

TESIS DEFENDIDA POR
Alejandro Javier Pardo Santana
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director del Comité

Dr. Roberto Conte Galván

Miembro del Comité

Dr. José Rosario Gallardo López

Miembro del Comité

Dr. Carlos Alberto Brizuela Rodríguez

Miembro del Comité

Dr. José Rosario Gallardo López

*Jefe del Departamento de Electrónica
y Telecomunicaciones*

Dr. Luis Alberto Delgado Argote

Director de Estudios de Posgrado

Agosto del 2003

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CAPACIDAD DE SISTEMAS CDMA CON ANTENAS
INTELIGENTES

TESIS

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

ALEJANDRO JAVIER PARDO SANTANA

Ensenada, Baja California. México. Agosto del 2003.

RESUMEN de la Tesis de **Alejandro Javier Pardo Santana**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO en CIENCIAS en ELEC-TRÓNICA y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Agosto del 2003.

CAPACIDAD DE SISTEMAS CDMA CON ANTENAS INTELIGENTES

Resumen aprobado por:

David Hilario Covarrubias Rosales

Director de tesis

La telefonía celular inalámbrica móvil es una de las áreas de las telecomunicaciones más vastas, la cual se enriquece día a día, tanto en investigación, desarrollo y penetración en la población mundial, siendo hoy más que un artículo de lujo, una herramienta de comunicación básica para cualquier persona, independientemente de su profesión y condición socioeconómica. Adicionalmente, se han terminado los años de monopolio por parte de los primeros operadores celulares, existiendo una franca competencia comercial y económica por parte de los nuevos operadores celulares que han sido autorizados para prestar sus servicios de voz y datos en las nuevas bandas del espectro radioeléctrico asignadas para este servicio. Adjunto a la oferta de varios operadores celulares existentes en el mercado, actualmente hay una amplia oferta de tecnologías celulares digitales, cada una con sus ventajas y desventajas, pero todas con el mismo objetivo: prestar servicio a los usuarios con la mayor calidad de servicio posible, y para ello, tratando de minimizar costos y la cantidad de espectro utilizado, siendo este último recurso el más limitado para el diseño y la optimización de las redes celulares. Una área de desarrollo muy importante en los sistemas celulares son las antenas inteligentes, las cuales, basándose en la configuración de arreglos geométricos de elementos individuales de antenas, buscan optimizar las coberturas de las estaciones base, minimizando drásticamente el nivel de interferencias en zonas críticas, principalmente en entornos densamente urbanos, en los cuales el tráfico de llamadas cursadas y la movilidad de los usuarios son elevados.

En esta tesis investigamos y evaluamos las mejoras en la capacidad de los sistemas celulares IS-95 CDMA mediante el empleo en sus estaciones base de arreglos lineales de antenas, modelando y simulando los parámetros de la probabilidad de error en el bit y la probabilidad de interrupción, concluyendo que el empleo de esta configuración geométrica eleva considerablemente la capacidad en términos del número de usuarios que puede atender cada estación base, disminuyendo la cantidad de infraestructura necesaria para prestar el servicio y los costos de implementación y optimización de las redes celulares.

Palabras clave: *Acceso múltiple por división de código (CDMA), arreglos lineales de antenas, planificación celular, capacidad, probabilidad de error en el bit y probabilidad de interrupción.*

ABSTRACT of the Thesis of **Alejandro Javier Pardo Santana**, presented as a partial requirement to obtain the MASTER in SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. August of 2003.

CAPACITY OF CDMA SYSTEMS WITH SMART ANTENNAS

Abstract approved by:

David Hilario Covarrubias Rosales

Thesis director

The mobile wireless cellular telephony is one of the vastest areas of the telecommunications, which become rich day to day, as much in investigation, development and penetration in the world-wide population, being today more than a luxury article, a basic tool of communication for any person, independently of its profession and socio-economic condition. Additionally, the years of monopoly on the part of the first cellular operators have been finished, existing a frank commercial and economic competition on the part of the new cellular operators who have been authorized to serve their voice and data services in the new assigned bands of the radioelectric spectrum for this service. Associate to the supply of several existing cellular carriers in the market, at the moment is an ample proposal of digital cellular technologies, each one with its advantages and disadvantages, but all with the same objective: to serve to the users with the greater possible quality of service, and for it, trying to diminish costs and the amount of used spectrum, being this last resource the most limited for the design and the optimization of the cellular networks. An area of very important development in the cellular systems is the smart antennas, which, being based on the configuration of geometric arrays of individual elements of antennas, look for to optimize the coverage of the radiobase stations, diminishing drastically the level of interferences in critics zones, mainly in densely urban environments, in which the traffic of attended calls and the mobility of the users are elevated.

In this thesis we investigated and evaluated the improvements in the capacity of the cellular systems IS-95 CDMA by means of the use in its radiobase stations of linear arrays of antennas, modeling and simulating the parameters of the bit error rate probability and the outage probability, concluding that the use of this geometric configuration considerably increases the capacity in terms of the number of users that can serve each radiobase station, diminishing the amount of infrastructure necessary to serve and the costs of implementation and optimization of the cellular networks.

Keywords: *Code division multiple access (CDMA), lineal arrays of antennas, cell planning, capacity, bit error rate probability, outage probability.*

DEDICATORIA

A mis amados padres María Cristina Santana Pinal y Javier Alejandro Pardo Mercado.

A mi querida hermana Berenice Pardo Santana.

A Dios.

AGRADECIMIENTOS

A mi amigo y director de tesis doctor David Covarrubias, por sus consejos, confianza y apoyo en toda mi estancia en el CICESE.

Al distinguido comité de tesis Dr. Carlos Brizuela, Dr. Roberto Conte y Dr. José Rosario Gallardo, por sus enseñanzas y consejos durante los cursos y el trabajo de tesis.

A Joaquín Beas, Ricardo Cuesta, Rodrigo de la Peña y Salvador Ramírez, por su hermandad, consejos y apoyo incondicional.

A Cuauhtémoc Castro, Miguel Chávez, Victor Espíndola, Francisco Hirata, José Luis Mendoza, Myriam Meza, José Navarrete y Karina Raya, por soportarme y darme su amistad.

A Manuel Meranza y Victor Valles por su amistad y apoyo.

A Horacio Soto, por su amistad y consejos.

A Dolores Sarracino, por todo su apoyo.

A mis compañeros de trabajo del Grupo de Comunicaciones Inalámbricas: Aldo, Alejandro, Ángel, Claudio, David, Marco, Roberto y Toño. Sus consejos y críticas me ayudaron mucho a mejorar mi trabajo.

A toda mi familia y amigos, por creer en mí y estar al pendiente en todo momento.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a su Facultad de Ingeniería.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por su apoyo económico para mi estancia en el CICESE.

CONTENIDO

I. INTRODUCCIÓN	1
I.1. Antecedentes	1
I.2. Planteamiento del Problema	3
I.3. Marco de Referencia	4
I.4. Objetivo	6
I.5. Metas de la Tesis	6
I.6. Organización de la Tesis	7
II. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL RADIO	9
II.1. Introducción	9
II.2. Propagación en el Canal Radio	10
II.3. Desvanecimientos de Escala Corta	11
II.3.1. Dispersión de la Señal: Dominio del Tiempo de Retardo	14
II.3.2. Dispersión de la Señal: Dominio de la Frecuencia	15
II.3.3. Tipos de Degradación en en Dominio de la Frecuencia	17
II.3.4. Variación en Tiempo del Canal: Dominio del Tiempo	18
II.3.5. Variación en Tiempo del Canal: Dominio del Desplazamiento Doppler (frecuencia).	20
II.3.6. Velocidad de Cruce de Nivel y Duración Promedio del Desvane- cimiento	23
II.4. Desvanecimientos de Escala Larga	27
II.4.1. Probabilidad en la Frontera de la Célula (CBP)	29
II.4.2. Probabilidad del Area de la Célula (CAP)	30
II.5. Resumen	31
III. MODELOS DE PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN	32
III.1. Introducción	32
III.2. Modelos de Pérdidas por Propagación	32
III.2.1. Predicción de Propagación de Radio	32
III.2.2. Clasificación de los Modelos de Propagación	33
III.2.3. Pérdidas por Trayectoria en el Espacio Libre	35
III.2.4. Radiopropagación en Entornos Urbanos	36
III.2.5. Modelo Walfisch-Ikegami	39
III.2.6. Efectos del Entorno Urbano que Afectan a las Pérdidas por Propa- gación en el Modelo Walfisch-Ikegami.	45
III.3. Cálculo del Enlace en Sistemas Móviles Celulares	51
III.3.1. Cálculo de las Pérdidas por Trayectoria para el Enlace de Bajada	53
III.3.2. Cálculo de las Pérdidas por Trayectoria para el Enlace de Subida	56
III.3.3. Cobertura Efectiva de la Célula	58

III.3.4. Aplicación del Modelo Walfisch-Ikegami en el Cálculo del Radio de la Célula	59
III.4. Resumen	61
IV.PLANIFICACIÓN CELULAR	63
IV.1. Introducción	63
IV.2. El Concepto Celular	63
IV.3. Introducción a la Planificación Celular	68
IV.4. Propiedades de la Geometría Celular	70
IV.5. Ingeniería de Tráfico	72
IV.5.1. Modelo Erlang-B	75
IV.6. Eficiencia Espectral y Calidad del Enlace en Sistemas Celulares	76
IV.6.1. Relación C/I contra el Tamaño del “Cluster”	79
IV.6.2. Capacidad de Radio en Sistemas Celulares	83
IV.7. Resumen	86
V. CAPACIDAD DE LOS SISTEMAS CDMA	87
V.1. Introducción	87
V.2. Espectro Ensanchado como Técnica de Acceso Múltiple y su Capacidad	88
V.3. Capacidad del Sistema IS–95 CDMA	92
V.3.1. Análisis de Capacidad para una Célula	94
V.3.2. Análisis de Capacidad para Múltiples Células	98
V.3.3. Probabilidad de Error en DS–CDMA para una Célula	102
V.3.4. Probabilidad de Interrupción en Sistemas DS-CDMA	103
V.4. Resumen	108
VI. CAPACIDAD DE SISTEMAS CDMA CON ARREGLOS LINEALES DE ANTENAS	109
VI.1. Introducción	109
VI.2. Conceptos Básicos de Arreglos de Antenas	109
VI.2.1. Modelado Analítico del Patrón de Radiación del Arreglo Lineal Uniforme de N –elementos	112
VI.2.2. Principales Parámetros del Arreglo Lineal Uniforme	115
VI.3. Probabilidad de Error en DS–CDMA con Antenas Directivas	121
VI.3.1. Probabilidad de Error con Múltiples Estaciones Base	123
VI.4. Análisis de la Probabilidad de Interrupción en Sistemas DS–CDMA con Arreglos de Antenas	130
VI.4.1. Probabilidad de Interrupción del Enlace de Subida con Arreglos Lineales de Antenas	130
VI.5. Resumen	135

VII. APLICACIÓN DE LA TÉCNICA DE ACCESO SDMA A LOS SISTEMAS CELULARES ACTUALES	137
VII.1. Introducción	137
VII.2. Introducción a los Modelos Geométricos de Dispersores	138
VII.3. Introducción a la Técnica de Acceso SDMA	141
VII.3.1. Análisis de Viabilidad de SDMA en los Sistemas Analógicos AMPS	142
VII.3.2. Introducción a los sistemas SDMA/CDMA	145
VII.4. Resumen	148
VIII. CONCLUSIONES Y APORTACIONES	150
VIII.1. Conclusiones Generales	150
VIII.2. Aportaciones	153
VIII.3. Logros Adicionales	154
VIII.4. Trabajos Futuros	154

LISTA DE FIGURAS

1.	CDMA: La potencia de la interferencia total en la banda es igual a la suma de las potencias de los usuarios individuales.	3
2.	Características de los efectos de propagación en el canal radio [Sklar,1997].	10
3.	Desvanecimientos de pequeña escala: mecanismos, categorías de degradación y efectos [Sklar,1997].	14
4.	Perfil de intensidad multitrayectoria [Sklar,1997].	15
5.	Función de correlación espaciada en frecuencia [Sklar,1997].	16
6.	Función de correlación espaciada en tiempo [Sklar,1997].	18
7.	Ilustración del efecto Doppler [Rappaport, 1996]. El punto S representa la fuente radiante fija (estación base).	20
8.	Espectro de potencia Doppler [Sklar,1997].	22
9.	Velocidad del cruce de nivel contra la profundidad del desvanecimiento.	25
10.	Velocidad del cruce de nivel contra la velocidad del móvil.	25
11.	Duración de los desvanecimientos contra la velocidad del móvil.	27
12.	Efecto del desvanecimiento log-normal en las pérdidas por trayectoria y la probabilidad en la frontera de la célula. Donde: $P_{out_{RBS}}$ es la potencia de salida de la estación base; $L_{f_{RBS}}$ son las pérdidas por los cables y conectores; $G_{a_{RBS}}$ es la ganancia de la antena de la estación base; y $P_{in_{MS}}$ es la potencia de entrada en la estación móvil.	30
13.	[Walfisch y Bertoni, 1988] Propagación UHF en presencia de edificios.	38
14.	Modelo Walfisch-Ikegami con LOS vs. el modelo de pérdidas en el espacio libre.	41
15.	<i>a)</i> Parámetros del modelo de propagación Walfisch-Ikegami. <i>b)</i> Definición de la orientación de la calle [Chichon y Kürner, 1994].	42
16.	Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre.	47
17.	Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de los edificios).	48
18.	Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la separación de los edificios).	49
19.	Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de la estación base).	50
20.	Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de la antena de la estación móvil).	51
21.	Concepto del presupuesto del enlace.	52
22.	Radio de la célula contra las pérdidas en el enlace (efecto de la altura de los edificios).	60
23.	Radio de la célula contra las pérdidas en el enlace (efecto de la altura de la estación base).	61
24.	Representación celular hexagonal.	64
25.	Esquema general de una red celular móvil.	67

26.	Ubicación de las células co-canales en una malla hexagonal de células. . .	71
27.	Modelo de Tráfico Erlang-B.	76
28.	Coronas de interferentes alrededor de la célula servidora de interés. . .	77
29.	Eficiencia espectral: número de canales por célula contra la razón C/I y el número de células por “cluster” N	84
30.	Eficiencia espectral para el sistema AMPS.	86
31.	Espectro de la potencia de la señal de datos original y la señal de espectro ensanchado.	90
32.	Canales lógicos del sistema IS-95 DS-CDMA.	93
33.	Capacidad del sistema IS-95, considerando una sola célula.	97
34.	Efecto de la actividad de voz en la capacidad del sistema IS-95 CDMA.	100
35.	Efecto de la eficiencia de reuso en la capacidad del sistema IS-95 CDMA.	100
36.	Geometría para el análisis de capacidad del enlace de subida.	104
37.	Capacidad del enlace de subida para IS-95 CDMA, variando el nivel de interferencia de las celdas vecinas.	107
38.	Lóbulos de un patrón de radiación de una antena direccional: <i>a)</i> representación polar, <i>b)</i> representación lineal.	111
39.	<i>a)</i> Geometría del campo lejano de un arreglo lineal de N elementos isotrópicos colocados en el eje z . <i>b)</i> Diagrama fasorial.	113
40.	Patrón de radiación para un ULA con separación $d = \lambda/2$ entre cada elemento, variando el número de elementos N	116
41.	Patrón de radiación para un ULA con 8 elementos, variando la separación d entre ellos.	116
42.	Directividad para un ULA de N elementos, como función del espaciamiento d/λ	119
43.	HPBW para un ULA de N elementos, como función del espaciamiento d/λ	120
44.	HPBW para diferentes direcciones angulares θ , como función del número de elementos de antena N	121
45.	<i>a)</i> Geometría propuesta en [Rappaport y Milstein, 1992]. <i>b)</i> Geometría para determinar $d_{i,j}$, $d_{i,0}$ y $\varphi_{i,0}$	124
46.	Capacidad en el enlace de subida para IS-95 CDMA, casos omnidireccionales y sectoriales.	129
47.	Capacidad en el enlace de subida de IS-95 CDMA con arreglos lineales de antenas (impacto del número de elementos en el ULA).	134
48.	Probabilidad de interrupción en función del número de usuarios empleando SDMA para un sistema AMPS, considerando un ULA en la estación base con M elementos.	145
49.	Incremento de la capacidad de usuarios al introducir SDMA en un sistema IS-95 CDMA.	148

LISTA DE TABLAS

I.	Número de suscriptores móviles celulares, actualizado a Junio de 2003 [Cellular Online, 2003].	5
II.	Número de suscriptores CDMA a nivel mundial, actualizado a Marzo de 2003 [CDG, 2003].	5
III.	Porcentajes del incremento de suscriptores CDMA a nivel mundial, en el periodo de Marzo de 2002 a Marzo de 2003 [CDG, 2003].	5
IV.	Estadísticas del mercado de telefonía celular en México, actualizado a Marzo de 2003 [COFETEL, 2003].	5
V.	Ensanchamiento de retardo en diferentes entornos celulares [Lee W., 1995].	16
VI.	Valores de la frecuencia Doppler máxima para las bandas celular y PCS.	21
VII.	Restricciones del Modelo Walfish-Ikegami [Chichon y Kürner, 1994]. . .	45
VIII.	Pérdidas por propagación obtenidas por los modelos W-I y espacio libre.	46
IX.	Configuración del tipo de cobertura de una estación base.	65
X.	Relación entre el tamaño de “cluster” y la relación de reuso co-canal. .	72
XI.	Relación C/I para diferentes factores de reuso N y diferente número de interferentes i , con una ley de potencia de 40 dB/década y 38 dB/década.	78
XII.	Relación C/I para diferentes factores de reuso N , con una ley de potencia de 38 dB/década y 40 dB/década (caso omnidireccional).	80
XIII.	Número de células interferentes con antenas direccionales.	81
XIV.	Relación C/I para diferentes factores de reuso N , con una ley de potencia de 38 dB/década y 40 dB/década (caso sectorial).	82
XV.	Estadísticas de capacidad para un sistema AMPS, con un GOS de 1 % y 2%.	85
XVI.	Capacidad de IS-95 de acuerdo a la configuración de las células.	101
XVII.	Capacidad del enlace de subida para IS-95, variando el nivel de interferencia de las celdas vecinas.	108
XVIII.	Capacidad del enlace de subida para IS-95 CDMA, considerando una y múltiples celdas, con y sin sectorización.	129
XIX.	Capacidad de IS-95 CDMA en el enlace de subida con arreglos de antenas, variando el número de elementos del ULA.	134
XX.	Capacidad de IS-95 CDMA en el enlace de subida con arreglos de antenas, variando el ángulo de arribo θ	135
XXI.	Relación entre el CIR y el BER [Ericsson, 1999].	144

I. INTRODUCCIÓN

I.1. Antecedentes

La primera descripción escrita del *concepto celular* se realizó en un memorándum técnico en los laboratorios Bell en 1947, elaborado por D.H. Ring [Young, 1979]. En este informe se detalló el concepto de *reuso de frecuencias* en pequeñas áreas llamadas *células* o *celdas*, existiendo en cada una transmisores con bajas potencias, y un conmutador central para controlar el tráfico. La propuesta también describió el proceso del *traspaso de llamada* “*handoff*”, y contempló la posibilidad de operar en diferentes bandas de frecuencias, algo que hoy en día es una realidad.

La *primera generación (1G)* de sistemas celulares analógicos comenzó en 1978 con el sistema *AMPS*¹ en Norteamérica, con 10 estaciones base cubriendo la ciudad de Chicago, operando en la banda de los 800 MHz [Blecher y Franklin, 1980]. En México, AMPS fue introducido por la empresa Radiomóvil DIPSA, S.A. de C.V. [Telcel, 2003], comenzando a ofrecer sus servicios de telefonía celular en la ciudad de Tijuana, B.C. en 1989, y actualmente forma parte importante de su infraestructura, compartiendo tráfico con los sistemas de segunda generación *D-AMPS*², conocido también como *IS-136* y el sistema *GSM*³, y las tecnologías de transmisión de datos *CSD*⁴, *HSCSD*⁵ y *GPRS*⁶.

Los sistemas de celulares de *segunda generación (2G)* entraron al mercado con dos objetivos principales: ayudar a cubrir la gran demanda de servicio por parte de los usuarios, lo cual era ya imposible con los sistemas analógicos existentes; y el uso eficiente del espectro radioeléctrico, el cual es muy limitado y su administración es uno

¹ *Advanced Mobile Phone Service.*

² *Digital Advanced Mobile Phone Service.*

³ *Global System for Mobile Communication:* estándar celular digital europeo, llamado originalmente Groupe Speciale Mobile.

⁴ *Circuit Switched Data.* Tecnología basada en canales dedicados; permite la transmisión de datos a velocidades de hasta 9.6 kbps.

⁵ *High Speed Circuit Switched Data.* Tecnología que hace posible alcanzar velocidades de hasta 57,6 kbps. Funciona de forma similar a CSD sólo que la velocidad se obtiene combinando varios canales de 14,4 kbps.

⁶ *General Packet Radio Service.* Tecnología de transmisión de datos en paquetes a alta velocidad.

de los principales problemas de los operadores celulares (*carriers*). Aquí entraron en operación dos nuevas propuestas de acceso múltiple: *por división de tiempo (TDMA)*⁷ y *por división de código (CDMA)*⁸.

TDMA emplea la misma técnica de *reuso de frecuencias* que los sistemas analógicos de primera generación, con lo cual es necesario seguir elaborando planes de frecuencias, y en caso de tener redes *duales* (con infraestructura analógica y digital) se torna aún más laboriosa la tarea de asignar frecuencias a las estaciones base, principalmente en redes que cuentan con un número considerablemente alto de células y centrales de conmutación que las comuniquen entre sí, y a su vez sean la interfaz con la red de telefonía fija, conocida como *red telefónica pública conmutada (PSTN)*⁹.

Por otra parte, los sistemas que emplean la técnica CDMA tienen la gran ventaja de distinguir a los usuarios por medio de códigos ortogonales y no por frecuencias, simplificando enormemente el trabajo de los ingenieros de radiofrecuencia en el momento de realizar la planificación de la red.

Con el crecimiento exponencial tanto del tamaño de las redes como del número de usuarios, actualmente se requiere que la *calidad del servicio* que ofrecen los operadores celulares sea más alta, y se tengan que buscar nuevas alternativas para poder mejorarla.

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

1. Disminución de interferencias.
2. Disminución de los traspasos de llamadas entre estaciones base.
3. Mayor área de cobertura.
4. Mejor calidad en el enlace de radio.

⁷ *Time Division Multiple Access.*

⁸ *Code Division Multiple Access.*

⁹ *Public Switched Telephone Network*: accesada principalmente por teléfonos, es la red de telecomunicaciones más extensa a nivel mundial.

5. Aumento en la capacidad, en terminos del número de usuarios activos que puede atender el sistema.

I.2. Planteamiento del Problema

Una meta en los sistemas móviles celulares es controlar el nivel de interferencias, para lo cual es necesario optimizar la cobertura de las antenas. Un método muy adecuado para controlar la cobertura de las estaciones base es el formar *arreglos de antenas*, y esto se logra ensamblando elementos radiantes en una configuración geométrica y eléctrica apropiada [Balanis, 1996]. Para obtener una cobertura sectorizada muy directiva, es necesario que la radiación de cada elemento del arreglo interfiera constructivamente en la dirección deseada, y destructivamente en las no deseadas. Una de las técnicas más empleadas para modificar la respuesta del arreglo es el modificar su configuración geométrica, la cual puede ser lineal, circular, en malla, etc.

Los sistemas CDMA tienen una característica única en el enlace entre la estaciones base y móvil, en la cual la calidad del enlace se deteriora conforme crece el número de usuarios activos en cada sector [Liberti y Rapapport, 1999]. Esto mismo produce que se eleve el nivel de interferencia. Cabe recordar que la porción del espectro asignado a cada estación base se tiene que compartir entre un mayor número de móviles, siendo cada uno de ellos interferente a los demás, como muestra la figura 1.

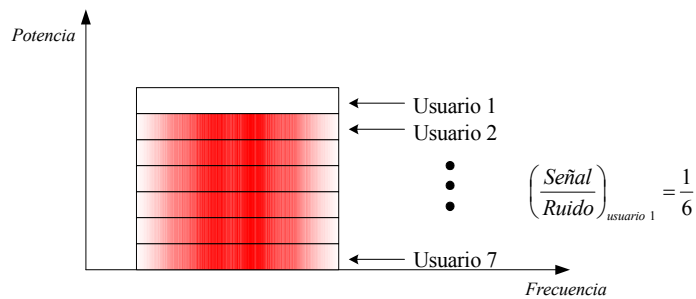


Figura 1: CDMA: La potencia de la interferencia total en la banda es igual a la suma de las potencias de los usuarios individuales.

Aquí es donde entran en acción los *arreglos de antenas*, ayudando a obtener coberturas más controladas, menos interferencia y consecuentemente mayor capacidad de usuarios activos. *En el trabajo a desarrollar en la tesis se realizará el modelado de los parámetros relacionados con los puntos anteriores, con el objetivo de evaluar las mejoras en la capacidad global del sistema, así como en la calidad del enlace de radio entre estación base y móvil. En lo anterior se considerará un arreglo lineal de antenas, un entorno de canal radio macrocelular y un sistema (DS-CDMA)¹⁰ de banda estrecha, conocido como el estándar IS-95¹¹.*

I.3. Marco de Referencia

De acuerdo al análisis elaborado por [Alexander Resources, 2002], el servicio ofrecido por tecnología analógica está desapareciendo rápidamente, y el crecimiento de los sistemas digitales está encabezado por GSM, siendo ésta la tecnología celular más usada mundialmente, debido a su uso casi universal en Europa Occidental y su posición dominante en China. CDMA continúa su rápido crecimiento en América y Asia. Por su parte, los otros dos principales estándares celulares digitales IS-136 y *PDC*¹² no se han actualizado y se espera que desaparezcan paulatinamente. Las tablas I, II y III, muestran estadísticas actualizadas del número global de usuarios móviles, incluyendo los suscriptores con tecnología CDMA.

Por otra parte, la tabla IV muestra estadísticas del estado actual del mercado de telefonía celular en México. A partir de estas estadísticas, queda claro que las comunicaciones móviles inalámbricas son una parte fundamental de las telecomunicaciones y de la economía a nivel mundial, y por ende nacional.

Por lo tanto, debido a la fuerte competencia entre los proveedores de servicio para atraer la mayor cantidad de suscriptores, una labor primordial es mejorar las presta-

¹⁰ *Direct-Sequence Code Division Multiple Access.*

¹¹ *Interim Standard –95*: propuesto por la compañía Qualcomm[®], es la norma interina para CDMA en los Estados Unidos de América.

