd.

Quintero, V. M., 2010. *Evaluacion del Desempeño de Sistemas de Comunicacion Móvil Celular de Tercera Generacion W-CDMA*, Popayán: Universidad del Cauca.

Quintero, V. M., 2010. *Evaluacion del Desempeño de Sistemas de Comunicacion Móvil Celular de Tercera Generacion W-CDMA*, Popayán: Universidad del Cauca.

Rábanos, J. M., 2004. *Comunicaciones móviles*. Segunda ed. Madrid: Centro de Estudios Ramón Areces.

Romero, J. P., Sallent, O., Agustí, R. & Díaz Guerrero, M. A., 2005. *Radio Resource Management Strategies in UMTS*. s.l.:John Wiley & Sons.

Stüber, G. L., 2002. *Principles of Mobile Communication*. Segunda ed. Georgia(Atlanta): Kluwer Academic Publishers.

Tomasi, W., 2003. *Sistemas De Comunicaciones Electrónicas*. Cuarta ed. s.l.:Prentice Hall.

Torrieri, D., 2005. *Principle of Spread-Spectrum Communication Systems*. Boston: Springer.

Verdú, S., 1998. *Multiuser Detection*. s.l.:Cambridge University Press.