¹² *Personal Digital Cellular.* Sistema celular digital japonés.

Tabla I: Número de suscriptores móviles celulares, actualizado a Junio de 2003 [Cellular Online, 2003].

Total de usuarios analógicos	34 millones
Total de usuarios en Estados Unidos	140 millones
Total global de usuarios GSM	787 millones
Total global de usuarios CDMA	159 millones
Total de usuarios TDMA	120 millones
Total de usuarios europeos	320 millones
Total de usuarios africanos	34 millones
Total de usuarios (3G)	130 millones

Tabla II: Número de suscriptores CDMA a nivel mundial, actualizado a Marzo de 2003 [CDG, 2003].

<i>Periodo</i>	<i>Asia-Pacífico</i>	<i>Norte-américa</i>	<i>Caribe y América Latina</i>	<i>Europa, Medio Oriente y África</i>	<i>Total</i>
Septiembre, 1997	3 350 000	900 000	—	—	4 250 000
Marzo, 1998	7 100 000	2 000 000	124 000	500	9 225 000
Septiembre, 2001	40 200 000	43 404 000	18 205 000	1 375 000	103 184 000
Marzo, 2003	58 701 000	64 450 000	28 620 000	2 450 000	154 221 000

Tabla III: Porcentajes del incremento de suscriptores CDMA a nivel mundial, en el periodo de Marzo de 2002 a Marzo de 2003 [CDG, 2003].

<i>Periodo</i>	<i>Asia-Pacífico</i>	<i>Norte-américa</i>	<i>Caribe y América Latina</i>	<i>Europa, Medio Oriente y África</i>	<i>Total</i>
De Marzo, 2002 a Marzo, 2003	35 %	22 %	30 %	34 %	28 %

Tabla IV: Estadísticas del mercado de telefonía celular en México, actualizado a Marzo de 2003 [COFETEL, 2003].

Miles de usuarios de telefonía móvil	26724.3
Miles de usuarios (prepago)	24718
Miles de usuarios (pospago)	2006
Tráfico en millones de minutos mensuales	2003
Usuarios por cada 100 habitantes (promedio nacional)	25.4

ciones de capacidad y calidad de servicio (QoS)¹³, y una de las alternativas más viables es la introducción de *arreglos de antenas* al sistema. En este trabajo de tesis se investigarán los parámetros que están involucrados con alcance y calidad de servicio en la evaluación de la capacidad de los sistemas CDMA, y se analizará el impacto de los arreglos de antenas en dichos parámetros.

I.4. Objetivo

El objetivo de la tesis es investigar y evaluar las mejoras en la capacidad de los sistemas de comunicaciones móviles celulares mediante el empleo en sus estaciones base de arreglos lineales de antenas. Para ello se modelarán y simularán los parámetros que tienen que ver con el alcance y calidad de servicio en la evaluación de la capacidad de sistemas DS-CDMA de banda estrecha (IS-95), manejando tráfico de voz.

I.5. Metas de la Tesis

Para poder lograr el objetivo general de este trabajo de tesis, se abordarán los siguientes objetivos particulares:

- Investigar las principales características del canal radio en un escenario móvil.
- Investigar y calcular las pérdidas por propagación en un entorno urbano; realizar un análisis del *cálculo del enlace* “*link budget*”¹⁴ para un sistema de comunicaciones móviles; y predecir la cobertura de una estación base celular.
- Analizar los conceptos más importantes de la planificación celular, y optimizar el factor de reuso de frecuencias.

¹³ *Quality of Service*: La especificación de desempeño de un canal o sistema de comunicaciones. La QoS puede ser indicada cuantitativamente por parámetros tales como la relación señal a ruido, la tasa de bits erróneos, el caudal eficaz y la probabilidad de bloqueo.

¹⁴ *Cálculo del enlace*: es el nombre dado al proceso de estimar la potencia en el sitio receptor para un enlace de microondas, tomando en cuenta la atenuación causada por la distancia entre el transmisor y el receptor [Godara, 1997 a].

- Modelado de los parámetros más importantes que intervienen en la capacidad de los sistemas DS-CDMA.
- Modelado y simulación de arreglos lineales de antenas.
- Modelado de la capacidad del sistema IS-95 CDMA en términos del número de usuarios por célula, considerando la pendiente de pérdidas por propagación más adecuada de acuerdo al entorno de radio. Se considera que la planificación celular es sectorial y la estación base trabaja con arreglos lineales de antenas, variando las características geométricas y de radiación del arreglo.

I.6. Organización de la Tesis

Este trabajo de tesis está compuesto por ocho capítulos, con la siguiente organización:

En el capítulo II, *“Caracterización del canal radio”*, se analizan los deterioros del enlace de comunicación móvil introducidos por el canal radio, caracterizando los principales parámetros para su posterior aplicación durante todo el trabajo de tesis.

En el capítulo III, *“Modelos de pérdidas por propagación”*, se modelan las pérdidas por propagación en un entorno urbano empleando el modelo Walfisch-Ikegami [Chichon y Kürner, 1994]; se lleva a cabo el cálculo del enlace entre estaciones base y móvil, y finalmente se realiza una predicción del área de cobertura de una estación base celular en un entorno urbano.

En el capítulo IV, *“Planificación celular”*, se estudia a profundidad la planificación celular, analizando los parámetros más importantes que impactan en la capacidad del sistema y en los costos finales que tendrá el diseño y optimización de las redes de telefonía celular.

En el capítulo V, *“Capacidad de los sistemas CDMA”*, se realiza un análisis y modelado de los principales parámetros que influyen en la capacidad de usuarios que puede atender un sistema IS-95 CDMA, considerando primero el caso de una célula aislada, y después un entorno multicelular.

En el capítulo VI, “*Capacidad de sistemas CDMA con arreglos lineales de antenas*”, se analizan y modelan los parámetros más importantes de los arreglos lineales de antenas. Posteriormente se introducen al análisis de calidad de servicio en los sistemas IS–95 CDMA, con el propósito de elevar la capacidad en términos del número de usuarios que puede atender el sistema.

En el capítulo VII, “*Aplicación de la técnica SDMA a los sistemas celulares actuales*”, se estudia la viabilidad de aplicar la técnica de acceso múltiple SDMA a los sistemas celulares AMPS e IS–95 CDMA.

Por último, en el capítulo VIII, “*Conclusiones y aportaciones*”, se enumeran las conclusiones más importantes obtenidas en esta tesis, así como las aportaciones del trabajo de investigación llevado a cabo en el desarrollo de la misma.

II. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL RADIO

II.1. Introducción

El canal radio es un medio hostil por naturaleza, por lo que es de gran importancia caracterizarlo adecuadamente, y así poder tomar las contramedidas necesarias para emplearlo como un medio de transmisión confiable, en el cual se transmite voz y datos, analógicos y digitales, a diferentes velocidades, con diferentes anchos de banda, esquemas de modulación, técnicas de acceso múltiple y a diferentes frecuencias.

En este capítulo se describen las características más importantes que tiene el comportamiento del canal radio en un escenario móvil, cuyos principales inconvenientes son la movilidad de los terminales de los usuarios, la presencia aleatoria de obstáculos y la degradación del nivel de intensidad de la señal que se tiene con la distancia, los cuales en conjunto afectan grandemente la transmisión de las señales.

Del análisis de los fenómenos que rigen el comportamiento del canal radio, se extraen los más importantes, con el fin de aplicarlos directamente en el estudio de planificación de redes de telefonía móvil celular, ya que de éstos dependerá realizar un trabajo de diseño adecuado, y así poder obtener la mayor capacidad con una alta calidad en el enlace, y utilizando la menor cantidad de recursos posible.

Para lograr lo anterior, se dividirá el análisis del canal radio en dos partes: *escala corta* y *escala larga*. Ambos estudios están enfocados al comportamiento que tiene el canal con variaciones de tiempo y distancia, el cual dará importantes bases para entender el porqué hay la necesidad de mejorar las técnicas de acceso, esquemas de codificación y desarrollar contramedidas para mitigar los problemas del canal. El primero tiene que ver con multitrayectorias y el efecto Doppler, mientras que el segundo se enfocará a analizar los desvanecimientos que se presentan debido al movimiento en distancias largas.

El objetivo de este capítulo es investigar las principales características del canal radio como medio de transmisión, enfocándonos a su comportamiento en un escenario móvil con la finalidad de tener claros los conceptos de radiopropagación, para su posterior aplicación a lo largo de todo el trabajo de investigación de esta tesis.

II.2. Propagación en el Canal Radio

En la figura 2 se muestra un esquema que presenta las características del canal radio, separando a la señal recibida en dos partes: *desvanecimiento de término largo* o *escala larga*, y *desvanecimiento de término corto* o *escala corta* [Sklar,1997].

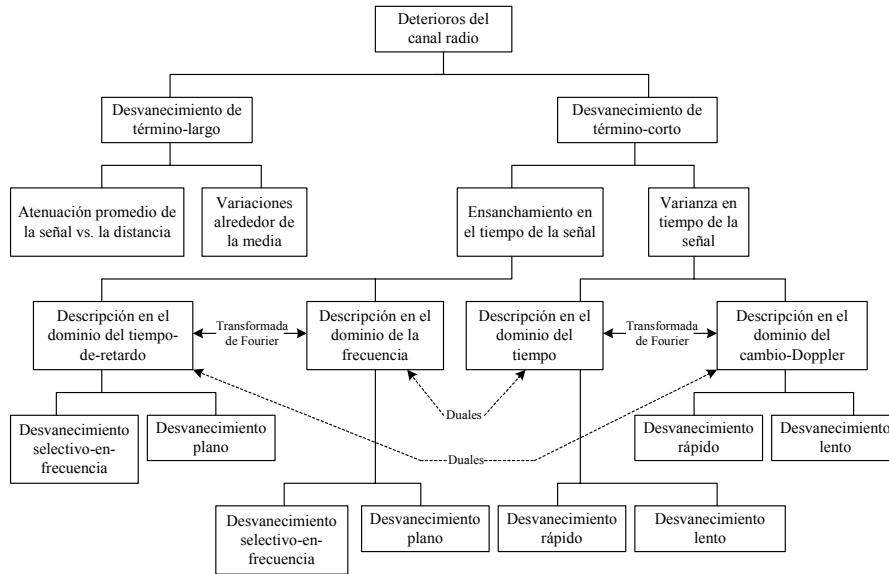


Figura 2: Características de los efectos de propagación en el canal radio [Sklar,1997].

Una señal recibida $r(t)$, puede ser descrita en términos de una señal transmitida $s(t)$ convolucionada con la respuesta al impulso del canal $h_c(t)$. Ignorando la degradación debido al ruido, se tiene:

$$r(t) = s(t) * h_c(t). \tag{1}$$

Para el caso de radio móvil, $r(t)$ puede ser dividida en términos de dos procesos aleatorios [Lee W., 1986]:

$$r(t) = m(t) \times r_o(t) \tag{2}$$

donde $m(t)$ es llamada *componente de desvanecimiento de escala larga*, y $r_o(t)$ es llama-

da componente de desvanecimiento de escala corta. $m(t)$ es también llamado *promedio local* o *desvanecimiento log-normal*, porque su magnitud es descrita por una función de densidad de probabilidad (*pdf*)¹⁵ log-normal, y por su parte $r_o(t)$ es también llamado *multitrayectoria* o *desvanecimiento Rayleigh*.

II.3. Desvanecimientos de Escala Corta

En un sistema móvil inalámbrico, el viaje de la señal desde un transmisor a un receptor rara vez se realiza con visibilidad directa debido a la *topografía*¹⁶ y *morfología*¹⁷ del terreno. En lugar de esto, la señal llega al receptor a través de múltiples trayectorias reflectivas; este fenómeno es llamado propagación *multitrayectoria*. El concepto llamado *desvanecimiento multitrayectoria* es usado para describir las fluctuaciones aleatorias en la amplitud, fase y ángulo de arribo de todas las ondas reflejadas que llegan al receptor. Adicionalmente habrá *pérdidas por trayectoria*, las cuales dependen de la distancia entre las antenas transmisora y receptora, y de la *longitud de onda* (λ)¹⁸ de la señal, en el caso más sencillo que no se presenten obstáculos.

Los tres mecanismos más importantes que impactan en la propagación de las ondas electromagnéticas en un sistema de comunicación móvil son la reflexión, la difracción y la dispersión [Rappaport, 1996]:

- *Reflexión*. Ocurre cuando una onda electromagnética que se propaga choca contra un objeto con dimensiones muy grandes comparadas con su longitud de onda, lo que origina un cambio en su dirección de propagación. Las reflexiones generalmente se presentan con la superficie de la tierra, así como con edificios y estructuras grandes.
- *Difracción*. Se presenta cuando la trayectoria de radio entre el transmisor y el receptor es obstruida por una superficie que tiene formas angulosas para la longitud

¹⁵ *Probability Density Function*.

¹⁶ *Topografía*: conjunto de particularidades que presenta la superficie del terreno.

¹⁷ *Morfología*: formas y estructuras hechas por el hombre.

¹⁸ En comunicaciones móviles inalámbricas, la longitud de onda λ está entre los 15 cm (banda PCS) y los 35 cm (banda celular).

de onda (no hay visibilidad directa), con dimensiones mayores a ésta, provocando que la onda rodee el obstáculo. Las ondas secundarias resultantes se presentan incluso por detrás de los obstáculos. En ocasiones también es llamada *sombreo*, porque el campo difractado puede alcanzar al receptor aún cuando haya sombreado por una obstrucción impenetrable, como lo es un edificio.

- *Dispersión.* Ocurre cuando el entorno a través del cual viaja la onda se compone de objetos con dimensiones que son pequeñas comparadas a su longitud de onda, y donde la cantidad de los dispersores es alta. Las ondas dispersadas son producidas por superficies rugosas y objetos pequeños, como las hojas de los árboles, los señalamientos de las calles, así como los postes.

El *desvanecimiento de término corto* se refiere a los cambios drásticos en la amplitud y fase de la señal que son resultado de pequeños cambios en la distancia (tan pequeños como $\lambda/2$) entre transmisor y receptor. Este tipo de desvanecimiento se manifiesta en dos mecanismos, llamados *ensanchamiento en tiempo de la señal* (o dispersión de la señal), y *variación en tiempo del canal* debido al movimiento. Para aplicaciones de radio móvil, el canal es variante en tiempo porque el movimiento entre transmisor y receptor provoca cambios en la trayectoria de propagación. También se usa el término de *desvanecimiento Rayleigh*, ya que debido a las multitrayectorias y a que no existe componente de visibilidad directa, la envolvente de la señal recibida se describe estadísticamente por una pdf Rayleigh. Por otra parte, cuando existe una componente no desvanecida predominante con visibilidad directa, la envolvente se describe por una pdf Rician [Rappaport, 1996]. La pdf Rayleigh se expresa como

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & , \text{ para } r \geq 0 \\ 0 & , \text{ otro valor} \end{cases} \quad (3)$$

donde r es la amplitud de la envolvente de la señal recibida, y $2\sigma^2$ es la potencia promedio de la señal multitrayectoria. Es importante establecer que para que un desvanecimiento multitrayectoria siga un comportamiento Rayleigh, el entorno de propagación

debe satisfacer las siguientes suposiciones [IEEE, 1988]:

1. Las multitrayectorias interferentes deben variar aleatoriamente en fase y tener aproximadamente la misma potencia.
2. Las fases de las componentes de onda deben estar distribuidas uniformemente en el intervalo $[0 - 2\pi]$.
3. Deben existir al menos cinco multitrayectorias interferentes.

De acuerdo a [Rappaport, 1996], los factores físicos más importantes en el canal de radio propagación que influyen en los desvanecimientos de pequeña escala son:

- La propagación multitrayectoria.
- La velocidad del móvil.
- La velocidad de los objetos dispersores circundantes.
- El ancho de banda de transmisión.

Existen dos tiempos de referencia – el *tiempo de retardo* τ , y el *tiempo de transmisión* t . El primero se refiere a la manifestación del ensanchamiento en tiempo de la señal que resulta de la respuesta al impulso no óptima del canal. El segundo está relacionado a los cambios de posición, a causa de los cambios en la trayectoria de propagación. El cuadro en la figura 3 resume estos dos mecanismos en los dominios del tiempo (*tiempo de retardo*) y de la frecuencia (*cambio Doppler*), y los tipos de degradación que presenta cada uno de ellos.

En el modelado del fenómeno de desvanecimiento realizado en [Bello, 1963], se demuestra que un canal es *estacionario en el sentido amplio WSS*¹⁹ en los dominios del tiempo y de la frecuencia. Con tal modelo, se definieron cuatro funciones que aplican en todo tiempo y en toda frecuencia:

¹⁹ *Wide-sense stationary*: un canal estacionario en el sentido amplio tiene la propiedad de que sus funciones de correlación son invariantes en todo tiempo.

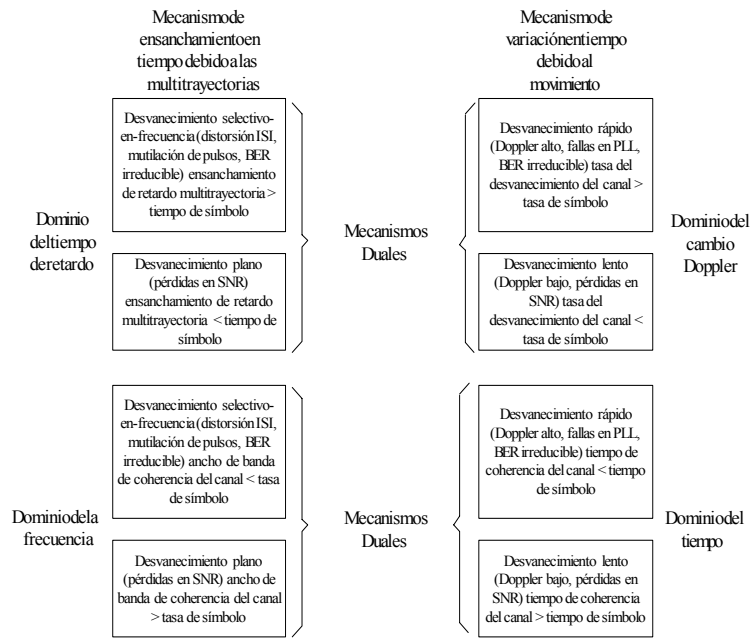


Figura 3: Desvanecimientos de pequeña escala: mecanismos, categorías de degradación y efectos [Sklar,1997].

1. Perfil de intensidad multitrayectoria²⁰.
2. Función de correlación espaciada en frecuencia.
3. Función de correlación espaciada en tiempo.
4. Espectro de potencia Doppler.

II.3.1. Dispersión de la Señal: Dominio del Tiempo de Retardo

Perfil de Intensidad Multitrayectoria. En la figura 4 se muestra el *perfil de intensidad multitrayectoria* $S(\tau)$, también llamado *retardo del espectro de potencia* del canal, contra el *tiempo de retardo* τ . El tiempo de retardo τ representa el retardo de propagación de la señal que excede el tiempo de la primer señal que llega al receptor. El perfil de intensidad multitrayectoria es simplemente la potencia de salida promedio

²⁰ *Multipath-intensity profile.*

del canal como función del tiempo de retardo. El tiempo entre la primer y la última componente recibida representa el *retardo máximo de exceso* T_m , tiempo durante el cual la potencia de la señal multitrayectoria cae por debajo del nivel umbral de la componente más fuerte (entre 10 y 20 dB). El tiempo T_m es llamado también *ensanchamiento multitrayectoria del canal*.

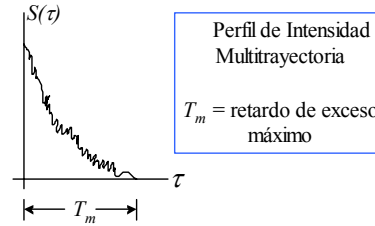


Figura 4: Perfil de intensidad multitrayectoria [Sklar,1997].

Tipos de Degradación en el Dominio del Tiempo de Retardo. En un canal con desvanecimientos, la relación entre el tiempo T_m y el tiempo de símbolo T_s puede ser vista en términos de dos tipos de degradaciones, *desvanecimiento selectivo en frecuencia* ($T_m > T_s$) y *no-selectivo (o plano) en frecuencia* ($T_m < T_s$). La primer condición se cumple cuando las componentes multitrayectoria recibidas de un símbolo se extienden más allá del tiempo de duración del símbolo, en el peor caso. La segunda condición se cumple cuando todas las componentes multitrayectoria recibidas arriban dentro de la duración del tiempo del símbolo.

II.3.2. Dispersión de la Señal: Dominio de la Frecuencia

Función de correlación espaciada en frecuencia. En la figura 5 se tiene la función $|R(\Delta f)|$, llamada *función de correlación espaciada en frecuencia* con $\Delta f = f_1 - f_2$, la cual es la transformada de Fourier del perfil de intensidad multitrayectoria $S(\tau)$. $R(\Delta f)$ representa la correlación entre la respuesta del canal a dos señales sinusoidales como una función de la diferencia en frecuencia entre ellas. $R(\Delta f)$ puede ser vista como la función de transferencia en frecuencia del canal [Sklar,1997].

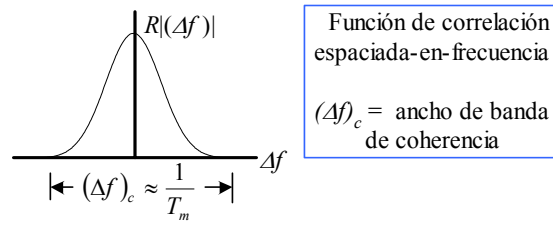


Figura 5: Función de correlación espaciada en frecuencia [Sklar,1997].

Ensanchamiento de Retardo. El *ensanchamiento de retardo* σ_τ indica el grado de ensanchamiento en tiempo del canal, siendo un fenómeno natural causado por las trayectorias de propagación que son reflejadas y dispersadas. Es caracterizado en términos de *(rms)*²¹ como:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \tag{4}$$

donde $\bar{\tau}$ es el retardo de exceso medio, $(\bar{\tau})^2$ es la media al cuadrado, $\bar{\tau}^2$ es el segundo momento, y σ_τ es el la raíz cuadrada del segundo momento central de $S(\tau)$, también conocida como desviación estándar [Rappaport, 1996].

La tabla V [Lee W., 1995] muestra mediciones de ensanchamiento de retardo. En los resultados se demuestra que las áreas urbanas son las que presentan mayores tiempo de ensanchamiento de retardo.

Tabla V: Ensanchamiento de retardo en diferentes entornos celulares [Lee W., 1995].

<i>Tipo de entorno</i>	<i>Ensanchamiento de retardo [μs]</i>
Interiores	< 0.1
Area abierta	< 0.2
Area suburbana	0.5
Area urbana	3

²¹*Root mean square:* raíz cuadrada del promedio de un conjunto dado de números elevados al cuadrado.

Ancho de banda de coherencia. El *ancho de banda de coherencia* $(\Delta f)_c$, es una medida estadística del intervalo de frecuencias sobre el cual el canal transmite todas las componentes espectrales con la misma ganancia y fase lineal. Por lo tanto, representa un intervalo de frecuencias sobre el cual las componentes tienen una alta correlación en amplitud. Mediante una aproximación [Sklar,1997], es posible expresar el ancho de banda de coherencia como:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (5)$$

donde T_m es el *retardo de exceso máximo*. No hay una relación exacta entre el ancho de banda de coherencia y el ensanchamiento de retardo. Existen varias aproximaciones [Sklar,1997], sin embargo, consideramos para este análisis la siguiente expresión [Lee W., 1995]:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \quad (6)$$

En base a esta aproximación, y de acuerdo a las mediciones de William Lee, en un entorno urbano se presenta un ancho de banda de coherencia de 53.05 kHz. En [Rappaport et al., 1990], se reportaron mediciones de ensanchamiento de retardo de 10 μ s a 15 μ s para los peores casos en San Francisco, E.U.A., con lo cual se tienen anchos de banda de coherencia de 10.6 kHz. Estos resultados justifican el empleo de contramedidas tales como la ecualización y el entrelazado en los sistemas celulares comerciales, cuyos anchos de banda son de 30 kHz para los sistemas AMPS e IS-136 D-AMPS, 1.25 MHz para los sistemas IS-95 CDMA, y 200 kHz para la tecnología GSM.

II.3.3. Tipos de Degradación en en Dominio de la Frecuencia

Un canal es *selectivo en frecuencia* si $(\Delta f)_c < 1/T_s \approx W$, donde la tasa de símbolo $1/T_s$ es tomada como igual al ancho de banda de la señal W . En estas condiciones tendremos una condición no deseada en las componentes espectrales de la señal que caen fuera del ancho de coherencia, las cuales serán afectadas diferente e independientemente

comparándolas con las que están contenidas dentro del ancho de banda de coherencia. Este caso se presenta en los canales de los sistemas GSM e IS-95.

Por otra parte, un canal es *no selectivo en frecuencia (plano)* cuando $(\Delta f)_c > W \approx 1/T_s$, situación que se presenta en los canales AMPS y D-AMPS en entornos urbanos. En este caso, todas las componentes espectrales de la señal serán afectadas por la señal de la misma forma. El ancho de banda de coherencia fija un límite superior para la tasa de símbolos que puede ser usada sin sufrir distorsión selectiva en frecuencia [Sklar,1997].

II.3.4. Variación en Tiempo del Canal: Dominio del Tiempo

Hasta este momento se han descrito *la dispersión de la señal y el ancho de banda de coherencia*, parámetros que explican las propiedades de ensanchado en tiempo de la señal en un punto fijo. Sin embargo, éstos no ofrecen información acerca de la variación en tiempo del canal causada por el movimiento entre transmisor y receptor. Un canal de radio móvil es variante en el tiempo porque el movimiento provoca cambios en la trayectoria de propagación, y por ende, la variación en tiempo es equivalente a la variación espacial.

Función de correlación espaciada en tiempo. La *función de correlación espaciada en tiempo* $R(\Delta t)$, mostrada en la figura 6, es la función de autocorrelación de la respuesta del canal a una senoide. Esta función indica hasta qué punto hay correlación entre la respuesta al impulso de una señal enviada en un tiempo t_1 y otra enviada en el tiempo t_2 , donde $\Delta t = t_2 - t_1$.

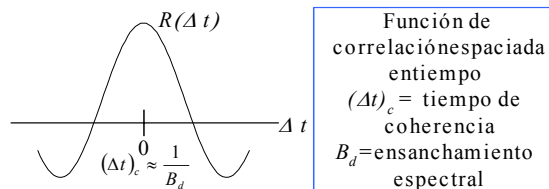


Figura 6: Función de correlación espaciada en tiempo [Sklar,1997].

Tiempo de coherencia. El *tiempo de coherencia* $(\Delta t)_c$, es una medida de la duración del tiempo esperado en el cual la respuesta del canal es invariante.

La función de correlación espaciada en tiempo $R(\Delta t)$ y el tiempo de coherencia nos proporcionan una referencia de la rapidez del desvanecimiento del canal. En [Amoroso Frank, 1996], se describen mediciones del tiempo de coherencia usando un modelo de canal con dispersores, midiendo la correlación estadística entre la combinación de la magnitud recibida y la fase muestreada en una ubicación particular de una antena x_0 , y la correspondiente combinación en una ubicación desplazada $x_0 + \zeta$, con un desplazamiento medido en unidades de longitud de onda λ . Amoroso encontró que para desplazamientos de 0.38λ entre las antenas, las magnitudes y fases de la señal recibida las posiciones x_0 y $x_0 + \zeta$ están estadísticamente descorrelacionadas.

Tipos de Degradación en el Dominio del Tiempo. La naturaleza variante en el tiempo del canal puede ser vista en términos de dos categorías de degradación: *desvanecimiento rápido* y *desvanecimiento lento* [Sklar,1997].

El término *desvanecimiento rápido* es usado para describir canales con $(\Delta t)_c < T_s$, condición no deseada, ya que ésta provoca una disminución de la *relación señal a ruido* (SNR)²², y eleva la *tasa de bits erróneos* (BER)²³.

Un canal sufre *desvanecimientos lentos* si se cumple con $(\Delta t)_c > T_s$. Aquí, el tiempo que el canal se comporta de manera correlacionada es mayor al tiempo de duración de un símbolo transmitido. Por lo tanto, es de esperarse que el estado del canal permanezca sin cambios durante el tiempo en el cual un símbolo es transmitido. La principal degradación en un canal con desvanecimiento lento, al igual que con desvanecimiento plano, es la pérdida en la SNR .

²² *Signal-to-noise ratio.* La razón de la amplitud de la señal deseada a la amplitud de las señales de ruido en un punto dado en tiempo.

²³ *Bit error rate:* razón entre el número de bits de un mensaje incorrectamente recibidos y el número de bits transmitidos.

II.3.5. Variación en Tiempo del Canal: Dominio del Desplazamiento Doppler (frecuencia).

Cambio Doppler. La *frecuencia Doppler* o *cambio Doppler* (f_d), se refiere al cambio aparente en frecuencia de la señal portadora experimentada por un móvil desplazándose bajo condiciones de espacio libre [Yacoub, 1993], como muestra la figura 7. Está dada por:

$$f_d = \left(\frac{v}{\lambda}\right) \cos \theta \quad (7)$$

donde v es la velocidad del terminal móvil, λ es la longitud de onda de la señal en metros y θ es el ángulo de arribo de la señal de *radio frecuencia RF*²⁴ que llega al móvil con respecto su trayectoria de movimiento. Se asume que θ es el mismo ángulo para los puntos X y Y debido a que la fuente S se encuentra a una distancia considerable [Rappaport, 1996]. De la ecuación 7, se concluye que si el móvil se dirige en dirección de arribo de la señal, el cambio Doppler es positivo (la frecuencia recibida se incrementa), y si el móvil se aleja de la dirección de arribo de la onda, el cambio Doppler es negativo (la frecuencia recibida disminuye).

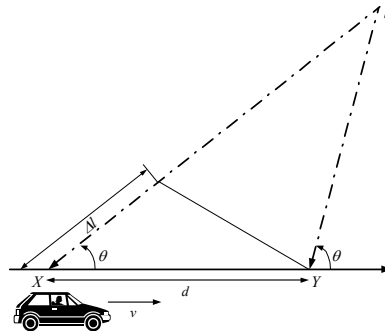


Figura 7: Ilustración del efecto Doppler [Rappaport, 1996]. El punto S representa la fuente radiante fija (estación base).

²⁴Radio Frequency.

La tabla VI nos muestra los valores de la *máxima frecuencia Doppler* para las frecuencias $f = 893.97$ MHz y $f = 1959.99$ MHz en el enlace de bajada, y $f = 825.03$ MHz y $f = 1880.01$ MHz en el enlace de subida, para las bandas celular y (PCS)²⁵, respectivamente.

Tabla VI: Valores de la frecuencia Doppler máxima para las bandas celular y PCS.

<i>Velocidad</i> [km/h]	<i>Banda Celular</i>		<i>Banda PCS</i>	
	<i>Bajada</i> [Hz]	<i>Subida</i> [Hz]	<i>Bajada</i> [Hz]	<i>Subida</i> [Hz]
8	6.62	6.11	14.51	13.93
50	41.39	38.19	90.74	87.04
100	82.78	76.39	181.48	174.08
150	124.16	114.59	272.22	261.11

Los resultados de la tabla (VI) nos muestran que el cambio Doppler es mayor en los sistemas que trabajan en la banda de 1900 MHz, y que a velocidades mayores a los 50 km/h (banda PCS) y 100 km/h (banda celular), este cambio en frecuencia superará los 100 Hz, lo cual no es deseable de acuerdo a los estándares.

Espectro de Potencia Doppler. En la figura 8 se muestra la *densidad espectral de potencia Doppler* $S(f_d)$, graficada como una función del cambio en frecuencia Doppler f_d . La densidad espectral de potencia Doppler $S(f_d)$ es la transformada de Fourier de la función de correlación espaciada en tiempo $R(\Delta t)$ [Sklar,1997]. Este espectro de potencia Doppler nos lleva al conocimiento del ensanchamiento espectral de una sinusoidal transmitida (impulso en frecuencia) en el dominio del cambio Doppler. El espectro $S(f_d)$ nos permite saber qué tanto ensanchamiento espectral se impone sobre la señal como una función de la velocidad de cambio en el estado del canal.

Ensanchamiento Doppler. El ancho del espectro de potencia Doppler es llamado *ensanchamiento espectral* o *ensanchamiento Doppler* (B_d), mostrado en la figura 8, llamado también *ancho de banda de desvanecimiento del canal*. B_d es una medida del

²⁵ *Personal Communication Service.*

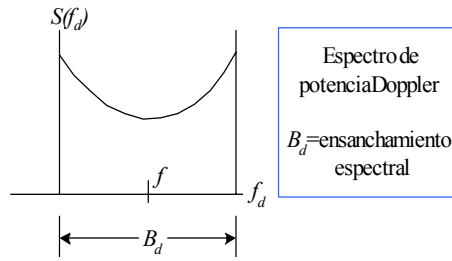


Figura 8: Espectro de potencia Doppler [Sklar,1997].

ensanchamiento espectral causado por la velocidad del tiempo de cambio del canal de radio móvil, y está definido como el intervalo de frecuencias sobre el cual el espectro Doppler es diferente de cero. Si el ancho de banda de la señal en banda base es mucho mayor que el ensanchamiento espectral B_d , los efectos del ensanchamiento Doppler son despreciables en el receptor.

Relación entre el Tiempo de Coherencia y el ensanchamiento Doppler. El *ensanchamiento Doppler* y el *tiempo de coherencia* son parámetros que describen la variación natural en el tiempo del canal en una región de pequeña escala.

El *tiempo de coherencia* $(\Delta t)_c$ es usado para caracterizar la variación de la dispersividad de la frecuencia del canal en el dominio del tiempo. $(\Delta t)_c$ y el ensanchado espectral B_d se relacionan aproximadamente según [Sklar,1997] por:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (8)$$

El tiempo de coherencia es una medida estadística de la duración de tiempo en el cual la respuesta al impulso es invariante, y cuantifica la similitud de la respuesta del canal en diferentes tiempos. Una reciente regla es definir al tiempo de coherencia para una señal con desvanecimientos Rayleigh como [Rappaport, 1996]:

$$(\Delta t)_c = \frac{0.423}{f_m} \quad (9)$$

donde $f_m = v/\lambda$ es el *cambio Doppler máximo*, siendo v la velocidad del desplazamiento del móvil.

Tipos de Degradación en el Dominio del Cambio Doppler. Un canal sufre *desvanecimiento rápido* si la tasa de símbolo $1/T_s$ (aproximadamente igual al ancho de banda W), es menor que la tasa de desvanecimiento, $1/(\Delta t)_c$ (aproximadamente igual al ensanchamiento espectral B_d) [Sklar,1997]:

$$W < B_d \quad \text{ó} \quad T_s > (\Delta t)_c \quad (10)$$

Por otra parte, un canal sufre *desvanecimiento lento* si la tasa de símbolo es mayor a la tasa de desvanecimiento. Por lo tanto, para evitar distorsión en el canal causada por el *desvanecimiento rápido*, se debe satisfacer que:

$$W > B_d \quad \text{ó} \quad T_s < (\Delta t)_c \quad (11)$$

Las condiciones definidas en la ecuación (11) muestran que el ensanchamiento Doppler B_d fija un límite superior en la tasa de símbolos a usar sin sufrir distorsión por desvanecimientos rápidos.

II.3.6. Velocidad de Cruce de Nivel y Duración Promedio del Desvanecimiento

La *velocidad de cruce de nivel (LCR)*²⁶, y la *duración promedio del desvanecimiento (AFD)*²⁷ de una señal con desvanecimientos Rayleigh, son estadísticas importantes que son útiles para el diseño de códigos de control de errores y esquemas de diversidad. Son empleados en los sistemas de comunicación móvil ya que es posible relacionar la velocidad del cambio de nivel con el nivel de intensidad de la señal recibida y la velocidad del móvil. Debido a que se define un margen de desvanecimiento, es apropiado evaluar

²⁶ *Level Crossing Rate.*

²⁷ *Average Fade Duration.*

el desempeño del receptor determinando la velocidad a la cual la señal entrante cae por debajo de un nivel de intensidad de señal (R) dado, y cuánto tiempo en promedio se mantiene por debajo de ese nivel.

Velocidad de Cruce de Nivel. El LCR está definido como la velocidad esperada a la cual la envolvente de la señal con desvanecimiento Rayleigh, cruza un nivel especificado en una dirección positiva [Rappaport, 1996]. El número de cruces de nivel por segundo en un nivel de intensidad de señal R específico está dado por:

$$N(R) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} = n_o n_R \quad (12)$$

donde \dot{r} es la derivada en el tiempo de $r(t)$, $p(R, \dot{r})$ es la función de densidad conjunta de r y \dot{r} cuando $r = R$, f_m es la máxima frecuencia Doppler y el término $\rho = R/R_{rms} = R/2\sigma$ es el valor del nivel específico R , normalizado a la amplitud local rms de la envolvente desvanecida [Reudink, 1974]. Este parámetro nos da una medida de la profundidad del desvanecimiento $n_o = \sqrt{2\pi} f_m$ y $n_R = \rho e^{-\rho^2}$ es el cruce de nivel normalizado independiente de la longitud de onda λ y la velocidad del móvil v .

La velocidad de cruce de nivel es una función de la velocidad del móvil debido a la máxima frecuencia Doppler f_m . La figura 9 nos muestra la velocidad del cruce de nivel contra el parámetro ρ (profundidad del desvanecimiento), para valores de máxima frecuencia Doppler f_m de 10, 20, 50 y 100 Hz. En esta figura se observa que a medida que aumenta el cambio Doppler, se presentan más cruces de nivel por segundo y además con mayor profundidad, concluyendo que el cambio de frecuencia debido al efecto Doppler es un efecto no deseado en un enlace de comunicación móvil.

A su vez, la gráfica 10 nos muestra que se presentan con mayor frecuencia (cruces por segundo) los desvanecimientos con menor profundidad (10 dB) que los que tienen mayor profundidad (40 dB), y que la banda de 1900 MHz es más susceptible a sufrir una mayor cantidad de cruces por segundo que la banda de 800 MHz. También se observa que conforme aumenta la velocidad del móvil, se presenta una mayor cantidad de cruces

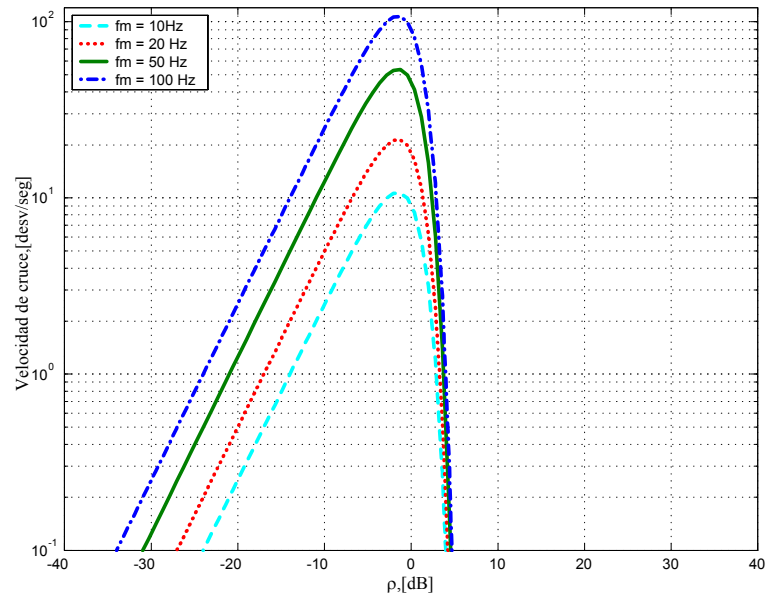


Figura 9: Velocidad del cruce de nivel contra la profundidad del desvanecimiento.

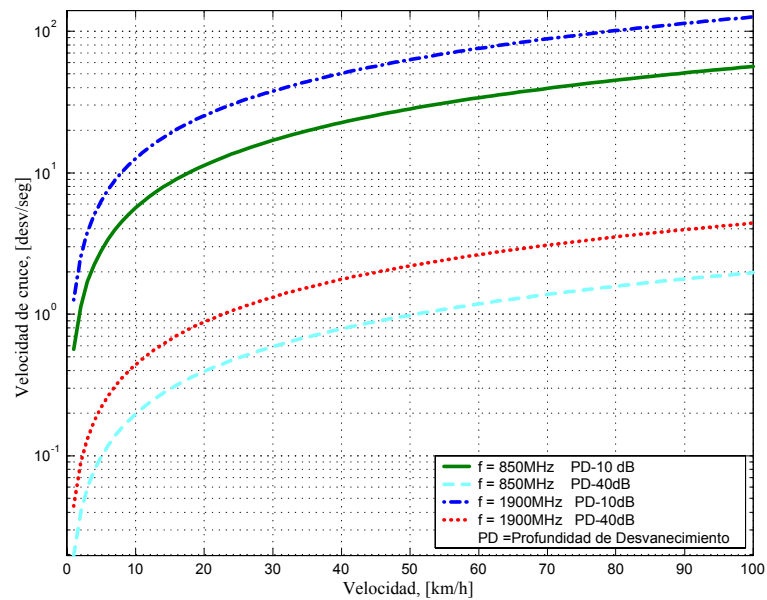


Figura 10: Velocidad del cruce de nivel contra la velocidad del móvil.

por segundo, por lo cual, si se desea caracterizar adecuadamente un entorno de radio con mediciones en campo, se recomienda circular a velocidades menores a los 50 km/h.

Duración Promedio de Desvanecimiento. El AFD está definido como el periodo promedio de tiempo para el cual la señal recibida está por debajo de un nivel de intensidad de señal específico R [Rappaport, 1996]. Para una señal con desvanecimiento Rayleigh, el AFD está dado por:

$$\overline{\tau(R)} = \frac{\Pr[r \leq R]}{N(R)} = \frac{\frac{1}{T} \sum_i \tau_i}{N(R)} \quad (13)$$

donde $\Pr[r \leq R]$ es la probabilidad de que la señal recibida r sea menor que el nivel R , τ_i es la duración del desvanecimiento y T es el intervalo de observación de la señal desvanecida. La probabilidad $\Pr[r \leq R]$ se obtiene a partir de la distribución Rayleigh como:

$$\Pr[r \leq R] = \int_0^R p(r) dr = 1 - e^{(-\rho^2)} \quad (14)$$

donde $p(r)$ tiene una pdf con distribución Rayleigh. Usando las ecuaciones 13 y 14, la duración promedio del desvanecimiento como función de ρ y f_m puede expresarse como:

$$\overline{\tau(R)} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho n_o} \approx \frac{\lambda}{v} \frac{\rho}{\sqrt{2\pi}} \quad (15)$$

La última aproximación de la ecuación 15 corresponde a valores de $\rho \ll 1$. La duración promedio de un desvanecimiento depende directamente de la velocidad del móvil, y se decreta conforme la máxima frecuencia Doppler aumenta.

La gráfica 11 del AFD nos muestra que la duración promedio de los desvanecimientos contra la velocidad del móvil es mayor para profundidades bajas (10 dB), con respecto a profundidades mayores (40 dB), y que se presentan mayores tiempos a velocidades pedestres, siendo más significativos en la banda celular que en la banda PCS para un valor fijo de profundidad.

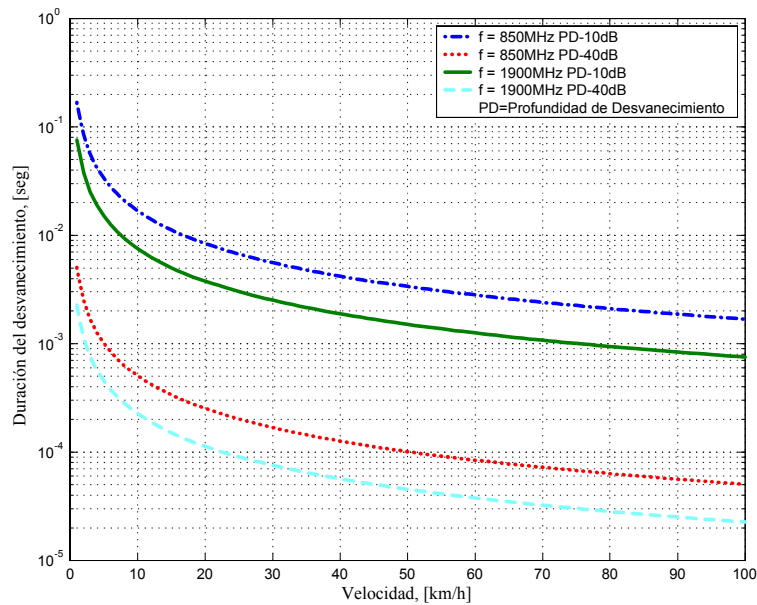


Figura 11: Duración de los desvanecimientos contra la velocidad del móvil.

II.4. Desvanecimientos de Escala Larga

El *desvanecimiento de escala larga* representa la atenuación promedio local de la potencia de la señal debido al movimiento sobre distancias largas. Este fenómeno es afectado por la configuración del terreno (area abierta, tierra plana, terreno sinuoso, área montañosa, etc), y las estructuras hechas por el hombre. Las estadísticas del *desvanecimiento de término largo* nos sirven para calcular un estimado de las pérdidas por trayectoria como función de la distancia. Lo anterior es descrito en términos de una *ley de potencia (pendiente de propagación)* y una variación con distribución *log normal* alrededor de la media.

Los parámetros más importantes para describir estadísticamente las pérdidas por trayectoria debido al desvanecimiento de escala-larga para una ubicación específica, con una separación conocida entre transmisor y receptor son [Sklar,1997]:

1. La distancia de referencia entre transmisor y receptor.
2. El exponente de pérdidas por trayectoria (γ).

3. La desviación estándar de las pérdidas por trayectoria (σ).
4. El margen de desvanecimiento log-normal.

Pendiente de Propagación. La *pendiente de propagación* o *ley de potencia* γ nos indica qué tan rápido se incrementan las pérdidas por propagación en el entorno. En el espacio libre γ es proporcional al cuadrado de la distancia d entre transmisor y receptor. Dependiendo del entorno y del modelo de pérdidas que se utilice, γ tendrá diferentes valores de 25 a 40 dB/década [Lempiäinen et al., 2001]. Por lo tanto, la ley de potencia depende fuertemente del entorno de propagación y de la altura de los dispersores y las antenas, lo cual se demostrará en el capítulo III.

Distribución log-normal y desviación estándar. La intensidad de la señal del desvanecimiento de término largo tiene una *distribución log-normal* si la intensidad de señal es medida al menos cada 40λ [Lee W., 1995], donde λ es la longitud de onda en metros (cada 6,3 m para la banda de 1900 MHz, y cada 14.1 m para la banda de 850 MHz). Cuando se mide en decibeles, la intensidad r de la señal recibida tendrá una distribución normal o Gaussiana:

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left[\frac{(r-m)^2}{2\sigma^2}\right]} \quad (16)$$

donde m , σ y σ^2 son la media, la desviación estándar y la varianza de r , respectivamente. Mediciones en campo han mostrado que la desviación estándar (llamada también *sombreo*) está en el rango de 4 – 10 dB [Reudink, 1974]. Consecuentemente, las pérdidas por trayectoria en decibeles para un entorno de radio móvil son también una variable aleatoria gaussiana, y su *desviación estándar* σ depende de la ubicación y la distancia entre el transmisor y receptor. El cálculo de σ frecuentemente está basado en mediciones, tomando valores entre 6 – 10 dB [Sklar, 1997]. Apoyándonos en las mediciones de [Lee W., 1995], consideraremos $\sigma = 8$ dB un valor apropiado.

Margen de desvanecimiento. El *margen de desvanecimiento* es la razón de la potencia recibida promedio sobre un nivel de potencia umbral, necesario para una comunicación confiable [Garg y Wilkes, 1999]. Un mayor margen de desvanecimiento incrementa la confiabilidad en la cobertura, pero produce una disminución en el radio de la célula.

Una forma de obtener el margen de desvanecimiento log-normal es empleando los conceptos propuestos en [Reudink, 1974], con el fin de calcular el *porcentaje del área dentro de la célula* con un nivel de intensidad mayor a un umbral fijado previamente, y el *porcentaje de ubicaciones en el borde de la celda* que tienen un nivel de señal que excede el mismo umbral.

II.4.1. Probabilidad en la Frontera de la Célula (CBP)

La *probabilidad en la frontera de la célula CBP*²⁸ se define como la probabilidad de que la intensidad de señal esté por encima de un nivel umbral prefijado [Reudink, 1974].

El nivel de intensidad promedio de la señal en un área dada, a una distancia fija D del transmisor (frontera de la célula) tiene una distribución log-normal. Este nivel en decibeles es expresado por una variable aleatoria normal x con media \bar{x} (medida en dB), y desviación estándar σ (dB) basada en el tipo de entorno, como se vió en la sección anterior.

Si S_{min} es la *sensibilidad del receptor* (nivel umbral de la señal), es posible determinar la porción de ubicaciones en las cuales una terminal móvil podría experimentar una señal recibida por encima de la sensibilidad del receptor como:

$$P_{S_{min}}(D) = P[x \geq S_{min}] = CBP = \int_{S_{min}}^{\infty} p(x) dx = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{S_{min} - \bar{x}}{\sigma_x \sqrt{2\pi}}\right) \quad (17)$$

Donde el margen de desvanecimiento está dado por:

²⁸ Cell Border Probability.

$$LN_{marg} = |\bar{x} - S_{min}| \quad (18)$$

Como se observa en la figura 12, conforme mayor sea \bar{x} que S_{min} , el margen de desvanecimiento será mayor a cero.

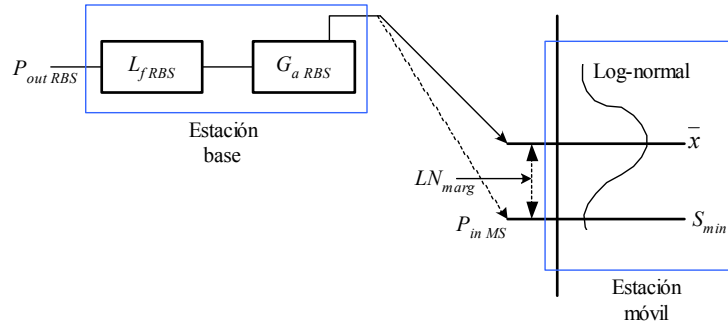


Figura 12: Efecto del desvanecimiento log-normal en las pérdidas por trayectoria y la probabilidad en la frontera de la célula. Donde: P_{outRBS} es la potencia de salida de la estación base; L_{fRBS} son las pérdidas por los cables y conectores; G_{aRBS} es la ganancia de la antena de la estación base; y P_{inMS} es la potencia de entrada en la estación móvil.

II.4.2. Probabilidad del Area de la Célula (CAP)

La *probabilidad del área de la célula (CAP)*²⁹ evalúa el margen de desvanecimiento apropiado para permitir que la intensidad de la señal en la célula con un radio determinado esté por encima de un umbral con cierta probabilidad [Reudink, 1974]. Por lo tanto, es posible definir la fracción del área de servicio útil F_u como aquella área, dentro de la cual el nivel de intensidad recibido por el móvil excede la sensibilidad del receptor:

$$F_u = CAP = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}(a) + e^{\left(\frac{2ab+1}{b^2}\right)} \left(1 - \operatorname{erf} \left[\frac{ab+1}{b} \right] \right) \right] \quad (19)$$

donde

$$a = \frac{LN_{marg}}{\sigma_x \sqrt{2}}, \quad b = \frac{10\gamma \log_{10} e}{\sigma_x \sqrt{2}} \quad (20)$$

²⁹ Cell area probability.

siendo γ la pendiente de pérdidas por propagación. La desviación estándar σ_x en exteriores depende del tipo de terreno y puede variar muy ligeramente debido a la frecuencia de operación del sistema. El intervalo es de 5.1dB (tierra plana) a 12 dB (densamente urbano) [Melin et al., 1993].

Como ejemplo, si en un diseño se considera una desviación estándar $\sigma_x = 8$ dB, una pendiente de pérdidas $\gamma = 3.8$, y un margen de desvanecimiento de 10 dB, se tendrán valores de CAP= 96 % y CBP= 89 %, lo cual indica que con el margen de desvanecimiento elegido de 10 dB se garantiza que las predicciones de pérdidas por propagación máximas y el radio de la célula que se calcule tendrán una confiabilidad muy alta.

II.5. Resumen

En el presente capítulo se estudiaron las principales adversidades que tiene el canal radio, las cuales pueden ser examinadas estadísticamente en el tiempo y en la frecuencia. Con lo anterior es factible caracterizar el comportamiento que tendrá la señal dentro de un entorno específico (rural, urbano o semiurbano). Se concluye que la variación en frecuencia (cambio Doppler) influye negativamente al enlace de radio aumentando la profundidad de los desvanecimientos, efecto no deseado en la comunicación entre las estaciones base y móvil. También encontramos en la literatura que para un entorno urbano es adecuado aplicar una desviación estándar debido al sombreado de 8 dB, y un margen de desvanecimiento de 10 dB, lo cual garantiza el poder predecir una cobertura de radio móvil con alta confiabilidad. Finalmente, se encuentra que la propagación en la banda PCS presenta más dificultades que la banda celular, lo que se traduce en mayores pérdidas.

III. MODELOS DE PÉRDIDAS POR PROPAGACIÓN

III.1. Introducción

Las *pérdidas por propagación* que experimenta el enlace inalámbrico de un sistema de comunicaciones móviles son un parámetro importante en el diseño y optimización de estas redes. Dentro de los diferentes modelos de pérdidas existentes, en este trabajo se optó por analizar el *modelo semideterminístico* llamado *Walfisch-Ikegami (W-I)*, el cual pertenece a los clasificados como semideterminísticos. La elección de este modelo fue en base a sus alcances, las cuales encajan perfectamente en el objetivo de esta tesis: analizar un sistema celular operando en un entorno urbano.

Otro resultado importante a obtenerse será un valor adecuado de la pendiente de pérdidas por propagación γ , el cual se aplicará en el resto de este trabajo de tesis. Finalmente, se realizará el *cálculo del enlace*, con lo que se podrá obtener el radio de cobertura de una estación base trabajando en un entorno urbano con desvanecimientos Rayleigh y log-normal.

El objetivo de este capítulo es investigar las características de las pérdidas por propagación en un entorno urbano, y junto con los deterioros inherentes al canal radio, aplicarlas en el cálculo del radio de cobertura de una estación base celular.

III.2. Modelos de Pérdidas por Propagación

III.2.1. Predicción de Propagación de Radio

La predicción de propagación radio es uno de los fundamentos para la planificación de la red celular [Chichon y Kürner, 1994]. El concepto de *pérdidas por trayectoria* se refiere a la degradación inherente de la intensidad de la señal, y a la manera como el entorno afecta a esta señal radio. Ya que las pérdidas influyen directamente en la planificación de la red, los cálculos deben ser muy precisos debido a que tienen un

impacto significativo, tanto en los costos, como en la calidad del desempeño del sistema celular.

Los modelos de propagación radio proporcionan una buena predicción del valor medio de las pérdidas por propagación como una función de la distancia, frecuencia y parámetros del entorno [Lee y Miller, 1998]. Dado que existe una gran cantidad de variaciones en las pérdidas por propagación debido a los sombros y otros efectos del terreno y los edificios, las predicciones de las pérdidas por propagación deben ser validadas con mediciones de campo. La elección del modelo dependerá principalmente de la calidad en las predicciones que se quiera obtener: una estimación aproximada o una predicción precisa. Adicionalmente, la disponibilidad de la información del entorno jugará un papel muy importante.

III.2.2. Clasificación de los Modelos de Propagación

Los modelos de propagación pueden ser clasificados de la siguiente manera de acuerdo a [Cátedra y Pérez-Arriaga, 1999]:

- *Modelos empíricos.*

Están descritos por ecuaciones derivadas de análisis estadísticos de un gran número de mediciones. Estos métodos son simples y no requieren información detallada del ambiente. Además son fáciles y rápidos de aplicar, porque la estimación es usualmente obtenida de expresiones cerradas. Su defecto es que no pueden ofrecer una estimación muy exacta de las pérdidas por propagación, debido principalmente a que no se basan en los mecanismos físicos por los cuales ocurre la propagación.

- *Modelos determinísticos.*

Están basados en la aplicación de técnicas electromagnéticas a la descripción específica de cada medio ambiente. La descripción del medio ambiente es obtenida de bases de datos de topografía y morfología. De esta información se puede obtener una

descripción del escenario, la cual puede ser manejada eficientemente usando la teoría electromagnética.

- *Modelos semiempíricos o semideterminísticos.*

Están basados en ecuaciones derivadas de la aplicación de métodos determinísticos para generar modelos urbanos o de interiores. En ocasiones las ecuaciones han sido corregidas experimentalmente con el fin de mejorar sus resultados, apoyándose con mediciones de campo. Estos métodos requieren información más detallada del medio ambiente que los métodos empíricos. Son fáciles y rápidos de aplicar, porque al igual que con los modelos empíricos, conociendo los datos requeridos, los resultados son obtenidos de expresiones cerradas.

Tomando como criterio el tamaño del área de cobertura de una estación base, pueden ser consideradas las siguientes categorías de ambientes [Cátedra y Pérez-Arriaga, 1999]:

- *Macrocelulas.*

Cubren grandes áreas, con radios entre 0.5 y 60 km, y usualmente no hay visibilidad directa entre transmisor y receptor.

- *Microcelulas.*

Ocupan áreas pequeñas con radios entre 0.1 y 1 km. Su cobertura no es siempre circular, y dependiendo de su aplicación, pueden atender al móvil con o sin visibilidad directa.

- *Picocelulas.*

Sus coberturas típicas están entre 0.01 y 0.1 km, considerándose dos tipos: *interiores “indoor”* y *exteriores “outdoor”*, y también dependiendo de su aplicación, pueden atender con o sin visibilidad directa.

En general, existe una relación entre los tres tipos de modelos de propagación y los tres tipos de ambientes para los cuales son apropiados. Debido a su naturaleza

empírica, los modelos empíricos y semiempíricos son adecuados para macrocélulas con características homogéneas. Los modelos semiempíricos también son aplicables a microcélulas homogéneas. Los modelos determinísticos son aconsejables para microcélulas y picocélulas independientemente de su cobertura, sin embargo, no son adecuados para macrocélulas debido a que los tiempos de procesamiento requeridos se elevan considerablemente.

III.2.3. Pérdidas por Trayectoria en el Espacio Libre

El modelo de *propagación en el espacio libre* es usado para predecir la intensidad de la señal recibida cuando el transmisor y el receptor tienen una clara trayectoria de visibilidad directa entre ellos, libre de dispersores que puedan absorber o reflejar energía de radiofrecuencia. Los sistemas de comunicación satelital y los enlaces de radio de microondas son ejemplos típicos de este modelo. El modelo del espacio libre predice el deterioro de la potencia como una función de la distancia entre transmisor y receptor.

La potencia recibida (P_r) para una señal que se propaga en el espacio libre es calculada usando la *ecuación de Friis* [Cátedra y Pérez-Arriaga, 1999]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} \quad (21)$$

donde:

P_r = Potencia recibida en Watts

P_t = Potencia transmitida en Watts

G_t = Ganancia de la antena transmisora en dB

G_r = Ganancia de la antena receptora en dB

d = Distancia entre las antenas transmisora y receptora en kilómetros

λ = Longitud de onda en metros

La ecuación de Friis es válida para predecir la P_r para valores de d en el campo lejano de la antena transmisora. El *campo lejano* o *región de Fraunhofer* está definido como la región más allá de la distancia d_f , la cual está relacionada a la mayor dimensión

lineal de la apertura de la antena D y la longitud de onda de la frecuencia portadora [Cátedra y Pérez-Arriaga, 1999]. La distancia Fraunhofer está dada por:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda}, \text{ con } d_f \gg D \quad \text{y} \quad d_f \gg \lambda \quad (22)$$

Por ejemplo, considerando un enlace a 850 MHz y una antena con longitud de 1.5 m, entonces se considera válido el valor calculado de potencia recibida P_r para distancias entre el móvil y la estación base mayores a 12.75 m.

Cuando se consideran *antenas isotrópicas*³⁰, las pérdidas por trayectoria en el espacio libre L_{fs} pueden ser expresadas como:

$$L_{fs} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (23)$$

Sin embargo, en la práctica para la simplificación de cálculos, es más conveniente expresar L_{fs} en decibeles. Cuando no se incluye la ganancia de las antenas en la definición de las pérdidas por trayectoria, L_{fs} puede expresarse de la siguiente forma

$$L_{fs} = K + 20 \log d + 20 \log f \quad [\text{dB}] \quad (24)$$

donde f es la frecuencia y K es una constante que depende de las unidades de d y f . Por ejemplo, cuando d está en kilómetros y f en megahertz, $K = 32.45$.

La pendiente de pérdidas por propagación para el modelo en el espacio libre es $\gamma = 2$, es decir, que la potencia recibida en el móvil se deteriora con la distancia a una razón de 20 dB/década.

III.2.4. Radiopropagación en Entornos Urbanos

A partir de mediciones de la dirección de arribo de las multitrayectorias se ha concluido que parte de los rayos que comprenden la estructura multitrayectoria pueden

³⁰Una *antena isotrópica* es aquella que radía o recibe energía igualmente en todas direcciones. No existe físicamente, pero es una buena referencia para expresar las propiedades direccionales de una antena real.

ser predecidos aplicando consideraciones geométricas [Hernando y Pérez Fontán, 1999]. Estas contribuciones pueden ser llamadas *rayos teóricos* y corresponden a reflexiones constructivas³¹ (*componentes coherentes*).

En áreas urbanas, las variaciones de la intensidad de campo son clasificadas en *variaciones de término largo*, debido al efecto de sombreado de los edificios; y en *variaciones de término corto*, debido a la interferencia entre las componentes multitrayectoria.

El *modelo Ikegami* [Ikegami et al., 1984] trata de predecir las variaciones de término largo, y por lo tanto, asume que las variaciones rápidas han sido filtradas y que la contribución más importante a la potencia recibida total es debido a dos rayos:

1. Un *rayo directo*, que puede estar sujeto a difracción en la cima de los edificios en la vecindad de la estación móvil.
2. Un *rayo reflejado*, sobre la cara de los edificios en el lado opuesto al transmisor. Este también puede estar sujeto a efectos de difracción.

Por otra parte, el modelo *Walfisch-Bertoni* describe la influencia de los edificios en zonas residenciales, comerciales y ligeramente industriales, los cuales componen a la mayoría de las áreas urbanas [Walfisch y Bertoni, 1988]. En este modelo, las antenas de las estaciones base son vistas como campos radiantes que se propagan sobre las azoteas por un proceso de *difracción múltiple* pasando una serie de edificios que actúan como obstáculos cilíndricos, como se muestra en la *trayectoria 1* de la figura 13. Este proceso muestra que se tiene un comportamiento con una pendiente $\gamma = 3.8$ para antenas con alturas bajas, lo cual concuerda con las mediciones reportadas en [Walfisch y Bertoni, 1988].

Una porción del campo difractado por cada fila de edificios alcanza el nivel de la calle donde pueda ser detectado por un móvil. A nivel de calle, la señal que llega desde una altura elevada es sombreada por los edificios. A excepción de las calles que son paralelas

³¹Las *reflexiones constructivas* son reflexiones que producen que la señal continúe propagándose, a pesar de los obstáculos.

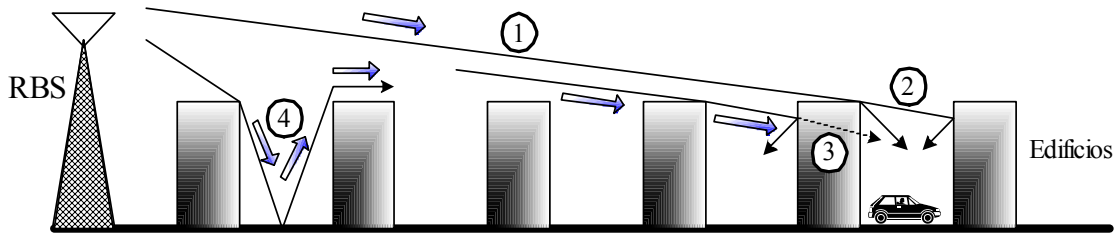


Figura 13: [Walfisch y Bertoni, 1988] Propagación UHF en presencia de edificios.

a la estación base, o muy cercanas a ella, la antena transmisora no es visible desde el nivel de la calle. Así, la propagación debe llevarse a cabo a través de los edificios, entre ellos, o sobre las azoteas con el campo difractado en los techos.

La propagación a través de los edificios está acompañada por pérdidas debido a la reflexión, la atenuación y la dispersión por las paredes exteriores e interiores [Walfisch y Bertoni, 1988]. Mientras los campos que penetran las filas de edificios inmediatamente enfrente del móvil pueden ser significantes, como se sugiere en la *trayectoria 3* de la figura 13, la mayoría de las trayectorias de propagación no pueden propagarse a través de los edificios.

Se concluye que la trayectoria de propagación principal se presenta por encima de los edificios, como se indica en la *trayectoria 1* de la figura 13. El campo que llega al nivel de la calle es resultado de la difracción de los campos incidentes en las azoteas en la vecindad del móvil.

Debido a que las filas de edificios tienen la forma de obstáculos cilíndricos (figura 13), la propagación sobre las azoteas involucra difracción más allá de una serie de cilindros paralelos con grandes dimensiones comparadas con la longitud de onda. En cada cilindro, una porción de la señal se difractará hacia la tierra. Las señales pueden unirse nuevamente sobre los edificios sólo después de una serie de reflexiones múltiples y difracciones como lo sugiere la *trayectoria 4* en la figura 13. Debido a que las difracciones ocurren con ángulos grandes, las señales deben de ser reflejadas dos o más veces entre los edificios, y éstas al tener una amplitud pequeña serán ignoradas.

III.2.5. Modelo Walfisch-Ikegami

En Europa, un resultado de investigación del programa *Cooperación en el Campo de Investigación Científica y Técnica COST*³² ha sido el mejorar los modelos empíricos y semideterminísticos para la propagación de radio móvil. En particular, el proyecto 231 (COST 231) titulado “*Evolución de las Comunicaciones de Radio Móvil*” ha resultado en la adopción de recomendaciones de modelado de propagación para aplicaciones celulares y PCS por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU)³³, incluyendo un modelo *semideterminístico* para células de tamaño medio a largo en áreas urbanas, llamado modelo *Walfisch-Ikegami*. Este modelo ha mostrado ser bueno para frecuencias en el intervalo de 800 a 2000 MHz, y distancias de trayectorias en el intervalo de 0.02 a 5 km.

El modelo *COST 231 Walfisch-Ikegami (COST 231-WI)* [Chichon y Kürner, 1994] utiliza el modelo teórico Walfisch-Bertoni para obtener las *pérdidas por difracción multipantalla*³⁴ L_{msd} para antenas altas, y por otra parte utiliza valores de L_{msd} basados en mediciones para antenas bajas. Los otros tres términos que componen las pérdidas por trayectoria totales son las pérdidas en el espacio libre L_{fs} , las *pérdidas por difracción azotea-calle* L_{rts} y el *factor de orientación de las calles* L_{ors} . El modelo Walfisch-Ikegami ($W-I$) también se considera una evolución del modelo Ikegami. El modelo ($W-I$) es aplicable a áreas urbanas donde no hay visibilidad directa del móvil a la estación base debido a los dispersores, concretamente edificios. Este modelo considera adicionalmente la influencia de la calle donde está ubicado el móvil, incluyendo la contribución de las pérdidas por trayectoria totales debido al hecho de que la señal ilumina la calle donde el móvil se desplaza (difracción multiborde). Esta contribución fue evaluada en [Walfisch y Bertoni, 1988].

El modelo Walfisch-Ikegami es estadístico y no determinístico, porque sólo pueden

³² *COoperations projects of Scientifics and Technical research.*

³³ *International Telecommunication Union.*

³⁴ La *difracción multipantalla* se presenta debido a los múltiples edificios existentes entre las estaciones base y móvil.

ser considerados valores característicos y no una base de datos topográfica de los edificios.

El modelo Walfisch-Ikegami desarrolla fórmulas para propagación *con visibilidad directa* (LOS)³⁵ y *sin visibilidad directa* (NLOS)³⁶. La fórmula básica para las pérdidas por trayectoria en la condición LOS entre las estaciones base y móvil es diferente a la aplicada en las pérdidas en el espacio libre, y está basada en mediciones realizadas en la ciudad de Estocolmo, Suecia [Chichon y Kürner, 1994]:

$$L_{LOS} = 42.64 + 26 \log_{10}(d_{km}) + 20 \log_{10}(f_{MHz}), \quad d_{km} \geq 0.02 \quad (25)$$

Nótese que $\gamma = 2,6$ para la situación LOS. Este modelo asume que la altura de la estación base es ($\geq 30\text{m}$), y permite que la trayectoria tenga un alto grado de espacio libre en la *zona de Fresnel*³⁷. La ecuación (25) puede expresarse también como:

$$L_{LOS} = L_{fs} + 10.19 + 6 \log_{10}(d_{km}) = L_{fs} + 6 \log_{10}(50d_{km}) = L_{fs} + 6 \log_{10}(d_m/20) \quad (26)$$

donde d_m es la distancia en metros entre transmisor y receptor. Como se muestra en la gráfica (14), el modelo Walfisch-Ikegami para propagación con visibilidad directa iguala a las pérdidas en el espacio libre en una distancia entre transmisor y receptor de 20 metros, y se incrementa con la distancia a una razón de 6 dB/década más rápido que las pérdidas en el espacio libre para mayores distancias. El modelo Walfisch-Ikegami con LOS reporta 8.38 dB más de pérdidas que el modelo en el espacio libre. También se observa que la banda PCS (1900 MHz) sufre más pérdidas que la banda celular (850

³⁵ *Line-Of-Sight*.

³⁶ *Non-Line-Of-Sight*.

³⁷ *Zonas de Fresnel*: La región en el espacio entre sucesivos elipsoides de revolución en cuyos focos se encuentran las antenas transmisora y receptora [IEEE, 1988]. Las superficies de los elipsoides están definidas por la condición que las distancias combinadas desde cualquier punto en la superficie hasta las antenas transmisora y receptora sean mayores que la distancia directa entre las antenas por un número entero múltiplo de $\lambda/2$. La primer zona de Fresnel es la región más profunda dentro de la elipsoide.

MHz).

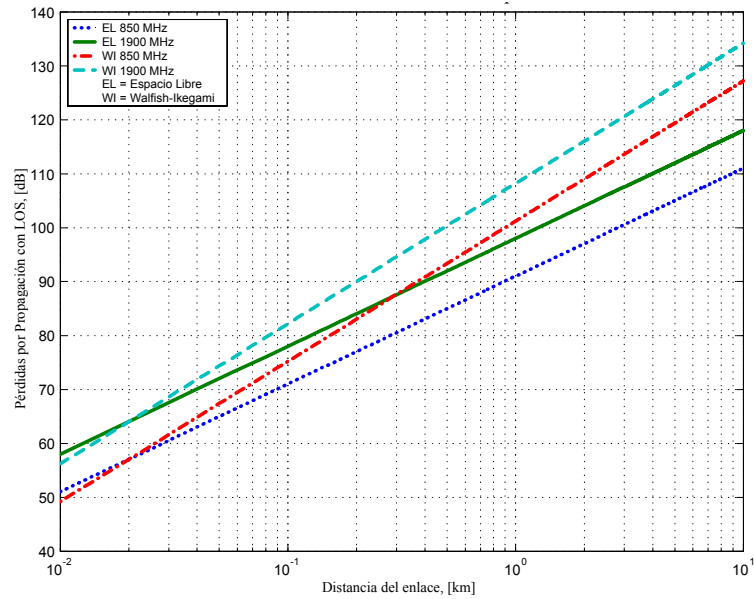


Figura 14: Modelo Walfisch-Ikegami con LOS vs. el modelo de pérdidas en el espacio libre.

Por otra parte, para la condición de trayectoria sin visibilidad directa NLOS, el modelo Walfisch-Ikegami ofrece una expresión para la trayectoria de pérdidas que usa parámetros como la separación de los edificios, su altura promedio, el ancho de las calles, y el ángulo de orientación de las calles (figura 15). Estos parámetros, pueden ser definidos manualmente para cada célula o pueden ser tomados de mapas digitales teniendo una base de datos de la altura de los edificios.

Los parámetros de la calle y la trayectoria que intervienen en el modelo son:

h_{BTS} : Altura de las antenas de la estación base sobre el nivel de la tierra, en metros (4 a 50 m).

h_{MS} : Altura de la antena de la estación móvil sobre el nivel de la tierra, en metros (1 a 3 m).

h_{roof} : Altura promedio de todos los edificios dentro del área de cobertura de la célula (m) ($h_{roof} > h_{MS}$).

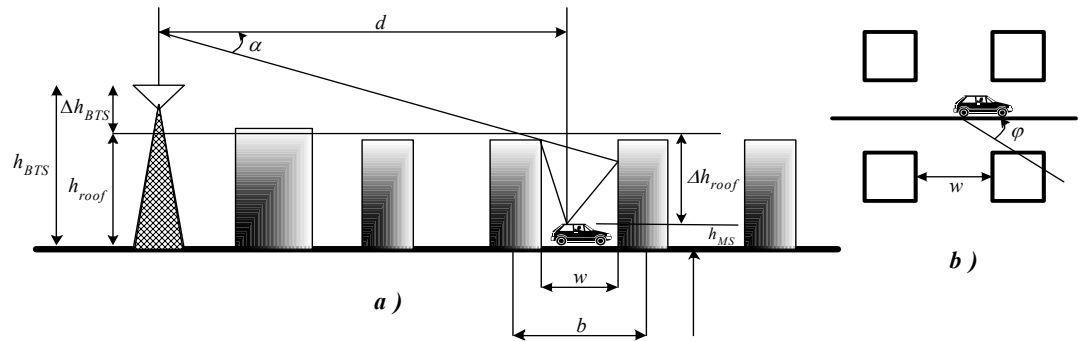


Figura 15: a) Parámetros del modelo de propagación Walfish-Ikegami. b) Definición de la orientación de la calle [Chichon y Kürner, 1994].

b : Distancia entre los centros de los edificios en metros (recomendado 20 a 50 m si no hay datos).

w : Ancho de la calle donde está ubicada la estación móvil en metros (recomendado $b/2$ si no hay datos).

d : Distancia entre la estación móvil y la estación base en kilómetros (0.02 a 5 km).

φ : Angulo de la trayectoria de radio con respecto al eje de la calle en grados (90° si no hay datos).

$\Delta h_{BTS} = h_{BTS} - h_{roof}$: Altura de la antena de la estación base sobre la altura promedio de los edificios en metros.

$\Delta h_{MS} = h_{roof} - h_{MS}$: Altura media de los edificios sobre la altura de la antena de la estación móvil en metros.

A falta de datos, la altura de los edificios en metros puede ser estimada como tres veces el número de pisos, más 3 metros si el techo no es plano. El modelo trabaja mejor si las antenas de la estación base está por encima de la altura de las azoteas.

Usando los parámetros anteriores, para las trayectorias de propagación sin visibilidad directa NLOS el modelo Walfisch-Ikegami da la siguiente expresión para las pérdidas por trayectoria en decibeles [Chichon y Kürner, 1994]:

$$L_{NLOS} = 32.45 + 20 \log_{10}(d_{km}) + 20 \log_{10}(f_{MHz}) + L_{rts} + L_{msd} \quad (27)$$

donde:

L_{rts} = difracción azotea–calle y pérdidas por dispersión (dB)

L_{msd} = pérdidas por difracción multi-pantalla (dB)

La difracción azotea–calle y pérdidas por dispersión se calculan como:

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log_{10}(w) + 10 \log_{10}(f_{MHz}) + 20 \log_{10}(\Delta h_{MS}) + L_{ors} \quad (28)$$

La corrección de la orientación de las calles L_{ors} está definida como:

$$L_{ors} = \begin{cases} -10 + 0.354\varphi & 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35^\circ) & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\varphi - 55^\circ) & 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (29)$$

Se observa que L_{rts} decrementa para calles más anchas y se incrementa para edificios altos. Por su parte, *las pérdidas por difracción multi-pantalla* L_{msd} están dadas por:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10}(d) + k_f \log_{10}(f_{MHz}) - 9 \log_{10}(b) \quad (30)$$

L_{bsh} es una ganancia de sombreado (pérdidas negativas) que ocurre cuando la antena de la estación base es mayor que el nivel de las azoteas:

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log_{10}(1 - \Delta h_{BTS}), & h_{BTS} > h_{roof}, \quad \Delta h_{BTS} > 0 \\ 0, & h_{BTS} \leq h_{roof}, \quad \Delta h_{BTS} \leq 0 \end{cases} \quad (31)$$

De la ecuación (30) se observa que L_{msd} decrementa para separaciones anchas entre edificios b . Las cantidades k_a , k_d y k_f determinan la dependencia de las pérdidas sobre la distancia (d_{km}) y la frecuencia (f_{MHz}).

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_{BTS} > h_{roof}, & \Delta h_{BTS} > 0 \\ 54 - 0.8\Delta h_{BTS}, & d \geq 0.5 \text{ km y } h_{BTS} \leq h_{roof}, & \Delta h_{BTS} \leq 0 \text{ y } d_{km} \geq 0.5 \\ 54 - 0.8\Delta h_{BTS} \frac{d_{km}}{0.5}, & d < 0.5 \text{ km y } h_{BTS} \leq h_{roof}, & \Delta h_{BTS} \leq 0 \text{ y } d_{km} < 0.5 \end{cases} \quad (32)$$

El término k_a representa el incremento de las pérdidas por trayectoria para las antenas de la estación base por debajo de las azoteas de los edificios adyacentes. Esta relación resulta en pérdidas de 54 dB si las antenas de la estación base están por encima de las azoteas ($\Delta h_{BTS} > 0$), y más de 54 dB si están por debajo de las azoteas. El incremento es menor a 54 dB si la distancia del enlace es corta (menor a 500 m).

Los términos k_d y k_f controlan la dependencia de las pérdidas por difracción multi-pantalla contra la distancia y la frecuencia, respectivamente.

$$k_d = \begin{cases} 18 & h_{BTS} > h_{roof} \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_{BTS}}{h_{roof}} & h_{BTS} \leq h_{roof} \end{cases} \quad (33)$$

Esta relación provoca que L_{msd} se incremente con la distancia 18 dB por década si la antena de la estación base está por encima de las azoteas ($\Delta h_{BTS} > 0$). Pero, si las antenas de la estación base están por debajo de las azoteas, el incremento con la distancia es mayor.

El factor k_f está dado por:

$$k_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left(\frac{f_{MHz}}{925} - 1 \right) & \text{para áreas suburbanas} \\ -4 + 1.5 \left(\frac{f_{MHz}}{925} - 1 \right) & \text{para áreas urbanas} \end{cases} \quad (34)$$

Las restricciones en el modelo Walfisch-Ikegami [Chichon y Kürner, 1994] son las siguientes, como se muestra en la tabla VII:

Tabla VII: Restricciones del Modelo Walfish-Ikegami [Chichon y Kürner, 1994].

Frecuencia de operación	800–2000 MHz
h_{BTS} altura de la antena	4–50 m
h_{MS} altura de la antena	1–3 m
Distancia entre las estaciones base y móvil	20 m – 5 km

III.2.6. Efectos del Entorno Urbano que Afectan a las Pérdidas por Propagación en el Modelo Walfisch-Ikegami.

El modelo Walfisch-Ikegami trabaja muy bien para una altura de las antenas mayor que el nivel medio de las azoteas, pero se torna menos exacto cuando la antena está ubicada por debajo de dicho nivel. A diferencia de otros modelos como el *Hata-Okumura* [Hata, 1980] que no trabajan bien a distancias cortas, el modelo $W-I$ es muy útil para células macrocelulares pequeñas en áreas urbanas.

Por lo tanto, podemos distinguir diferentes casos para la condición NLOS en el modelo Walfisch-Ikegami, los cuales son:

- **Caso 1:** $\Delta h_{BTS} > 0$

$$L_{NLOS} = 69.5 + 38 \log_{10}(d_{km}) + 26 \log_{10}(f_{MHz}) - 10 \log_{10}(w) - 9 \log_{10}(b) \quad (35)$$

$$+ 20 \log_{10}(\Delta h_{MS}) - 18 \log_{10}(1 + \Delta h_{BTS}) + L_{ors}$$

- **Caso 2:** $\Delta h_{BTS} \leq 0, d_{km} \geq 0.5$

$$L_{NLOS} = 69.5 + \left(38 - 15 \frac{\Delta h_{BTS}}{h_{roof}} \right) \log_{10}(d_{km}) + 26 \log_{10}(f_{MHz}) - 10 \log_{10}(w) \quad (36)$$

$$- 9 \log_{10}(b) + 20 \log_{10}(\Delta h_{MS}) - 0.8 \Delta h_{BTS} + L_{ors}$$

- **Caso 3:** $\Delta h_{BTS} \leq 0, d_{km} < 0.5$

$$L_{NLOS} = 69.5 + \left(38 - 15 \frac{\Delta h_{BTS}}{h_{roof}} \right) \log_{10}(d_{km}) + 26 \log_{10}(f_{MHz}) - 10 \log_{10}(w) \quad (37)$$

$$- 9 \log_{10}(b) + 20 \log_{10}(\Delta h_{MS}) - 0.8 \Delta h_{BTS} \left(\frac{d_{km}}{0.5} \right) + L_{ors}$$

A continuación se presentan resultados de modelado en los cuales variamos los parámetros más importantes del modelo W-I que afectan las pérdidas por propagación en un entorno urbano.

Efecto de la distancia entre las estaciones base y móvil. En la gráfica 16 se observa la comparación entre el modelo en el espacio libre y el modelo Walfisch-Ikegami sin visibilidad directa con los siguientes parámetros:

$$f_{MHz} = 850; \quad b = 30 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 25 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 15 \text{ m};$$

En la gráfica 16 se observa que para el modelo W-I la pendiente de pérdidas por propagación es $\gamma = 3.8$, y para el modelo en el Espacio Libre $\gamma = 2$. También se tiene como resultado que al incrementarse la distancia entre las estaciones base y móvil, mayor es la variación entre las pérdidas obtenidas con ambos modelos, tabla VIII.

Tabla VIII: Pérdidas por propagación obtenidas por los modelos W-I y espacio libre.

Distancia [km]	L_{fs} [dB]	L_{NOS} [dB]	$\Delta = L_{NOS} - L_{fs} $ [dB]
0.3	80.581	104.66	24.079
0.5	85.018	113.09	28.072
1.0	91.038	124.53	33.492

Efecto de la altura de los edificios. En la gráfica 17 se modela el efecto de la altura de los edificios, variandola desde 10 m hasta 40 m, manteniendo constante la altura de la antena de la estación base en 30 m, y los siguientes parámetros del entorno:

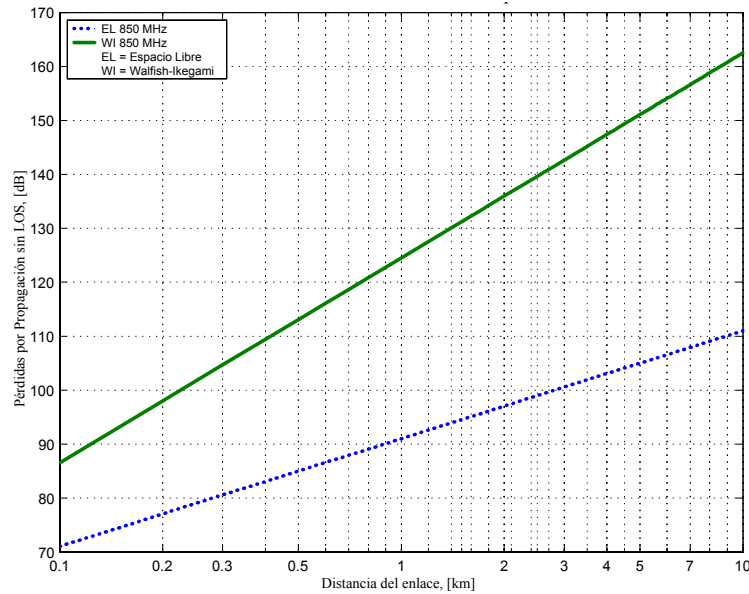


Figura 16: Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre.

$$f_{MHz} = 850; \quad b = 40 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 30 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40 \text{ m};$$

Las pérdidas de propagación son muy sensibles a la altura de los edificios, con una pendiente de pérdidas por propagación γ entre 40 dB/década y 41 dB/década para distancias entre estación base y móvil mayores a los 500 m en el caso que las antenas de la estación base estén por debajo de la altura promedio de los edificios.

Para edificios más bajos a la altura de las antenas de las estaciones base ($\Delta h_{BTS} \geq 0$), la ley de propagación siempre es constante $\gamma = 3.8$. Conforme se aumenta la altura de los edificios en pasos de 5 m, se presenta un aumento constante de aproximadamente 6 dB desde los 10 hasta los 25 metros, para cualquier distancia entre las estaciones base y móvil. Para una altura h_{roof} a partir de los 30 m, cambia el comportamiento de las pérdidas por propagación, teniendo una ley de potencia diferente de $\gamma = 3.8$.

Para distancias menores a los 500 m entre las estaciones base y móvil, la pendiente de pérdidas será mayor y no constante. Por ejemplo, para una altura $h_{roof} = 35$ m se

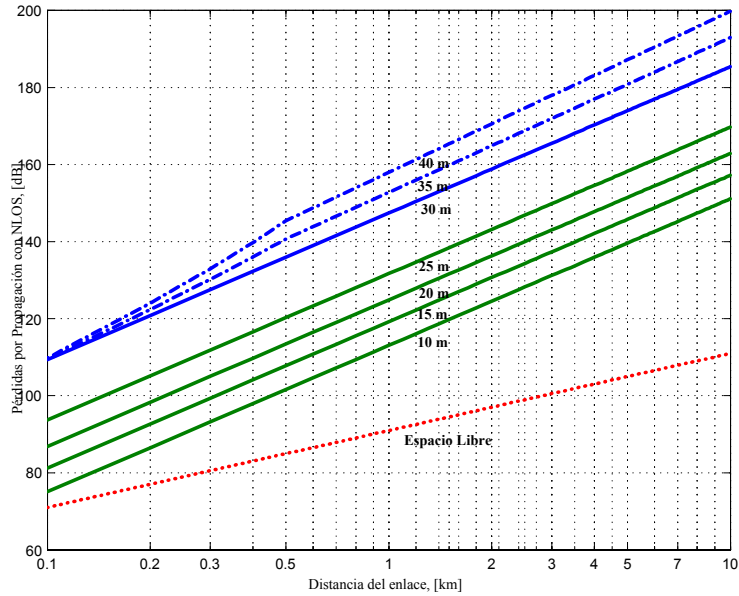


Figura 17: Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de los edificios).

tiene una $\gamma = 43.7$ dB/década, y para una altura $h_{roof} = 40$ m se presenta una $\gamma = 48.9$ dB/década.

Efecto de la separación de los edificios. En la gráfica 18 se muestra el modelado de la separación de los edificios, variando ésta desde 30 m hasta 60 m, en pasos de 10 m y los siguientes datos del escenario:

$$f_{MHz} = 850; \quad b = 30, 40, 50, 60 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 30 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 20 \text{ m};$$

En la gráfica 18 se observa que se tiene una ley de potencia constante de $\gamma = 3.8$ para cualquier distancia entre las estaciones base y móvil, y que las pérdidas de propagación son poco sensibles a la separación de los edificios, aumentando como máximo 2.3 dB cada 10 metros.

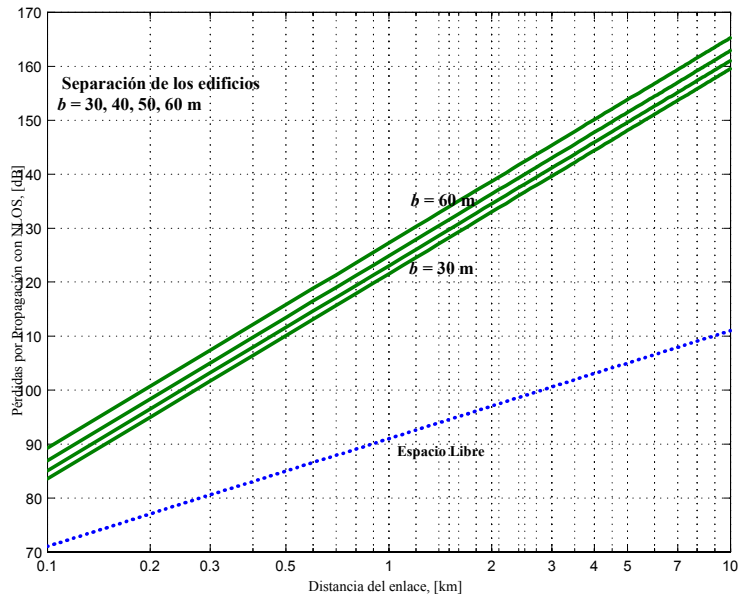


Figura 18: Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la separación de los edificios).

Efecto de la altura de la antena de la estación base. En la gráfica 19 se modela el efecto de la altura de la antena de la estación base, variándola desde 5 m hasta 30 m, manteniendo constante la altura promedio de los edificios en 15 m y los siguientes datos del escenario:

$$f_{MHz} = 850; \quad b = 40 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 5, 10, 15, 18, 20, 25, 30 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 15 \text{ m};$$

En la gráfica 19 se observa que las pérdidas de propagación son muy sensibles a la altura de las antenas de la estación base, con una ley de potencia de $\gamma = 3.8$ para cualquier distancia entre las estaciones base y móvil en el caso en que la altura promedio de los edificios sea menor a la de las antenas de las estaciones base.

Por otra parte, para un escenario cuyos edificios tengan dimensiones mayores a la altura de las antenas de las estaciones base, ($\Delta h_{BTS} < 0$) la pendiente de pérdidas por

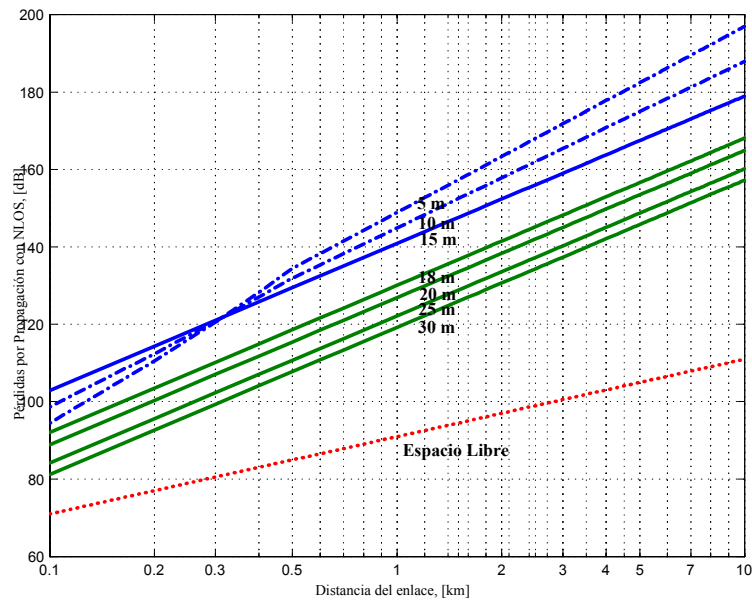


Figura 19: Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de la estación base).

propagación tendrá diferentes valores, estando entre 48 dB/década para $\Delta h_{BTS} = -10$ m y 43 dB/década para $\Delta h_{BTS} = -5$ m, ambos casos con distancias entre las estaciones base y móvil mayores a 500 m. Para el caso que la separación entre transmisor y receptor sea menor a 500 m, la pendiente γ tendrá un comportamiento diferente, siendo 54 dB/década para $\Delta h_{BTS} = -10$ m y 46 dB/década para $\Delta h_{BTS} = -5$ m.

Efecto de la altura de la antena de la estación móvil. En la gráfica 20 se muestra el modelado del efecto de la altura de la antena de la estación móvil, va-riándola desde 1 m hasta 4 m, y los siguientes parámetros del escenario:

$$f_{MHz} = 850; \quad b = 40 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 30 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1, 1.5, 2, 3, 4 \text{ m}; \quad h_{roof} = 15 \text{ m};$$

En la gráfica 20 se observa que las pérdidas de propagación no son muy sensibles a la altura de la antena de la estación móvil, variando 2 dB entre 1 y 4 metros de altura para la estación móvil, permaneciendo constante con 38 dB/década la pendiente de

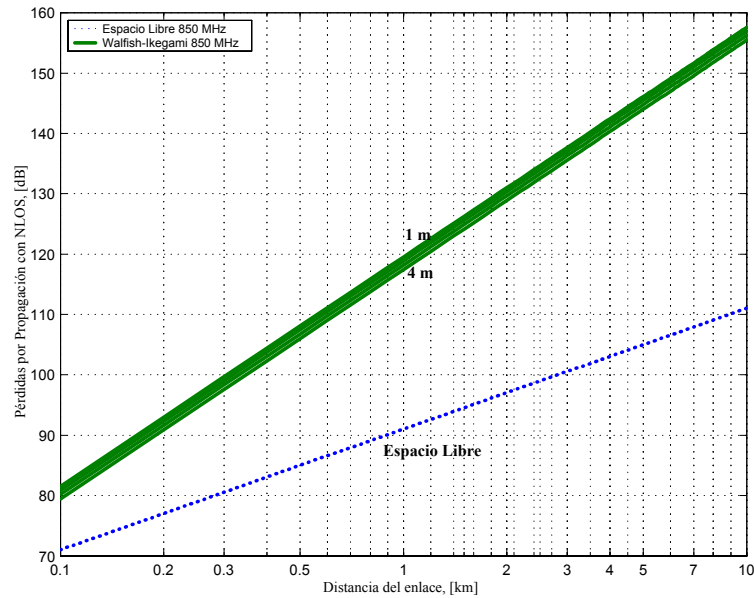


Figura 20: Comparación entre el modelo Walfisch-Ikegami sin LOS y el modelo en el espacio libre (efecto de la altura de la antena de la estación móvil).

pérdidas por propagación para cualquier distancia entre transmisor y receptor.

III.3. Cálculo del Enlace en Sistemas Móviles Celulares

El *cálculo del enlace* requiere información del equipo de radio empleado (potencias y frecuencias de operación de los transmisores, características de las antenas, etc), el nivel de cobertura deseado y las características de propagación del entorno para calcular las pérdidas por trayectoria máximas que pueden tolerarse entre la estación base y las estaciones móviles. Estas pérdidas son empleadas para predecir el radio de la célula y su área de cobertura.

La figura 21 muestra el concepto de cálculo del enlace para los enlaces de bajada y de subida entre las estaciones base y móvil. Como se observa en la figura 21, en el cálculo del enlace existen tres bloques para su análisis: la estación base, los deterioros inherentes al canal radio y la estación móvil, los cuales hay que analizar por separado para cada enlace.

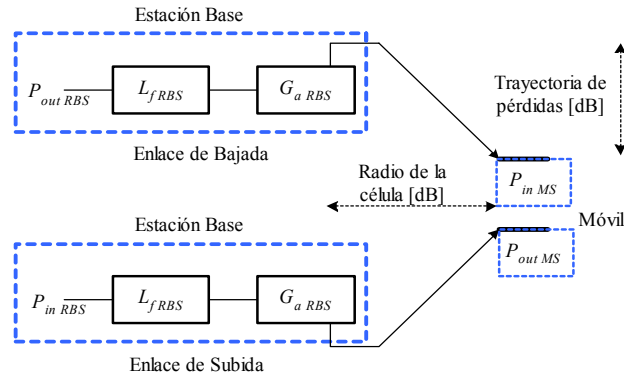


Figura 21: Concepto del presupuesto del enlace.

Debido a la hostilidad del canal radio analizada en el capítulo anterior, la cobertura de la celda estará limitada por las interferencias y los desvanecimientos. Otro objetivo del análisis del cálculo del enlace es el mantener un equilibrio en las trayectorias entre la estación base y móvil, *enlace de bajada*³⁸ y *enlace de subida*³⁹.

Los pasos a seguir recomendados en el cálculo del enlace en los sistemas móviles celulares son [Ericsson, 1999]:

1. Contar con parámetros de operación de los equipos de radio (especificaciones).
2. Determinar el entorno de propagación (rural, semiurbano, urbano, etc).
3. Determinar los márgenes de pérdidas apropiados para calcular el nivel de intensidad mínimo requerido.
4. Calcular las pérdidas por trayectoria máximas usando la información de los puntos anteriores.
5. Seleccionar el modelo de pérdidas por propagación apropiado de acuerdo al entorno y calcular el radio de la célula, así como el área de cobertura.

³⁸Enlace de la estación base a la estación móvil.

³⁹Enlace de la estación móvil a la estación base.

A continuación, se hará una descripción de todos los parámetros que se deben tomar en cuenta para realizar un buen cálculo del enlace, primero describiendo el enlace de bajada, y posteriormente el enlace de subida [Ojanperä y Prasad, 1998], [Ericsson, 1996], [Ericsson, 1999], [Tomasi, 1996], [Smith y Gervelis, 1996], [Smith, 1997] y finalmente [Lee y Miller, 1998].

III.3.1. Cálculo de las Pérdidas por Trayectoria para el Enlace de Bajada

El cálculo de las pérdidas por trayectoria para el enlace de bajada consiste en analizar todos los parámetros que contribuyen a la *potencia isotrópica radiada efectiva (EIRP)*⁴⁰ de la estación base, el nivel de intensidad mínimo que puede recibir la estación móvil, y con los dos anteriores poder obtener las pérdidas por propagación máximas que se tendrán en la trayectoria de la estación base a la estación móvil.

Los parámetros que contribuyen a la potencia radiada efectiva de la estación base $EIRP_{RBS}$ son:

$$EIRP_{RBS} = P_{outRBS} - L_{fRBS} + G_{aRBS} \text{ [dBm]} \quad (38)$$

donde:

Potencia nominal de salida de la estación base P_{outRBS} [dBm]. Es la potencia promedio transmitida, en una estación base omnidireccional o sectorial. El intervalo de potencia para una estación base trabajando en la banda celular está entre 1 W y 50 W, siendo apropiada una potencia de 1 W a 3 W para una microcélula, de 3 W a 10 W para una macrocélula en un entorno urbano, y de 10 W a 50 W para áreas abiertas.

Pérdidas en los dispositivos de transmisión L_{fRBS} [dB]. Son las pérdidas combinadas de todos los componentes en el sistema de la estación base entre la salida del radio transmisor y la entrada de la antena: combinadores, cables, duplexores, etc.

⁴⁰ *Effective Isotropic Radiated Power.*

Estás pérdidas se cuantifican en el orden de los 4 dB.

Ganancia de la antena G_{aRBS} [dBi]. La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia (típicamente una antena isotrópica), suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia. En nuestros cálculos tomaremos la máxima ganancia de la antena transmisora en el plano horizontal. Las ganancias de las antenas comerciales omnidireccionales para macrocélulas típicamente están entre 8 y 12 dBi, y para cubrir coberturas sectoriales van de los 9 a los 20 dBi [Kathrein, 2000].

Posteriormente, es necesario cuantificar todos los parámetros que contribuyen al nivel de intensidad mínimo que puede recibir la estación móvil SS_{design} , los cuales son diferentes dependiendo de la tecnología celular:

$$SS_{design} = MS_{sens} + RF_{marg} + IF_{marg} + BL + LNF_{marg} \text{ [dBm]} \quad (39)$$

$$SS_{design} = ND + NF_m + E_b/N_{oMS} - PG + BL + LNF_{marg} \text{ [dBm]} \quad (40)$$

La ecuación 39 se aplica en el caso de los sistemas FDMA y TDMA, mientras que la ecuación 40 en sistemas CDMA.

Sensibilidad de recepción MS_{sens} [dBm]. Es el mínimo nivel de intensidad de señal para satisfacer un cierto nivel de desempeño, considerando que se tiene un canal con desvanecimiento Rayleigh. Por ejemplo, para un equipo móvil que trabaja bajo la norma IS-136 se considera una sensibilidad de -103 dBm con un BER de 3% a una velocidad de 100 km/h.

Margen de desvanecimiento Rayleigh RF_{marg} [dB]. El desvanecimiento Rayleigh se presenta debido a las multitrayectorias, provocando así interferencias. Con el fin de

obtener una buena calidad en el enlace, es recomendable aplicar un margen de 3 dB.

Margen de interferencia IF_{marg} [dB]. Depende del reuso de frecuencia, la carga de tráfico, el porcentaje del área de la célula con buena cobertura deseado, etc. Ericsson recomienda usar un margen de 2 dB, tanto en 850 MHz como en 1900 MHz.

Pérdidas por el cuerpo humano BL [dB]. El cuerpo humano produce dos efectos al desempeño de la estación móvil: la cabeza absorbe energía, y disminuye la eficiencia de la antena. El *Instituto de Normas en Telecomunicaciones (ETSI)*⁴¹ recomienda considerar 3 dB.

Margen de desvanecimiento log-normal $LN F_{marg}$ [dB]. El nivel de intensidad recibido es un proceso aleatorio, y sólo es posible estimar la probabilidad de que el nivel de intensidad recibido exceda un cierto umbral. Con el fin de planificar con una alta probabilidad que el nivel de intensidad esté por encima de un umbral, se añade un margen de desvanecimiento log-normal en el proceso de diseño.

Figura de ruido NF [dB]. La figura de ruido es un índice que indica la degradación en la señal a ruido conforme la señal se propaga en el sistema de recepción. Matemáticamente se expresa como la relación SNR de entrada entre la relación SNR de salida.

Relación de densidad de potencia de energía por bit a ruido E_b/N_o [dB]. La relación de densidad de potencia de energía por bit a ruido es la relación de la energía de un solo bit a la potencia de ruido presente en 1 Hz de ancho de banda.

Ganancia de Procesamiento PG [dB]. Está definida como la razón entre el ancho de banda transmitido (W) y la tasa de bit (R).

⁴¹ *European Telecommunications Standards Institute.*

Potencia total de ruido térmico ND [dBm]. Es igual al producto del ancho de banda y la densidad de potencia de ruido. Por lo tanto, la potencia de ruido presente en el ancho de banda BW es

$$ND \text{ (dBm)} = 10 \log_{10} \left(\frac{K \cdot T \cdot BW}{0.001} \right) \quad (41)$$

donde:

K = constante de Boltzmann $1.3806568 \times 10^{-23} \text{ [J K}^{-1}\text{]}$.

T = temperatura absoluta [kelvin] (temperatura ambiente = 17°C ó 290 K).

$N_o = K \cdot T$, densidad de potencia de ruido [W/Hz].

BW = ancho de banda del dispositivo o sistema [Hz].

Una vez que se cuantifica la potencia radiada efectiva de la estación base y el nivel de intensidad mínimo que puede recibir el móvil, estamos en condición de poder obtener las pérdidas por propagación máximas en el enlace de bajada. Adicionalmente, se debe tomar en cuenta que la *relación portadora a interferencia* (C/I)⁴² es diferente cuando se tienen coberturas omnidireccionales o sectoriales, hecho que se justifica en el siguiente capítulo, siendo mayor la C/I en el primer caso. Se recomienda aplicar un factor de *ganancia por sectorización* (G_{sect}) que diferencie estas dos configuraciones, siendo para el caso omnidireccional $G_{sect} = 0$. Por lo tanto, tomando en cuenta esta ganancia las pérdidas por propagación máximas en el enlace de bajada son:

$$L_{max_{DL}} = PRE_{RBS} - SS_{design} - G_{sect} \text{ [dB]} \quad (42)$$

III.3.2. Cálculo de las Pérdidas por Trayectoria para el Enlace de Subida

El cálculo de las pérdidas por trayectoria para el enlace de subida consiste en cuantificar todos los parámetros que contribuyen a la potencia radiada efectiva de la estación móvil, el nivel de intensidad mínimo que puede recibir la estación base, y con ellos obtener las pérdidas por propagación máximas que se tendrán en el enlace de la estación

⁴² *Carrier to Interference ratio.*

móvil a la estación base.

La potencia radiada efectiva de la estación móvil simplemente es igual su potencia de salida:

$$PRE_{MS} = P_{outMS} \text{ [dBm]} \quad (43)$$

Posteriormente, se cuantifican los parámetros que contribuyen al nivel de intensidad mínimo que puede recibir adecuadamente la estación base, los cuales dependiendo la técnica de acceso múltiple son:

$$\begin{aligned} SS_{design} = & RBS_{sens} + RF_{marg} + IF_{marg} + L_{fRBS} \\ & - G_{div} - G_{aRBS} + LNF_{marg} \text{ [dBm]} \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} SS_{design} = & ND + NF_b + E_b/N_{oRBS} - PG + RF_{marg} + IF_{marg} \\ & + L_{fRBS} - G_{div} - G_{aRBS} + LNF_{marg} \text{ [dBm]} \end{aligned} \quad (45)$$

La ecuación 44 se aplica en el caso de los sistemas FDMA y TDMA, mientras que la ecuación 45 en sistemas CDMA.

A diferencia del enlace de bajada, en el enlace de subida se tiene una ganancia extra por diversidad espacial G_{div} , la cual es una forma de combatir los desvanecimientos multitrayectoria en el enlace de subida empleando dos antenas de recepción. La ganancia por diversidad en las antenas dependerá de la correlación entre los desvanecimientos en el par de antenas. Se aplica una ganancia promedio de 3 dB.

Finalmente, ya que se cuantifica la potencia radiada efectiva de la estación base y el nivel de intensidad mínimo que puede recibir el móvil, estamos en condición de poder obtener las pérdidas por propagación máximas en el enlace de subida:

$$L_{max_{UL}} = PRE_{MS} - SS_{design} - G_{sect} \text{ [dB]} \quad (46)$$

Como se estableció anteriormente, la meta en un buen diseño es que ambos enlaces estén equilibrados, por lo tanto, cuantitativamente se debe cumplir que

$$L_{max_{DL}} \approx L_{max_{UL}} \quad (47)$$

III.3.3. Cobertura Efectiva de la Célula

El tamaño efectivo de la célula, expresado como el radio de un círculo, es la distancia máxima a la cual el enlace de bajada o de subida puede operar confiablemente. Esta distancia para un enlace de radio dado es equivalente a las máximas pérdidas por propagación L_{max} que pueden tolerarse mientras se recibe la señal con suficiente potencia para superar al ruido y la interferencia, determinadas en el cálculo del enlace.

Una forma general para obtener las pérdidas por propagación en decibeles como función de la distancia es [Lee y Miller, 1998]:

$$L(d_{km}) = L_1 + 10\gamma \log_{10} d_{km} \quad (48)$$

donde:

d_{km} = distancia del enlace entre transmisor y receptor en kilómetros.

L_1 = valor de las pérdidas por propagación a un km, obtenidas con cualquier modelo de pérdidas por propagación: Hata-Okumura, W-I, etc.

γ = pendiente de pérdidas por propagación, la más adecuada de acuerdo al entorno: macrocelular o microcelular.

En el borde de la célula, se tiene que $d_{km} = R$, y las pérdidas por propagación son L_{max} . Por lo tanto, en éste punto podemos expresar la ecuación 48 como:

$$L_{max} = L(R_{km}) = L_1 + 10\gamma \log_{10} R_{km} \quad (49)$$

por lo tanto, de la ecuación 49 podemos obtener el radio de la célula en kilómetros como:

$$R_{km} = 10^{\frac{L_{max}-L_1}{10\gamma}} = \exp \left\{ 2,303 \left(\frac{L_{max} - L_1}{10\gamma} \right) \right\} \quad (50)$$

La ecuación 50 refleja la importancia de diseñar un buen cálculo del enlace, y usar el modelo de pérdidas por propagación y ley de potencia más adecuados al entorno del sistema.

III.3.4. Aplicación del Modelo Walfisch-Ikegami en el Cálculo del Radio de la Célula

Apoyándonos en los resultados del análisis del modelo Walfisch-Ikegami, se analizó el efecto de la altura de los edificios y la altura de la estación base, que son los elementos que más afectan en las pérdidas por propagación en un entorno urbano, con el fin de determinar su efecto en el radio de cobertura de la célula, el cual se obtiene con la ecuación 50. Los resultados de modelado, aplicando en modelo (W-I) son los siguientes:

Efecto de la altura de los edificios. En la gráfica 22 se observa el efecto de la altura de los edificios, variandola desde 10 m hasta 25 m, fijando la altura de la antena de la estación base en 15 m, y los siguientes parámetros del entorno:

$$f_{MHz} = 850 \text{ y } 1900; \quad b = 40 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 30 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 10, 15, 20, 25 \text{ m};$$

En la gráfica 22 se observa que las pérdidas por propagación son muy sensibles a la altura de los edificios circundantes a la estación base. En el modelado se varió esta altura 15 metros, obteniendo variaciones de pérdidas de aproximadamente 18.5 dB en coberturas de 2 km. De acuerdo a los resultados, existe una diferencia aproximada de 9 dB en las pérdidas máximas por propagación entre la banda celular y la banda PCS, siendo mayores las pérdidas en el segundo caso.

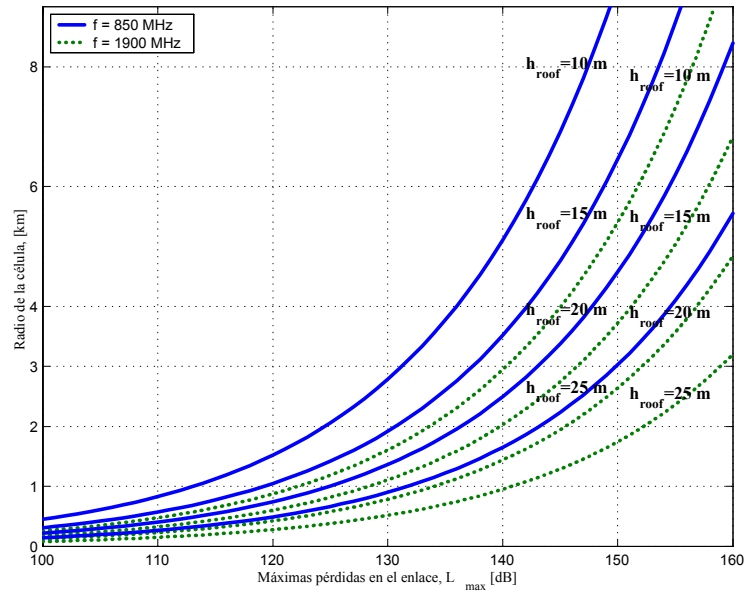


Figura 22: Radio de la célula contra las pérdidas en el enlace (efecto de la altura de los edificios).

Efecto de la altura de la estación base. En la gráfica 23 se modela el efecto de la altura de la estación base, variandola desde 10 m hasta 25 m, fijando la altura promedio de los edificios en 30 m, y los siguientes parámetros del entorno:

$$f_{MHz} = 850 \text{ y } 1900; \quad b = 40 \text{ m}; \quad w = b/2; \quad \varphi = 90^\circ$$

$$h_{BTS} = 10, 15, 20, 25 \text{ m}; \quad h_{MS} = 1.5 \text{ m}; \quad h_{roof} = 30 \text{ m};$$

En la gráfica 23 se observa el comportamiento de las pérdidas por propagación en un entorno microcelular: la altura de la estación base está por debajo del nivel promedio de los edificios. Conforme la altura de la estación base sea menor a la altura promedio de los edificios, habrá una mayor cantidad de pérdidas, siendo estas considerablemente sensibles a dicha diferencia de alturas. Al aumentar la altura de la estación base 15 m en el modelado, para coberturas de 2 km se obtuvo una disminución en las pérdidas por propagación de aproximadamente 11 dB. En los resultados se encontró que existe una diferencia aproximadamente de 9 dB entre las bandas celular y PCS, siendo menores las pérdidas en el primer caso. Los resultados obtenidos nos justifican el empleo de antenas

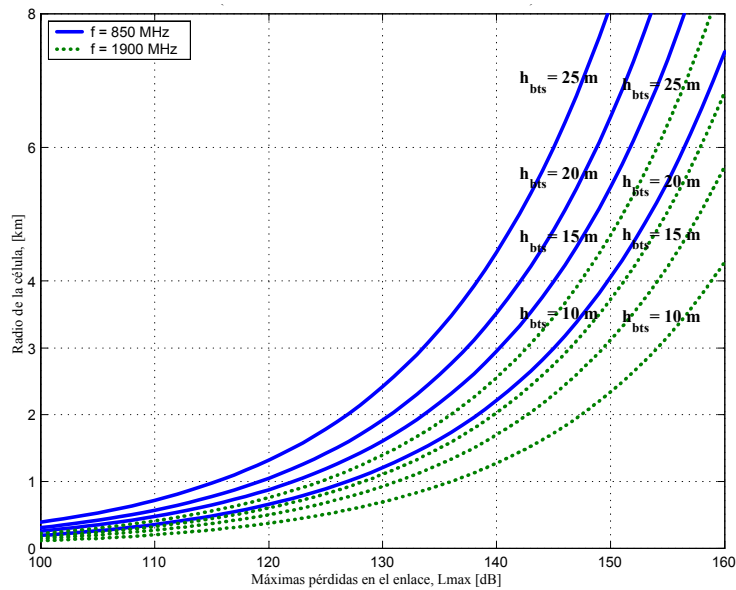


Figura 23: Radio de la célula contra las pérdidas en el enlace (efecto de la altura de la estación base).

con mayores ganancias y mayores potencias de transmisión en la banda PCS.

III.4. Resumen

En el presente capítulo se estudió el modelo de pérdidas por propagación semideterminístico Walfisch-Ikegami, el cual es muy versátil por su aplicación en entornos microcelulares y macrocelulares, ya que proporciona un valor adecuado de la pendiente de pérdidas por propagación para cada entorno, el cual es 38 dB/década para un entorno macrocelular. Con el trabajo de modelado se encontró que las alturas de los edificios y las alturas de las estaciones base son los parámetros que más afectan el valor de las pérdidas por propagación en un entorno urbano. Posteriormente se estudió el cálculo del enlace, con el fin de utilizarlo como una herramienta y junto con el modelo Walfisch-Ikegami y las adversidades del canal radio estudiadas en el capítulo anterior, poder determinar el radio y área de cobertura que se puede obtener en un sistema de comunicaciones móviles inalámbricas. Por lo tanto, se han establecido las bases para

poder realizar en el siguiente capítulo una buena planificación celular de una red móvil inalámbrica.

IV. PLANIFICACIÓN CELULAR

IV.1. Introducción

La *planificación celular* es la base para el diseño y optimización de las redes de comunicaciones móviles inalámbricas. El *concepto celular*, propuesto por D. H. Ring en un memorándum interno de los laboratorios Bell de Norteamérica en 1947, está fundamentado en la substitución de un solo transmisor con alta potencia, por varios transmisores con menor potencia, cuyas áreas de cobertura son llamadas “*celdas*” o “*células*”, permitiendo la reutilización de frecuencias, y como resultado incrementando la capacidad del sistema, objetivo fundamental de este concepto de comunicación móvil.

El objetivo de este capítulo es analizar los conceptos más importantes de la planificación celular, y optimizar los parámetros que más impacten en la cantidad de infraestructura necesaria para poder atender a la mayor cantidad de usuarios con la mejor calidad en el enlace, esto repercute directamente en la disminución de la inversión y los costos de los operadores celulares.

IV.2. El Concepto Celular

La propuesta del *concepto celular* es una respuesta de la industria de las comunicaciones móviles al problema de la limitación en la capacidad del espectro radioeléctrico disponible para este servicio [Yacoub, 1993]. La limitación de frecuencias es combatida disminuyendo el radio de cada *célula*, la cual es la unidad geográfica básica de un sistema celular. Este decremento también es aplicado a la potencia de salida de los sitios celulares llamados *estaciones base* o *radiobases*, lo cual ayuda a balancear la potencia de salida entre este componente del sistema y los teléfonos móviles.

El concepto de *reuso de frecuencia* se refiere al uso de canales de radio con una misma frecuencia portadora para cubrir diferentes áreas de servicio, las cuales están separadas unas de otras una distancia suficiente de tal manera que la interferencia co-canal sea aceptable [Mac Donald, 1979]. Dejando en el pasado el uso de un sólo

transmisor de alta potencia con una gran altura para cubrir la totalidad del área, con el concepto celular las compañías operadoras pueden distribuir varias estaciones base, con potencia moderada a través del área total de cobertura, con cada radiobase cubriendo primariamente una porción del área total, una célula. Una célula entonces es el área en el cual una estación base transmisora atiende las llamadas telefónicas desde y hacia las terminales móviles. Las células que usan la misma frecuencia portadora son llamadas *co-células*. Estas deben ser ubicadas con una distancia de separación suficiente para que la *interferencia co canal*⁴³ pueda estar dentro de límites tolerables.

Con el concepto celular, una región atendida inicialmente por una estación base en un sistema móvil convencional es dividida en varias células, cada una con su propia estación base, atendida por su propio subconjunto de canales, llamado *grupo*. El conjunto de canales disponibles en la banda para el sistema es asignado a un conjunto de células constituyendo un grupo de estaciones base llamado "*cluster*", como se muestra en la figura 24.

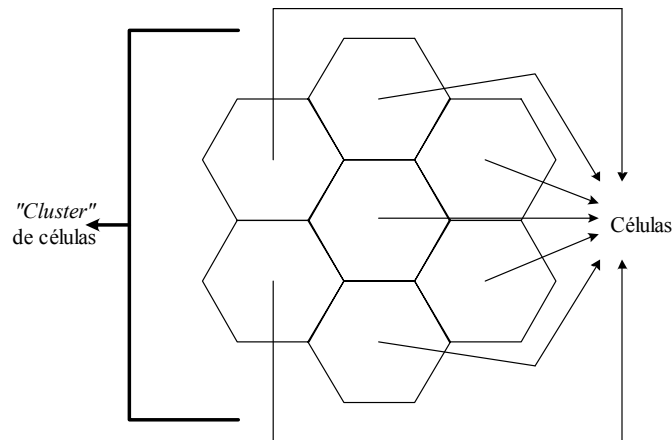


Figura 24: Representación celular hexagonal.

El mismo conjunto de frecuencias debe ser reusado sólo en diferentes "*clusters*", en

⁴³Interferencia que surge debido a que se presentan dos o más transmisiones simultáneas en el mismo canal.

otras palabras, en un “*cluster*” no habrá reuso de frecuencias. El número de células en cada “*cluster*” determina el patrón de repetición, también conocido como *patrón de reuso*. Debido a limitaciones geométricas, sólo pueden aplicarse ciertos patrones de reuso, siendo los más comunes con 4, 7 y 12 células por “*cluster*” [Yacoub, 1993]. El menor patrón de reuso con el mayor número de canales por célula, corresponde a la mayor capacidad de tráfico del sistema. Sin embargo, éste patrón con la menor distancia entre co-células, lleva a tener una mayor interferencia co-canal.

La configuración del tipo de cobertura de las estaciones base, depende básicamente del tipo de entorno en el cual serán instaladas, existiendo tres tipos: *omnidireccional*, y *sectorizada con dos o tres sectores*, ver la tabla IX.

Tabla IX: Configuración del tipo de cobertura de una estación base.

<i>Tipo de célula</i>	<i>Aplicación</i>
Onmidireccional	En zonas rurales y tramos carreteros con bajo tráfico.
Sectorizada (dos sectores)	En carreteras con alta densidad de tráfico y zonas límites de las áreas de cobertura urbanas.
Sectorizada (tres sectores)	En ciudades urbanas y suburbanas.

Las estrategias de asignación de frecuencias juegan un papel muy importante en la disminución de las interferencias. Aunque el equipo de radio está diseñado para seleccionar únicamente los canales deseados eliminando las frecuencias adyacentes, puede haber situaciones en que los canales adyacentes causen interferencias, llamadas *interferencias de canal adyacente*. El factor de reuso de frecuencia depende principalmente de los siguientes factores:

- El entorno de propagación basado en el tipo de entorno macrocelular o microcelular, la morfología y la topografía.
- La configuración de la red implementada (alturas de las antenas y tipos de cobertura, onmidireccional o sectorial).

- El nivel umbral de la relación portadora-interferencia C/I requerido para tener un enlace confiable entre las estaciones base y móvil.

Si la asignación total de F canales es particionada en G conjuntos, entonces cada conjunto, llamado “grupo” contendrá $H = F/G$ canales. Si un grupo de canales es empleado en cada célula, eventualmente la demanda del tráfico telefónico en algunas células alcanzará la capacidad de los H canales. Un crecimiento adicional en el tráfico dentro de la célula requerirá una reconfiguración de la red, de tal manera que el área formada inicialmente por una sola célula podrá contener varias células. Este proceso es llamado “subdivisión de célula”. Las técnicas de reuso de frecuencia y subdivisión celular le permiten a un sistema telefónico celular alcanzar el objetivo de atender a un mayor número de usuarios dentro de un área de cobertura con una porción reducida de espectro.

El tamaño de las células varía de acuerdo a la planificación de la red, la cual se realiza apegada a un análisis de tráfico⁴⁴. Ya que el sistema está diseñado para permitirle al móvil trasladarse de una célula a otra, se requiere que la llamada en curso no sea interrumpida en este proceso. Debido a esto, se requiere que el móvil cambie de un canal a otro, de manera transparente para el usuario. Esta acción de cambio de canales es conocida como *transferencia de llamada*, “handoff” o “handover”. Las transferencias de llamada ocurren cuando la intensidad de señal se debilita y sobrepasa un valor umbral prefijado. El proceso de monitoreo de la calidad de señal y hacer la petición de “handoff”, es llamado “locating”. El proceso de determinar la disponibilidad de un móvil para recibir una llamada es conocido “paging”.

Un sistema básico celular consiste de tres subsistemas [Lee W., 1995], (figura 25):

1. *Unidad móvil, o “mobile station” MS*. Una unidad móvil contiene una unidad de control, un transductor y un sistema de antena. Su presentación física es el teléfono celular portátil.

⁴⁴ *Tráfico*: la información transportada sobre un canal de comunicación, voz y datos en un sistema de telefonía celular.

2. *Sitio celular*, también llamado *radiobase* o *estación base*, o “*radiobase station*” *RBS*. La estación base es la interfaz entre la central de conmutación y las unidades móviles. Tiene una unidad de control, gabinetes de radio, antenas, una planta de energía y terminales de datos.
3. *Central de conmutación móvil celular* o *central celular*, o “*mobile telephone exchange*” *MTX*. Es el elemento central de coordinación para todas las estaciones base, controla los procesos de las llamadas y es la interfaz con la *red telefónica pública conmutada PSTN*⁴⁵.

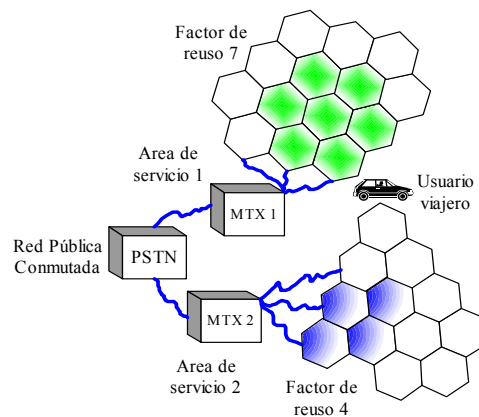


Figura 25: Esquema general de una red celular móvil.

Enlaces de radio, microondas punto a punto y fibra óptica de alta velocidad son los encargados de conectar a los tres subsistemas. Cada teléfono puede usar únicamente un canal a la vez para su enlace de comunicación, pero este canal no es fijo, puede ser cualquiera de los asignados al área de servicio, donde cada estación base tiene varios canales que pueden conectar simultáneamente a muchas estaciones móviles.

La central celular conmuta llamadas para conectar a suscriptores móviles con otros suscriptores móviles y a la PSTN. Usa troncales de voz similares a las usadas en las centrales de la PSTN.

⁴⁵*Public Switched Telephone Network*: accesada principalmente por teléfonos, es la red de telecomunicaciones más extensa a nivel mundial.

IV.3. Introducción a la Planificación Celular

Los objetivos más importantes en el diseño de una red celular son tener buena calidad de transmisión, una alta capacidad de usuarios por célula, con la menor cantidad de recursos económicos en infraestructura. La *planificación celular* es el fundamento del diseño de una red de telefonía móvil, siendo de gran importancia para su calidad y desempeño adecuados. La planificación celular involucra las siguientes tareas principales [Jain, 1996]:

1. *Selección de la tecnología a utilizar en la red (analógica, digital ó dual)*, lo cual lleva a hacer un estudio económico y de ingeniería de los estándares celulares que existen comercialmente.
2. *Seleccionar la ubicación del equipo de radio (estaciones base)*, la cual debe ser la adecuada para ofrecer una cobertura óptima, con la mayor capacidad de tráfico y con la mejor calidad de audio posible.
3. *Configuración del equipo de radio (radios de transmisión y recepción, antenas, etc)*, es decir, la configuración que tendrán las estaciones base para cubrir la demanda de tráfico.

Para realizar estas tareas, los diseñadores de la red deben conocer los siguientes parámetros de la planificación celular:

- *Distribución y densidad de la población*, la cual puede ser uniforme o no en el área total de cobertura donde se pretende diseñar la red.
- *Información del entorno*, la cual se basa en diferenciar si el entorno es macrocelular o microcelular, y contar con bases de datos de topografía y morfología confiables y actualizadas.
- *Tipo de cobertura*, la cual puede ser en interiores o exteriores.

- *Tamaño del cluster*, el cual depende directamente del nivel de C/I mínimo requerido por cada estandar celular.
- *Tráfico promedio por suscriptor*, estadística importante para hacer un pronóstico del tráfico que cursará por la red.
- *Canales de RF disponibles*, los cuales dependen de la banda de frecuencia que tenga concesionada el operador.
- *Grado de Servicio*, el cual típicamente se maneja de 2% para estaciones base, y 0.1% para rutas de interconexión con la red telefónica pública conmutada.
- *Técnica de acceso múltiple*, la cual puede ser FDMA, TDMA y CDMA, dependiendo del estándar celular seleccionado.
- *Interferencia umbral co-canal*, parámetro muy importante para garantizar una buena calidad de audio en el enlace entre las estaciones móvil y base.
- *Tipo de entorno*: rural⁴⁶, suburbano⁴⁷ y urbano⁴⁸ [IEEE, 1988].

Una vez realizado el diseño de la red, los principales resultados de la planificación celular que impactan en la inversión económica de la red son:

1. *Número de sitios celulares necesarios en el área de cobertura.*
2. *Ubicación óptima de las estaciones base.*
3. *Número de canales de tráfico requeridos en cada estación base.*
4. *Características de operación de las radiobases: frecuencia, potencia, altura y ganancia de las antenas.*

⁴⁶Comprende un área donde existen pocos obstáculos como árboles o edificios en la trayectoria de propagación, y con áreas despejadas.

⁴⁷Comprende poblaciones pequeñas o carreteras con dispersores como casas, edificios pequeños y árboles, a menudo cerca de la unidad móvil.

⁴⁸Comprende un área con una alta densidad de grandes edificios, zonas residenciales y zonas verdes densas.

Para llegar a estos resultados, debemos considerar las características del canal radio estudiadas en los dos capítulos anteriores, la ingeniería de tráfico, la eficiencia del *espectro radioeléctrico*⁴⁹ y las propiedades de la geometría celular, la cual abordaremos a continuación.

IV.4. Propiedades de la Geometría Celular

El principal propósito de definir las células en un sistema celular móvil es delimitar las áreas en las cuales cualquier canal o estación base específicos serán usados, al menos preferentemente. Como se estableció anteriormente, es necesario un grado razonable de separación geográfica para el uso de los canales, con el fin de prevenir problemas de interferencia co-canal.

Aunque las consideraciones de propagación sugieren un círculo para la forma de la célula, éste es impráctico para propósitos de diseño, debido a que un arreglo de células circulares produce áreas con traslapes y zonas sin cobertura. Por otra parte, cualquier polígono regular aproxima la forma de un círculo y tres tipos de ellos, el triángulo equilátero, el cuadrado y el hexágono regular, pueden cubrir un plano sin traslapes ni huecos. Por tener una mayor área y por razones económicas se adoptó la forma hexagonal regular para el diseño.

Para determinar cual conjunto de canales debe ser asignado a cada célula, se inicia con dos enteros i y j ($i \geq j$), llamados “*parámetros de cambio*” [Mac Donald, 1979]. Del patrón celular de la figura 26, se observa que seis grupos de hexágonos emanan de cada hexágono, extendiéndose en diferentes direcciones. Comenzando con cualquier célula como referencia, se encuentra la “*célula co-canal*” más cercana, aquella célula que debe usar los mismos grupos de canales, de la siguiente manera [Mac Donald, 1979]:

“Se trasladan i células a lo largo de cualquier cadena de hexágonos; posteriormente se gira en contra de las manecillas del reloj 60 grados; finalmente

⁴⁹El intervalo de frecuencias de radiación electromagnética, desde cero hasta infinito, el cual está dividido en 26 bandas nombradas alfabéticamente.

se trasladan j células a lo largo de la cadena que está en la nueva dirección. Como resultado, la j -ésima célula y la célula de referencia son co-canales”.

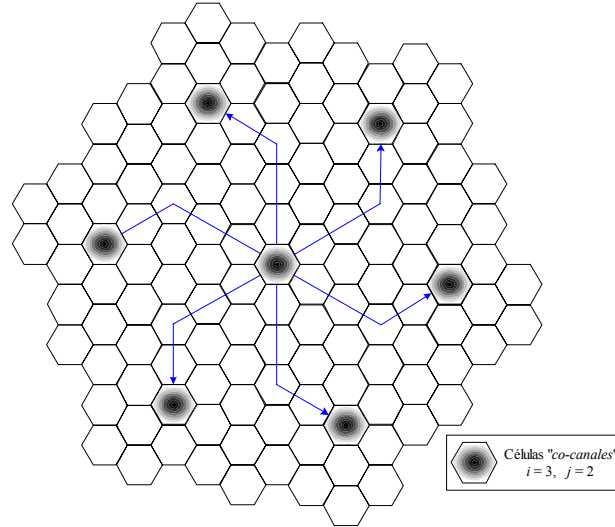


Figura 26: Ubicación de las células co-canales en una malla hexagonal de células.

Las células forman “*clusters*” alrededor de la célula de referencia en el centro y alrededor de las células co-canales. El número de células por “*cluster*” es un parámetro de gran interés, debido a que en un sistema real este número determina cuántos diferentes grupos de canales deben ser formados con el espectro disponible. El número de células por “*cluster*”, N resulta ser [Mac Donald, 1979]:

$$N = i^2 + i \cdot j + j^2 \quad (51)$$

Ya que i y j deben ser enteros, sólo ciertos valores de número de células por “*cluster*” son realizables geoméricamente. La relación de la distancia entre los centros de las células vecinas co-canales más cercanas D , y el radio de la celda R , es llamada “*razón de reuso co-canal*”. Esta razón está relacionada al número de células por “*cluster*” N de la siguiente forma [Mac Donald, 1979]:

$$D/R = \sqrt{3N} \quad (52)$$

La ecuación 52 es importante porque relaciona la capacidad de tráfico llevado por el sistema celular y la interferencia co-canal. Conforme el número de células por “cluster” se incrementa, la separación entre células co-canales también es incrementada.

En la tabla X se muestran los posibles tamaños de cluster N , y sus correspondientes razones de reuso co-canal D/R .

Tabla X: Relación entre el tamaño de “cluster” y la relación de reuso co-canal.

i	j	$N = \text{tamaño de cluster}$	$D/R = \text{relación de reuso co - canal}$
1	0	1	1.7321
1	1	3	3.0
2	0	4	3.4641
2	1	7	4.5826
3	0	9	5.1962
2	2	12	6.0

La menor razón de reuso co-canal es equivalente al menor número de células por “cluster”, en otros términos, un menor número de grupos de canales. Ya que el número total de canales es fijo, el menor número de grupos significa un mayor número de canales por grupo y por sitio celular. Cada sitio puede llevar más tráfico, por lo tanto se reduce el número total de estaciones base para una carga total dada de tráfico.

Ya que la razón D/R determina el número de canales por grupo, fija un límite en la capacidad de tráfico que puede soportar cada radiobase, lo cual limita la capacidad final del sistema. Una razón D/R pequeña atiende los objetivos de bajos costos y alta capacidad, y por otra parte, una razón D/R grande beneficia la calidad de transmisión.

IV.5. Ingeniería de Tráfico

La *ingeniería de tráfico* es el proceso de análisis en los sistemas celulares para proporcionar el número óptimo de circuitos de comunicación (*canales de voz y datos*) para un área de servicio dada [Yang, 1998]. Asignar el número correcto de canales a cada célula requiere del entendimiento de la teoría de tráfico, la cuál está basada en suposi-

ciones a cerca del comportamiento de los suscriptores y de cómo el sistema atiende a éstos.

Ya que el número de canales de tráfico de un sitio celular es limitado, la probabilidad de que todos los canales estén ocupados para un usuario en particular se incrementa proporcionalmente con el tráfico.

La unidad estándar para medir el tráfico telefónico es el *Erlang*. Un Erlang de tráfico indica que un dispositivo “*circuito*” está en uso por una hora. La *intensidad de tráfico* es una medición de la utilización del canal, la cual es un promedio del uso del canal en Erlangs. El tráfico por suscriptor está determinado por la tasa promedio de llamadas y por el promedio de duración de cada llamada. Ya que el tráfico tiende a variar en el transcurso del día, una red celular se dimensiona para la hora de mayor ocupación, conocida como la *hora pico*. El tráfico en Erlangs está dado por

$$A = \mu \frac{H}{3600} \quad (53)$$

donde:

H = Tiempo medio de duración de una llamada en segundos.

μ = Número promedio de solicitudes de llamada por unidad de tiempo (por hora).

A = Cantidad de tráfico ofrecido para uno o más usuarios de un sistema. El tráfico en un grupo de troncales es igual al tráfico en el número promedio de troncales en uso durante una hora dada.

El *grado de servicio (GOS)*⁵⁰ es una medida de la capacidad que tiene el usuario para acceder al sistema. Las horas pico típicamente se presenta en las horas laborales de mayor tráfico durante la mañana y la tarde. Dado un número específico de canales disponibles en el sistema, el GOS es empleado para definir el desempeño deseado de un sistema inalámbrico especificando la probabilidad de que un usuario ocupe un canal de tráfico.

El GOS está definido como la probabilidad de que una llamada sea bloqueada, o

⁵⁰ *Grade Of Service.*

la probabilidad de que una llamada experimente un tiempo retardo mayor a un cierto tiempo fijado para su logro. Un valor comúnmente usado para el GOS a nivel radiobases es 2% [Ericsson, 1999]. Es importante aclarar que este valor de GOS es únicamente para radiobases, ya que para rutas de interconexión con la PSTN y adicionales se maneja un grado de servicio más estricto, comúnmente de 0.1%, debido a que el número de canales disponibles para estas rutas es mucho mayor que el que existe en una radiobase.

Anteriormente nos referimos a la demanda de tráfico como un requerimiento de tráfico dado por los usuarios en la célula. En realidad, esta demanda no es medida directamente, sólo se estima indirectamente. Lo que sí es posible medir directamente es la *carga llevada* por una estación base. La demanda de tráfico, o *carga solicitada*, durante el mismo intervalo de tiempo puede ser estimada por:

$$\text{carga llevada} = (\text{carga solicitada}) \times (1 - \text{tasa de bloqueo}), \quad \text{o} \quad (54)$$

$$\text{carga solicitada} = (\text{carga llevada}) / (1 - \text{tasa de bloqueo}) \quad (55)$$

La carga solicitada es la cantidad de carga de tráfico solicitada por los usuarios a la red, mientras que la carga llevada es la cantidad de carga de tráfico soportado por la red. En otras palabras, la carga llevada es el resultado de la carga solicitada (demanda) reducida por el bloqueo. Los sistemas de gestión de red típicamente miden la tasa de bloqueo para cada sector de cada estación base en el sistema.

Existen varios modelos matemáticos que describen la relación entre la probabilidad de bloqueo (*grado de servicio*), la carga solicitada (*demanda*), y el número de canales. Al estimar la demanda de tráfico se deben suponer ciertas condiciones de comportamiento para los abonados móviles. Basándose en estas condiciones, se debe aplicar la fórmula de bloqueo adecuada. Los modelos de bloqueo ayudan a determinar el número de dispositivos necesarios para atender a un número específico de tráfico con un GOS dado. En la práctica, se asume que se tendrán pérdidas de tráfico en el sistema, siendo el *modelo Erlang-B* aceptado como un estándar para un sistema telefónico celular.

IV.5.1. Modelo Erlang-B

El *modelo Erlang-B* supone que las llamadas bloqueadas son eliminadas y que el usuario que realiza la llamada vuelve a generar un intento, pero no inmediatamente [Ericsson, 1999]. En los sistemas de acceso múltiple FDMA y TDMA, los canales de tráfico son asignados a los usuarios de acuerdo a la disponibilidad, de tal manera que el tráfico entrante es bloqueado hasta que un canal se libera después de terminada una llamada en curso [Viterbi y Viterbi, 1993]. La probabilidad de bloqueo se obtiene de un análisis clásico de Erlang de la cola $M/M/S/S$, donde la primer M se refiere a una tasa de arribo de Poisson de λ llamadas/seg; la segunda M se refiere a un tiempo de servicio exponencial con media $1/\mu$ seg/llamada; la primera S se refiere al número de canales; y la segunda S se refiere al número máximo de usuarios soportado antes de que ocurra el bloqueo.

La probabilidad de bloqueo $P(\text{bloqueo})$ o grado de servicio, de acuerdo al modelo Erlang-B, está dada por [Viterbi y Viterbi, 1993]:

$$P(\text{bloqueo}) = \frac{(\lambda/\mu)^S / S!}{\sum_{k=0}^S (\lambda/\mu)^k / k!} \quad (56)$$

donde S es el número de canales, y λ/μ es el tráfico solicitado promedio (carga solicitada) medido en Erlangs. El número promedio de usuarios activos es $(\lambda/\mu) \cdot (1 - P(\text{bloqueo}))$.

A partir del modelo Erlang-B, la gráfica 27 muestra la relación entre la carga ofrecida y el número de canales para cuatro diferentes probabilidades de bloqueo (0.1%, 1%, 2% y 5%). Como se observa, al existir más canales, una estación base puede manejar una mayor carga para un grado de servicio dado. Para un número de canales fijo, cuanto mayor sea el valor de probabilidad de bloqueo mayor será la carga ofrecida que pueda soportar el sistema.

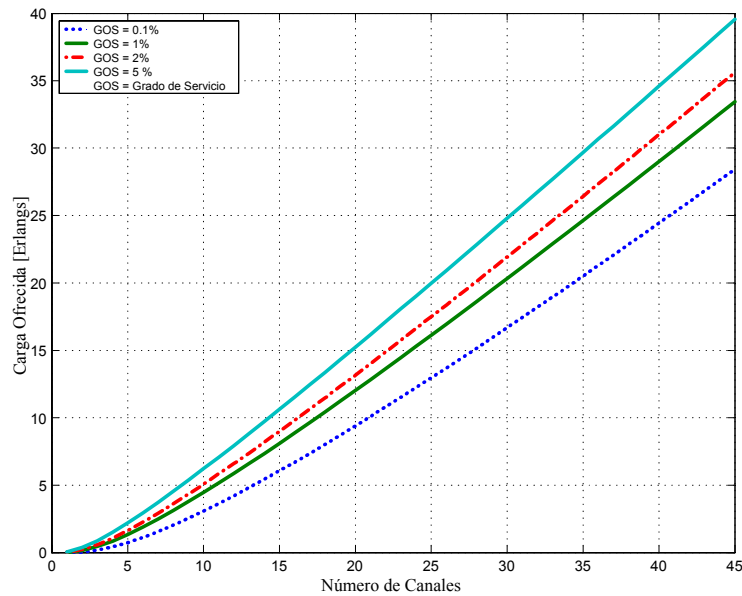


Figura 27: Modelo de Tráfico Erlang-B.

IV.6. Eficiencia Espectral y Calidad del Enlace en Sistemas Celulares

En los sistemas de comunicaciones móviles existen dos conceptos diferentes relacionados con la eficiencia: la *eficiencia espectral* y la *eficiencia de canal* [Lee W., 1989]. La *eficiencia espectral* es una medición del máximo número de usuarios que son atendidos en una unidad de área geográfica usando un ancho de banda espectral dado, mientras que la *eficiencia del canal* toma en cuenta el máximo número de canales proporcionados en un ancho de banda de espectro dado. La capacidad del sistema está relacionada directamente a la eficiencia espectral, pero no a la eficiencia del canal.

La evaluación de cualquier sistema de comunicación está basada en su calidad de voz. La calidad de voz específica puede determinarse por una prueba subjetiva, basada usualmente en una medición subjetiva llamada índice promedio de satisfacción MOS ⁵¹ [Mac Donald, 1979]. La calidad de voz puede ser probada dado el *ancho de banda del canal* B_c , para determinar la relación *portadora-a-interferencia* (C/I) requerida

⁵¹ Mean Opinion Score.

por un sistema específico, parámetro muy importante que puede ser usado para evaluar la eficiencia espectral de un sistema.

Como se justificó anteriormente, la capacidad de las redes celulares está limitada en mayor medida por problemas causados por las interferencias. Considerando la geometría hexagonal de la célula, el número de células co-canales en el peor caso es 6 en la primer corona de vecindades alrededor de la célula servidora de nuestro interés, como se muestra en la figura 28.

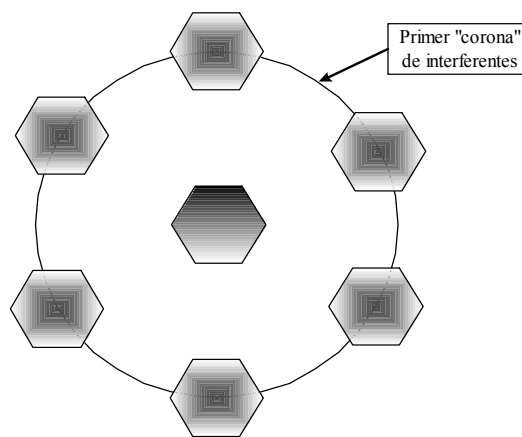


Figura 28: Coronas de interferentes alrededor de la célula servidora de interés.

La relación portadora a interferencia para un móvil está dada por [Lee W., 1989]:

$$C/I = \frac{C}{\sum_{k=1}^K (I_k) + n} \quad (57)$$

donde C es la potencia de la portadora recibida en la célula deseada, I es la interferencia de los k interferentes, y n es el *ruido interno*⁵², el cual puede ser omitido. Para que sea válida la expresión anterior, deben cumplirse dos condiciones:

1. Todos los usuarios co-canales interfieren con la estación base servidora.

⁵²*Ruido interno*: es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo.

2. Todas las estaciones base co-canales interfieren con el móvil deseado.

La relación C/I de la ecuación 57, también puede ser expresada como [Lee W., 1989]:

$$C/I = \frac{1}{i (D/R)^{-\gamma}} \quad (58)$$

donde i es el número de interferentes, D/R es la razón de reuso co-canal, y $2 \leq \gamma \leq 5$ es la pendiente de pérdidas por propagación, la cual depende directamente del entorno y del modelo de pérdidas empleado, como se estudió en el capítulo anterior. La C/I nos da una medición de la calidad del sistema, en otras palabras, nos fija un requerimiento mínimo para un desempeño satisfactorio del enlace entre las estaciones base y móvil. Con la ecuación 58 y conociendo los valores de factor de reuso válidos, se puede llegar a encontrar el valor óptimo de C/I para un sistema celular. A continuación, en la tabla XI se presentan estadísticas de los valores de C/I en [dB] que se obtienen con los factores de reuso N de 3, 4, 7 y 9, fijando el número de interferentes i en 3 y 6, y empleando $\gamma = 4$ y $\gamma = 3.8$.

Tabla XI: Relación C/I para diferentes factores de reuso N y diferente número de interferentes i , con una ley de potencia de 40 dB/década y 38 dB/década.

$\gamma = 40$ dB/década			$\gamma = 40$ dB/década			$\gamma = 38$ dB/década			$\gamma = 38$ dB/década		
N	i	C/I [dB]	N	i	C/I [dB]	N	i	C/I [dB]	N	i	C/I [dB]
3	3	14.31	7	3	21.67	3	3	13.36	7	3	20.35
3	6	11.30	7	6	18.66	3	6	10.35	7	6	17.34
4	3	16.81	9	3	23.86	4	3	15.73	9	3	22.42
4	6	13.80	9	6	20.85	4	6	12.72	9	6	19.41

Los resultados de la tabla XI muestran los valores umbrales de C/I con 6 interferentes (caso con cobertura omnidireccional) para poder garantizar un enlace confiable entre las estaciones base y móvil, en los cuales se observa que al incrementar el factor de reuso se eleva la relación C/I requerida. También se concluye que la variación en la ley de potencia del modelo Okumura al modelo Walfish–Ikegami no impacta significativamente en el parámetro C/I , existiendo una diferencia promedio de 1.2 dB. Esta es una

primera aproximación para sensibilizarse en el impacto que tiene la razón C/I , tanto en la calidad del enlace como en la capacidad del sistema. A continuación se profundizará analizando este parámetro con mayor detalle, tanto en el caso omnidireccional como sectorial.

IV.6.1. Relación C/I contra el Tamaño del “Cluster”

De acuerdo al modelado realizado en [Lee y Miller, 1998], considerando una cobertura omnidireccional en la estación base, la relación C/I para el enlace de bajada es:

$$\begin{aligned} \frac{C}{I} &= (3N)^{\gamma/2} \left[6 + 12 \left(\frac{1}{2}\right)^\gamma + 18 \left(\frac{1}{3}\right)^\gamma + \dots \right]^{-1} \\ &= \frac{(3N)^{\gamma/2}}{6} \left[1 + \left(\frac{1}{2}\right)^{\gamma-1} + \left(\frac{1}{3}\right)^{\gamma-1} + \dots \right]^{-1} \\ &= \frac{(3N)^{\gamma/2}}{6 \cdot \zeta(\gamma - 1)} \end{aligned} \quad (59)$$

donde N es el tamaño del “cluster”, γ es la pendiente de pérdidas por propagación y $\zeta(\cdot)$ es la *función zeta de Riemann* definida como:

$$\zeta(\gamma - 1) \triangleq \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^{\gamma-1}} = \begin{cases} \infty, & \gamma = 2 \\ 1.6449, & \gamma = 3 \\ 1.2470, & \gamma = 3.8 \\ 1.2021, & \gamma = 4 \\ 1.0823, & \gamma = 5 \end{cases} \quad (60)$$

Por lo tanto, con antenas omnidireccionales e ignorando las mejoras que pueden ser obtenidas con la directividad de las antenas en el plano vertical se tiene

$$(C/I)_{\text{omnidireccional}} = 1.2478N^2 \quad \text{para } \gamma = 4 \quad (61)$$

$$(C/I)_{\text{omnidireccional}} = 1.0777N^{1.9} \quad \text{para } \gamma = 3.8 \quad (62)$$

En la tabla XII se presentan los valores de C/I para los tamaños de cluster que son factibles de emplear con los estándares celulares actuales.

Tabla XII: Relación C/I para diferentes factores de reuso N , con una ley de potencia de 38 dB/década y 40 dB/década (caso omnidireccional).

$\gamma = 3,8$			$\gamma = 4$		
N	C/I	C/I [dB]	N	C/I	C/I [dB]
3	8.69	9.39	3	11.23	10.50
4	15.01	11.76	4	19.97	13.00
7	43.47	16.38	7	61.14	17.86
9	70.07	18.46	9	101.07	20.05
12	121.04	20.83	12	179.68	22.55

Comparando las tablas XI y XII, observamos que los resultados difieren, siendo menores los valores de C/I obtenidos con el modelado de [Lee y Miller, 1998], sin embargo, esta diferencia no es muy crítica (aproximadamente 0.8 dB), siendo confiables ambos modelos.

Por otra parte, para el caso sectorial con antenas sectoriales en el plano horizontal, menos de $6n$ de las estaciones base a la distancia de reuso $n \cdot D$ interferirán con el móvil en la célula servidora, donde n es el enésimo anillo de interferentes. Asumiendo que todos los sectores en las diferentes células están alineados de la misma forma, es decir, dando por hecho que se tiene una malla celular hexagonal ideal, en la tabla XIII se muestra el número de células interferentes en cada uno de los n anillos que rodean a la estación base servidora, para los tamaños de “cluster” 3, 4, 7, 9 y 12.

Observando el valor promedio de interferentes para cada n anillo, se tienen aproximadamente $2n + 1$ células interferentes para el caso de coberturas sectorizadas 120° , a diferencia de los $6n$ interferentes con coberturas sectoriales. Aplicando este resultado se tiene:

Tabla XIII: Número de células interferentes con antenas direccionales.

<i>anillo n</i>	<i>anillo 1</i>	<i>anillo 2</i>	<i>anillo 3</i>	<i>anillo 4</i>	<i>anillo 5</i>
$N = 3$	3 de 6	5 de 12	7 de 18	9 de 24	11 de 30
$N = 4$	2 de 6	5 de 12	6 de 18	9 de 24	10 de 30
$N = 7$	2 de 6	4 de 12	6 de 18	8 de 24	10 de 30
$N = 9$	2 de 6	5 de 12	6 de 18	9 de 24	11 de 30
$N = 12$	3 de 6	5 de 12	7 de 18	9 de 24	11 de 30
Promedio	2.4 de 6	4.8 de 12	6.4 de 18	8.8 de 24	10.6 de 30
$2n + 1$	3	5	7	9	11

$$\begin{aligned}
\frac{C}{I} &= (3N)^{\gamma/2} \left[3 + 5 \left(\frac{1}{2}\right)^\gamma + 7 \left(\frac{1}{3}\right)^\gamma + \dots \right]^{-1} \\
&= (3N)^{\gamma/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n^\gamma} \right]^{-1} \\
&= \frac{(3N)^{\gamma/2}}{2\zeta(\gamma-1) + \zeta(\gamma)}
\end{aligned} \tag{63}$$

Empleando nuevamente $\gamma = 4$ y $\gamma = 3.8$, la relación C/I con antenas sectoriales es

$$(C/I)_{\text{direccional}} = 2.5814N^2 \quad \text{para } \gamma = 4 \tag{64}$$

$$(C/I)_{\text{direccional}} = 2.2452N^{1.9} \quad \text{para } \gamma = 3.8 \tag{65}$$

En la tabla XIV se presentan los valores de C/I para los tamaños de “cluster” que son factibles de emplear con los estándares celulares actuales.

Por lo tanto, la mejora en la relación C/I obtenida al emplear coberturas sectoriales en vez de omnidireccionales es:

$$\frac{(C/I)_{\text{direccional}}}{(C/I)_{\text{omnidireccional}}} = \frac{2.5814N^2}{1.2478N^2} = 2.07 = 3.16 \text{ dB}, \quad \text{para } \gamma = 4 \tag{66}$$

$$\frac{(C/I)_{\text{direccional}}}{(C/I)_{\text{omnidireccional}}} = \frac{2.2452N^{1.9}}{1.0777N^{1.9}} = 2.08 = 3.18 \text{ dB}, \quad \text{para } \gamma = 3.8 \quad (67)$$

Tabla XIV: Relación C/I para diferentes factores de reuso N , con una ley de potencia de 38 dB/década y 40 dB/década (caso sectorial).

$\gamma = 3,8$			$\gamma = 4$		
N	C/I	C/I [dB]	N	C/I	C/I [dB]
3	18.104	12.578	3	23.233	13.661
4	31.273	14.952	4	41.302	16.16
7	90.561	19.569	7	126.49	21.021
9	145.99	21.643	9	209.09	23.203
12	252.17	24.017	12	371.72	25.702

Estos resultados indican la gran mejora que tiene la calidad del enlace entre las estaciones base y móvil al sectorizar las coberturas, lo cual trae la necesidad de emplear antenas que puedan radiar direccionalmente un radio de 120 grados. Por lo tanto, se puede llegar a las siguientes conclusiones:

1. Se confirma que al incrementar el factor de reuso se tiene una mejor calidad en el enlace, sin embargo se tendría una baja capacidad de tráfico.
2. Conforme se aumenta el número de interferentes, disminuye la calidad del enlace.
3. Debido a que los estándares de los sistemas AMPS e IS-136 indican que un valor de C/I de 18 dB es apropiado para una buena calidad en el enlace, se justifica y concluye que $N = 7$ y $N = 9$ son los factores de reuso más apropiados para ser implementado en esas tecnologías.
4. Ya que la especificación del sistema digital GSM recomienda que la relación C/I sea mayor a 9 dB, es apropiado emplear los factores de reuso $N = 3$ y $N = 4$.

En el siguiente apartado se analizará la capacidad de radio con el fin de determinar cuál es el factor de reuso más apropiado para cada tecnología celular.

IV.6.2. Capacidad de Radio en Sistemas Celulares

Siendo N el número de células por “cluster”, la capacidad de radio está definida como [Lee W., 1988]:

$$m = \frac{B_t}{B_c \cdot N} \quad \text{número de canales/célula} \quad (68)$$

donde B_t es el ancho de banda total asignado al sistema y B_c es el ancho de banda del canal. Considerando una pendiente de pérdidas por propagación de 40 dB/década, la capacidad de radio se puede expresar como [Lee W., 1988]:

$$m = \frac{B_t}{B_c \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I}\right)_s}} \quad \text{número de canales por célula} \quad (69)$$

donde la relación B_t/B_c es el número total de canales disponibles en el espectro asignado a cada operador, el cual depende de la tecnología celular con la que se trabaje.

La ecuación 69 puede ser aplicada directamente a sistemas analógicos FDMA y digitales TDMA. En sistemas TDMA, B_c es un *ancho de banda de canal equivalente*⁵³. En la gráfica 29 se muestra el número de canales por célula m contra la relación C/I y contra el tamaño de “cluster” N con coberturas omnidireccionales, en la cual se observa la superioridad espectral del sistema D-AMPS, seguido del sistema GSM y finalmente el sistema analógico AMPS.

La gráfica 29 es muy ilustrativa, ya que muestra el compromiso que existe entre la capacidad y la calidad del enlace, y ayuda a concluir que el factor de reuso más apropiado para un sistema AMPS es $N = 7$, y que el tamaño de “cluster” que reditua en una mayor capacidad en las redes GSM es $N = 3$.

Como ejemplo de aplicación de los conceptos analizados en este capítulo, a continuación se presentan estadísticas para un sistema analógico AMPS que proporcionan

⁵³Por ejemplo, un ancho de banda de canal de radio TDMA de 30 kHz con 3 ranuras de tiempo puede tener un ancho de banda de canal equivalente de 10 kHz ($B_c = 10$ kHz). Por lo tanto la C/I mínima requerida para cada ranura de tiempo es la misma del canal equivalente TDMA.

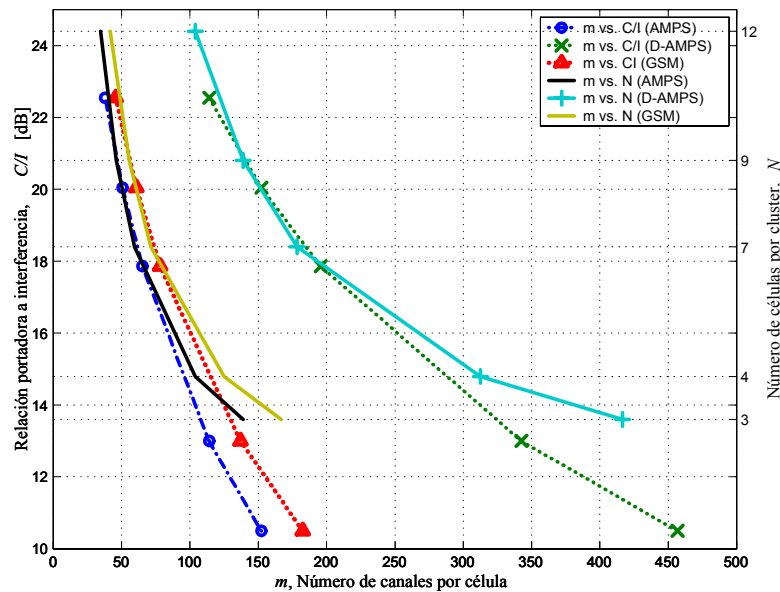


Figura 29: Eficiencia espectral: número de canales por célula contra la razón C/I y el número de células por “cluster” N .

la C/I y la capacidad del sistema para diferentes factores de reuso, considerando un tráfico promedio por usuario de $A_o = 0.03$ Erlangs, un grado de servicio de 1 y 2 %, y dos configuraciones de cobertura (sectorial y omnidireccional), tabla (XV).

Apoyándose en las estadísticas obtenidas, se puede graficar el tamaño de “cluster” contra la eficiencia espectral en términos de *usuarios/canal* y la relación C/I , para un sistema analógico AMPS con coberturas omnidireccionales y sectorizadas, y un grado de servicio del 2 % (figura 30), donde se observa que una configuración omnidireccional soporta más usuarios por canal que una configuración sectorizada. Sin embargo con esta última se tiene una mejor calidad en el enlace de radio, concluyendo que en redes con alta demanda de tráfico es recomendable realizar la planificación con coberturas sectorizadas 120 grados.

Tabla XV: Estadísticas de capacidad para un sistema AMPS, con un GOS de 1% y 2%.

Tamaño del cluster	Número de sectores	C/I en [dB]	Número de canales disponibles	$GOS = 1\%$		
				A [Erlangs]	U [usuarios/cluster]	M/N [usuarios/canal]
3	1	10.5	132	114	11 400	28.86
3	3	13.7	44	32,5	9 750	24.68
4	1	13.0	99	83,1	11 080	28.05
4	3	16.2	33	22,9	9 160	23.19
7	1	17.9	56	43,3	10 103	25.58
7	3	21,0	19	11,2	7 840	19.85
9	1	20,0	44	32,5	9 750	24.68
9	3	23,2	15	8,1	7 290	18.46

Tamaño del cluster	Número de sectores	C/I en [dB]	Número de canales disponibles	$GOS = 2\%$		
				A [Erlangs]	U [usuarios/cluster]	M/N [usuarios/canal]
3	1	10.5	132	119	11 900	30.13
3	3	13.7	44	34.7	10 410	26.35
4	1	13.0	99	87.0	11 600	29.37
4	3	16.2	33	24.6	9 840	24.91
7	1	17.9	56	45.9	10 710	27.11
7	3	21.0	19	12.3	8 610	21.80
9	1	20.0	44	34.7	10 410	26.35
9	3	23.2	15	9.0	8 100	20.51

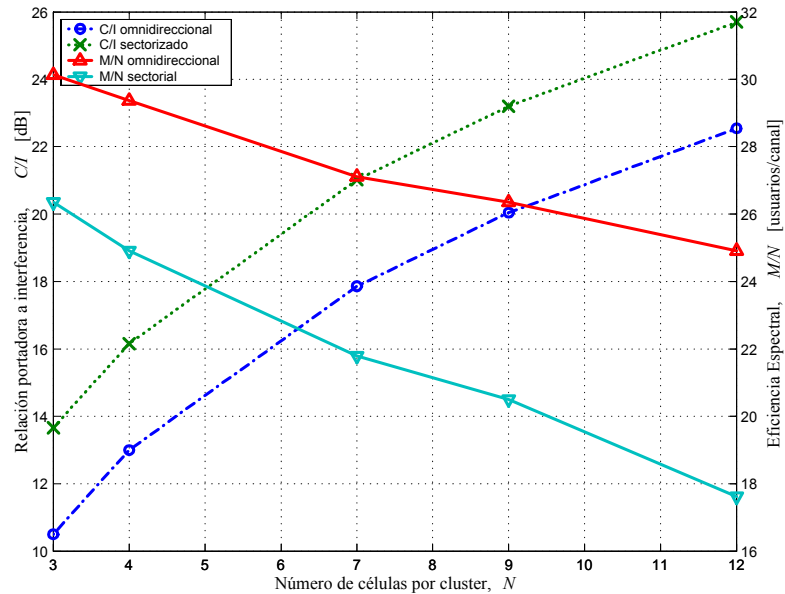


Figura 30: Eficiencia espectral para el sistema AMPS.

IV.7. Resumen

Se han analizado los principales parámetros de diseño que repercuten en la capacidad y calidad de los sistemas celulares que trabajan con las técnicas de acceso múltiple FDMA y TDMA. Destacan la relación *portadora a interferencia* y el *factor de reuso de frecuencias*, concluyendo que los tamaños de “cluster” más apropiados para el diseño de dichas redes son $N = 7$ para las redes AMPS e IS-136 y $N = 3$ para las redes GSM. Otra conclusión importante es que la configuración de cobertura más apropiada para las redes con alta demanda de tráfico es la sectorial, ya que al proporcionar una mayor robustez en el enlace (una mayor relación C/I), permite disminuir la distancia de reuso co-canal y por ende introducir una mayor cantidad de estaciones base sin degradar la calidad de audio. Por lo tanto, el siguiente paso es analizar la capacidad de los sistemas que trabajan con la técnica de acceso múltiple CDMA, comúnmente conocidos por el estándar IS-95.

V. CAPACIDAD DE LOS SISTEMAS CDMA

V.1. Introducción

Las dos técnicas de acceso múltiple más empleadas en los sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas son FDMA y TDMA. En FDMA, todos los usuarios transmiten simultáneamente, pero cada uno de ellos lo realiza a una frecuencia diferente, existiendo un canal (un par de frecuencias si el duplexado es *FDD*⁵⁴) dedicado a cada uno de ellos. En TDMA varios usuarios pueden transmitir en el mismo canal pero en tiempos diferentes, lo cual es posible asignando n ranuras de tiempo a cada canal, multiplicando así la capacidad de TDMA n veces con respecto a FDMA. Sin embargo, la *capacidad* en términos del número de usuarios que se puede atender con estas dos técnicas de acceso tiene la característica de estar limitada en banda, lo cual se estudió en el capítulo anterior.

Por otra parte, cuando los usuarios transmiten simultáneamente en tiempo y frecuencia, existe otra técnica para separar las señales y distinguir al usuario deseado, llamada CDMA o *acceso múltiple por espectro-ensanchado SSMA*⁵⁵. Esta alternativa para aumentar la capacidad de los sistemas celulares se diferencia de las anteriores principalmente por estar limitada en interferencia, y por ser más robusta contra dos de los principales problemas en las comunicaciones móviles: *los desvanecimientos y las multitrayectorias*.

Una definición de espectro ensanchado que refleja las características de esta técnica es [Pickholtz et al., 1982]:

“Espectro ensanchado es una forma de transmisión en la cual la señal ocupa un ancho de banda que sobrepasa al mínimo necesario para transmitir la información; el ensanchado en banda se logra por medio de un código independiente a la información, y se emplea una recepción sincronizada con el

⁵⁴ *Frequency Division Duplex.*

⁵⁵ *Spread-Spectrum Multiple Access.*

código para desensanchar la señal y poder recuperar la información original.”

En el capítulo anterior se analizó la necesidad y el impacto que tiene la *planificación celular*, concluyendo que la relación C/I es el parámetro que dará la pauta para la elección del factor de reuso de frecuencias. Sin embargo, para los sistemas IS–95 CDMA las reglas son diferentes, ya que desaparece el reuso de frecuencias y además del CIR ⁵⁶ existen otros parámetros que además de impactar en la calidad del enlace, repercuten drásticamente en el número de usuarios que puede atender cada estación base.

El objetivo de este capítulo es analizar y modelar las características generales y la capacidad del sistema IS–95 CDMA de banda angosta (1.25 MHz de ancho de banda), en términos del número de usuarios que puede atender con una buena calidad en el enlace. Los resultados aquí mostrados servirán como base para posteriormente profundizar en las mejoras que proporciona el empleo de arreglos de antenas en las estaciones base. En esta tesis no se analizarán las propiedades de ensanchado ni de ortogonalidad de IS–95 CDMA, sino desde el punto de vista de parámetros de capacidad de usuarios y calidad de servicio, como lo son la probabilidad de error y la probabilidad de interrupción, conocida como “*outage probability*”.

V.2. Espectro Ensanchado como Técnica de Acceso Múltiple y su Capacidad

Un problema en los sistemas inalámbricos es que los usuarios comparten un canal de comunicación común: *el canal radio*, lo cual provoca conflictos cuando más de un subscriptor quiere transmitir al mismo tiempo, por lo que deben existir reglas para asignar los recursos de capacidad a los usuarios. Estas reglas constituyen los *protocolos de acceso múltiple*. En un medio inalámbrico, un buen protocolo de acceso múltiple debe ser robusto con respecto a las condiciones cambiantes del canal, no asignando

⁵⁶ *Carrier-to-Interference-Ratio*.

prioridad a ningún usuario y con la flexibilidad de permitir diferentes tipos de tráfico (voz y datos) [Prasad, 1996].

CDMA se define como un protocolo sin contienda, donde a varios usuarios les es permitido transmitir al mismo tiempo sin conflictos. Sin embargo, si el número de usuarios transmitiendo simultáneamente crece por encima de un umbral prefijado, ocurrirán colisiones, convirtiéndose en un protocolo con contienda.

Los protocolos CDMA consiguen su propiedad de acceso múltiple asignándole a cada usuario un código diferente. Este código es usado para transformar la señal de un usuario en una señal de banda ancha (*señal de espectro-ensanchado*). Al llegar al receptor las señales de banda ancha, éste usará el código asignado a cada usuario particular para transformar la señal ensanchada recibida a su forma original. Durante este proceso de recepción, la potencia de la señal deseada es comprimida dentro del ancho de banda de la señal original, mientras que las señales de espectro ensanchado de los otros usuarios permanecen en ese estado y son vistas como ruido. La relación entre el ancho de banda de la señal ensanchada (W) y el ancho de banda de la señal original (R), es llamada *ganancia de procesamiento* (PG) o *factor de ensanchamiento*.

Si el número de usuarios interferentes no es muy alto, la razón SNR será lo suficientemente grande para poder extraer la señal deseada sin problemas. Sin embargo, si el número de usuarios activos crece por arriba de un cierto límite, el nivel de interferencia llega a ser demasiado alto para detectar la señal deseada y se presenta la colisión, haciendo al protocolo limitado en interferencia.

Existen varias formas de dividir a los protocolos CDMA [Prasad, 1996], siendo la más común basada en el método de modulación empleado para obtener la señal de banda ancha. De acuerdo al objetivo de la tesis, únicamente estudiaremos el protocolo CDMA de *secuencia directa DS-CDMA*⁵⁷, en el cual la señal original es modulada, y después multiplicada por un código pseudoaleatorio binario con un ancho de banda mucho mayor que el ancho de banda original, conocido como *señal de ruido pseudoaleatorio PN*⁵⁸.

⁵⁷ *Direct-Sequence Code Division Multiple Access*.

⁵⁸ *Pseudo-Noise*. Ruido que satisface las condiciones de aleatoriedad estadística. Contiene una se-

Esta acción ensancha el espectro de la señal original transformándola a una señal de banda ancha, la cual es transmitida a través del canal, como muestra la figura 31. Durante la transmisión, la señal deseada sufre interferencias debido a las señales de los otros usuarios que comparten la misma frecuencia, de tal manera que al receptor llegan la señal deseada más las interferencias.

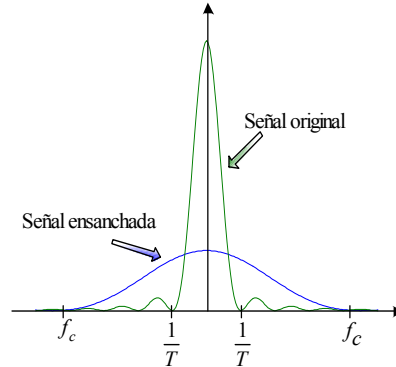


Figura 31: Espectro de la potencia de la señal de datos original y la señal de espectro ensanchado.

Por su parte, el receptor recupera la señal de información desensanchando la señal recibida, sincronizando su correlacionador a una secuencia de ensanchado específica $pn(t)$, la cual es única para cada usuario, considerando las demás señales como ruido. El ruido N_t visto por el correlacionador es la energía de la señal recibida de los $k - 1$ usuarios más el ruido térmico, y se expresa como [Groe y Lawrence, 2000]:

$$N_t = \sum_{n=1}^{k-1} S_n + W \cdot N_o \tag{70}$$

donde S_n es la potencia recibida del n -ésimo usuario, N_o es la densidad espectral de potencia del ruido térmico, y W es el ancho de banda del canal.

Si cada usuario transmite con el mismo nivel de potencia, debido a los mecanismos de propagación, la potencia recibida de los usuarios más cercanos a la estación base será

cuencia de pulsos que se repiten después de un periodo largo.

mayor a la de los usuarios lejanos. Los usuarios más cercanos a la estación base son los que contribuirán más a la interferencia de acceso múltiple, afectando la recepción de las señales que llegan de los usuarios lejanos, esto es conocido como el efecto *cerca-lejos* “*near-far*” [Rappaport, 1996]. Este problema es resuelto con el *control de potencia*, el cual obliga a que todos los usuarios transmitan con la mínima cantidad de potencia necesaria para tener una señal con calidad aceptable en la estación base. Por lo tanto, el control de potencia reduce la potencia de los usuarios más cercanos a la RBS, e incrementa la potencia de los más lejanos.

Si se supone un *control de potencia perfecto*⁵⁹ y una cantidad considerable de usuarios de tal manera que $k - 1 \approx k$, entonces

$$N_t \approx k \cdot S + W \cdot N_o \quad (71)$$

Adicionalmente, ya que la interferencia es generalmente mucho mayor que el ruido térmico ($k \cdot S \gg W \cdot N_o$), finalmente se tiene:

$$N_t \approx I = k \cdot S \quad (72)$$

De la ecuación 72 se concluye que la interferencia de un sistema de espectro ensanchado es proporcional al número k de usuarios activos, y que el rendimiento del sistema se ve afectado cuando algún usuario transmite con exceso de potencia, problema conocido como efecto *cerca-lejos*.

En un sistema digital, la razón SNR puede ser caracterizada por la *razón entre la energía de bit y la densidad de ruido* E_b/N_o . El parámetro E_b/N_o normaliza la relación entre la potencia de la señal deseada S y la tasa de bit R , para determinar la energía de bit E_b y la relación entre el ruido N o la potencia de la interferencia, y el ancho de banda de ensanchado W , para determinar la densidad espectral del ruido N_o . Entonces:

⁵⁹Se supone que la señal de todos los móviles llega a la estación base con el mismo nivel de potencia, independientemente de su ubicación [Yang, 1998].

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S/R}{N/W} \approx \frac{PG}{k} \quad (73)$$

La última aproximación se obtiene suponiendo $W \approx R \cdot PG$ y que la potencia recibida de todos los usuarios es igual ($N \approx k \cdot S$). Por lo tanto, es posible calcular la capacidad de un sistema DS-CDMA como:

$$k \approx \frac{PG}{(E_b/N_o)_{min}} \quad (74)$$

donde E_b/N_{omin} es el mínimo valor necesario para lograr un valor aceptable de calidad, medido comúnmente como BER, y PG es la ganancia de procesamiento del sistema. La ecuación 73 nos muestra que la capacidad de un sistema DS-CDMA depende del factor de ensanchado y de la sensibilidad del receptor, y está sujeta a un parámetro flexible, que es la potencia. En otras palabras, si se reduce el valor del E_b/N_o , la potencia de la señal transmitida asignada a cada usuario también disminuye, y el número de usuarios puede incrementarse.

V.3. Capacidad del Sistema IS–95 CDMA

El estándar IS–95 CDMA [EIA/TIA IS-95] es un sistema que trabaja en *modo dual* con capacidad de operación analógica y digital, con la finalidad de facilitar la transición entre las redes analógicas AMPS y la tecnología DS-CDMA.

A diferencia de un sistema celular FDMA o TDMA, un sistema celular DS-CDMA no requiere del uso de “*clusters*” de células y reuso de frecuencias para minimizar las interferencias co-canal. En vez de eso, en DS-CDMA las células adyacentes reutilizan las mismas frecuencias y usan la *ganancia de procesamiento* para superar las interferencias, las multitrayectorias y los desvanecimientos.

Una característica muy particular de IS–95 CDMA es que las técnicas de modulación y de acceso múltiple son diferentes para los enlaces de subida y bajada. El ancho

de banda de una portadora IS–95 CDMA es 1.25 MHz. La elección de la tasa de chip⁶⁰ de IS–95 fue elegida en parte debido al deseo de operar el sistema en los 1.5 MHz de la banda extendida A’ de la banda celular norteamericana [Lee y Miller, 1998].

La norma IS–95 CDMA especifica que la comunicación de radio entre las estaciones base y móvil está organizada en 4 diferentes tipos de canales para el enlace de bajada: *piloto*, *sincronización*, *paging* (canales de control común) y *tráfico* (canales dedicados); y dos para en enlace de subida: *acceso* (canal común) y *tráfico* (canales dedicados), como muestra la figura 32.

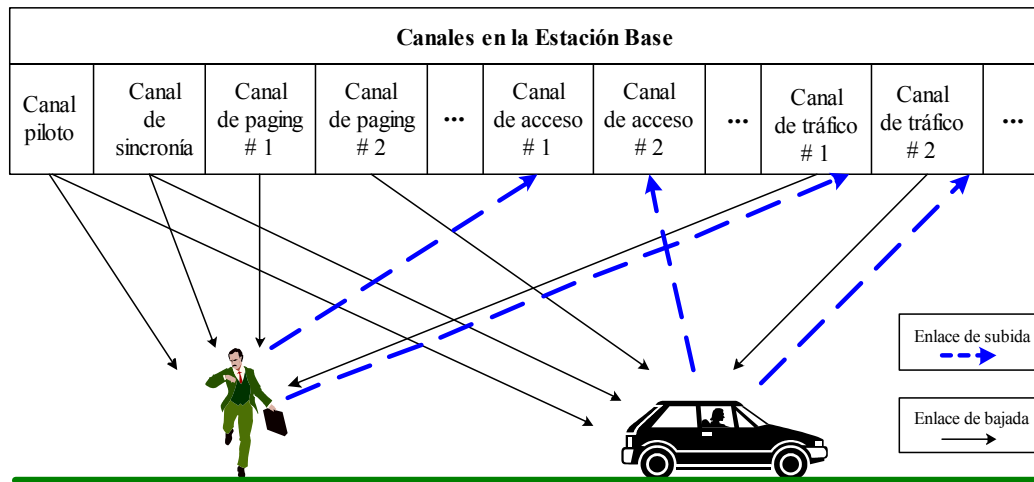


Figura 32: Canales lógicos del sistema IS-95 DS-CDMA.

Para un entendimiento de las características de ensanchado, ortogonalidad y control de los enlaces de subida y bajada de IS–95 CDMA, se recomienda consultar [Groe y Lawrence, 2000], [Lee y Miller, 1998], [Prasad y Ojamperä, 1998], [Yang, 1998], y [Rappaport, 1996]. En los siguientes apartados se analizará la capacidad del sistema IS–95, primero considerando una célula aislada, y posteriormente tomando en cuenta las interferencias de las células vecinas.

⁶⁰ *Chip*: Es el componente más elemental de una señal de espectro ensanchado cuando está descomprimida en tiempo. En sistemas DS–CDMA, es la tasa a la cual son transmitidos los bits de la señal de información como una secuencia pseudoaleatoria de chips. La tasa de chip es varias veces mayor a la tasa de bit.

V.3.1. Análisis de Capacidad para una Célula

Es posible mostrar que la capacidad de un sistema IS-95 CDMA es proporcional a la *ganancia de procesado* del sistema, la cual es la razón entre el ancho de banda de ensanchado y la tasa de datos [Lee J., 1994], como veremos enseguida. Suponiendo que se tiene una sola célula aislada de cualquier interferencia externa, la potencia de la portadora C es

$$C \equiv S = E_b/T_b = R \cdot E_b \quad (75)$$

donde S es la potencia recibida de la señal deseada en Watts, E_b es la energía recibida por bit de la señal deseada en Watts-segundo, y $R = 1/T_b$ es la velocidad de los datos, que equivale también aproximadamente al ancho de banda de la señal en Hertz.

Por otra parte, la potencia de la interferencia I en el receptor de la estación base puede definirse como

$$I = W \cdot N_o \quad (76)$$

donde W es el ancho de banda de transmisión y N_o es la densidad espectral de potencia de la interferencia. Por lo tanto, una expresión general para la relación *portadora a interferencia* C/I para un usuario móvil particular en la célula servidora está dada por

$$\frac{C}{I} = \frac{R \cdot E_b}{W \cdot N_o} = \frac{E_b/N_o}{W/R} = \frac{E_b/N_o}{PG} \quad (77)$$

donde E_b/N_o es la *razón de energía de bit a densidad espectral de potencia de ruido* y W/R es la ganancia de procesado del sistema. Si se define como M al número de usuarios móviles, se considera un control de potencia perfecto, y se omite el ruido térmico, la potencia de interferencia es

$$I = C(M - 1) \quad (78)$$

Por lo tanto, si suponemos que en el sistema se tiene el mismo ancho de banda, tasa de transmisión constante y los mismos deterioros (desvanecimientos y multitrayectorias), se puede expresar la ecuación 77 como

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{C(M-1)} = \frac{1}{M-1} \quad (79)$$

substituyendo la ecuación 79 en 77, se puede expresar la capacidad para un sistema IS-95 CDMA en términos del número de usuarios como

$$M \approx M-1 = \frac{W}{R} \cdot \frac{1}{E_b/N_o} = \frac{PG}{E_b/N_o} \quad (80)$$

Concluyendo, la capacidad de un sistema IS-95 CDMA es proporcional a la ganancia de procesamiento W/R , e inversamente proporcional al E_b/N_o requerido para un desempeño adecuado del decodificador, el cual para una transmisión digital de voz implica un BER de 10^{-3} o mejor [Garg y Wilkes, 1996].

En otras palabras

$$M_{\text{máx}} \approx \frac{PG}{(E_b/N_o)_{\text{mín}}} \quad (81)$$

donde $M_{\text{máx}}$ es el número máximo de usuarios que puede atender el sistema sin que la razón E_b/N_o caiga por debajo del valor mínimo $(E_b/N_o)_{\text{mín}}$ requerido para tener un desempeño adecuado.

La capacidad de un sistema IS-95 CDMA está limitada por la interferencia causada por los usuarios que ocupan simultáneamente la misma frecuencia (co-canales). Esta interferencia es reducida por la ganancia de procesamiento del sistema. La ganancia de procesamiento se fundamenta en el hecho de que las señales de los usuarios interferentes que arriban al receptor conservan el ancho de banda W , mientras que la señal del usuario seleccionado es desensanchada por la extracción del código de ensanchado.

La alternativa de disminuir el E_b/N_o requerido para incrementar la capacidad implicaría buscar esquemas de codificación y modulación complejos y por ende más costosos,

por lo que es más factible intentar disminuir las interferencias de los demás usuarios, lo cual se puede lograr por medio de dos caminos: *monitorear la actividad de voz* por medio de los codificadores de voz digitales, para evitar transmitir durante los periodos de silencio; y por otra parte aplicar la técnica de *sectorización* en las estaciones base, empleando antenas sectorizadas tanto en transmisión como en recepción.

Diversos estudios han mostrado que el promedio de ciclo útil de una conversación de voz bidireccional “*full-duplex*”⁶¹ está en el intervalo de 0.35 a 0.5 [Gilhousen et al., 1991]. Si α es el factor de actividad de voz de un canal de tráfico en un sistema IS-95 CDMA, entonces la ecuación de capacidad es

$$M \approx \frac{W}{R} \cdot \frac{1}{E_b/N_o} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (82)$$

Basándose en [Bradly, 1968] se utilizará un factor de actividad de voz de 3/8. Si además la estación base es sectorizada, cada antena recibirá una fracción de la interferencia total de la célula. Una sectorización típica es dividir la célula en tres sectores con 120° de cobertura cada uno. En la práctica, el empleo de antenas directivas tienen un traslape en sus coberturas aproximado de 15% [Lee y Miller, 1998], por lo que sectorizar proporciona un incremento en la capacidad de $G = 3 \cdot 0.85 = 2.55$. Con lo anterior, para una sola célula se puede expresar la capacidad del sistema IS-95 CDMA como:

$$M \approx \frac{W}{R} \cdot \frac{1}{E_b/N_o} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot G \quad (83)$$

El modelado en la gráfica 33 nos muestra que la capacidad del sistema IS-95 CDMA está limitada por la razón E_b/N_o , y ésta a su vez es regida por la probabilidad de error del esquema de modulación que emplea el estándar, el cual es OQPSK para en enlace de subida y QPSK para el enlace de bajada. Dicha probabilidad de error, para ambos esquemas de modulación considerando un canal de ruido blanco aditivo gaussiano

⁶¹Método de operación en el cual es posible una transmisión simultánea en ambas direcciones del canal de telecomunicaciones.

AWGN⁶² en términos del E_b/N_o está definida por [Garg y Wilkes, 1996] como:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}} \right) \quad (84)$$

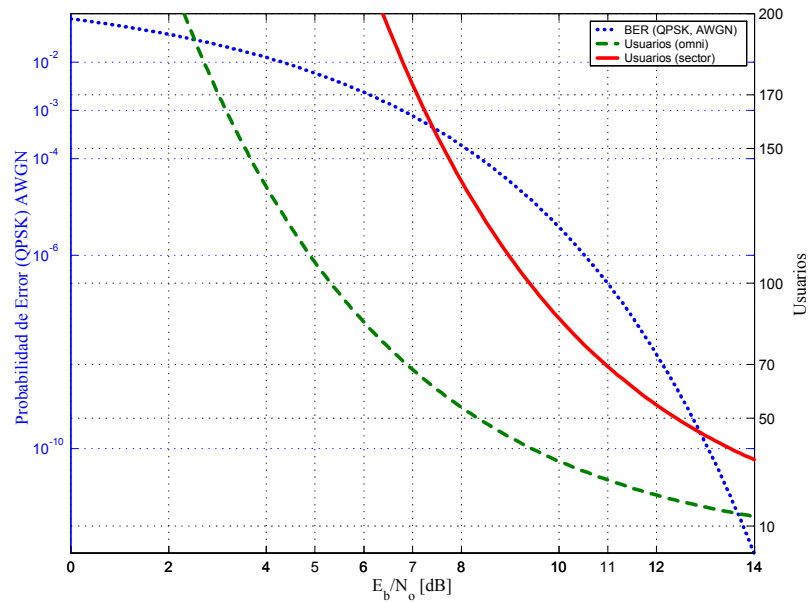


Figura 33: Capacidad del sistema IS–95, considerando una sola célula.

Los parámetros empleados en la gráfica 33 están apeados al estándar celular IS–95 CDMA, el cual establece un ancho de banda de ensanchado de 1.2288 Mcps y una tasa de transmisión de datos de 9600 bps. También se aplicó un factor de actividad de voz de 3/8 y una ganancia por sectorización de 2.55. Para garantizar una comunicación de voz confiable se requiere tener un BER al menos de 10^{-3} [Garg y Wilkes, 1996], el cual se puede cumplir de acuerdo con el esquema de modulación empleado con un $E_b/N_o = 7$ dB. Por lo tanto, cumpliendo con esta premisa de calidad, para una célula aislada se tiene una capacidad máxima de 68 usuarios para el caso omnidireccional, y 173 para el caso sectorial.

⁶²Additive White Gaussian Noise. Ruido que tiene un espectro contínuo en frecuencia y uniforme sobre una banda de frecuencia específica.

V.3.2. Análisis de Capacidad para Múltiples Células

En un sistema IS-95 CDMA con múltiples células, la mayoría de las interferencias provienen de los móviles que se encuentran en la célula servidora, y la interferencia de las células vecinas decaerá de acuerdo a la pendiente de pérdidas por propagación. Por ende, la cantidad de interferencias para un sistema CDMA con múltiples células no será mucho mayor que para un sistema con una sola celda. Simulaciones hechas por la compañía Qualcomm[®] y el análisis realizado en [Kim, 1993] han mostrado que la interferencia de las celdas vecinas aporta sólo el 35 % del total recibido en la estación base de interés. Apoyándose en lo anterior, la ecuación de capacidad 83 puede ser modificada para incluir una *eficiencia de reuso* F_e que tome en cuenta la interferencia que aportan las celdas vecinas

$$M \approx \frac{W}{R} \cdot \frac{1}{E_b/N_o} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot G \cdot F_e \quad (85)$$

Para entender mejor el concepto de eficiencia de reuso, se plantea que la potencia de interferencia promedio total en el enlace de subida puede expresarse como:

$$\begin{aligned} I_T &= I_{sc} + I_{oc} & (86) \\ &\equiv \text{potencia de interferencia en la misma celda} \\ &\quad + \text{potencia de interferencia en las celdas vecinas} \end{aligned}$$

Considerando control de potencia perfecto, siendo S la potencia de la señal, α el factor de actividad de la voz, y M el número de usuarios activos en el enlace de subida, la potencia de la interferencia en la misma célula es:

$$I_{sc} = (M - 1) S \cdot \alpha \quad (87)$$

Por otra parte, considerando que se tiene el mismo número M de usuarios activos,

la potencia de la interferencia debido a las celdas vecinas es

$$I_{oc} = \varsigma \cdot M \cdot S \cdot \alpha \quad (88)$$

en el cual la “fracción de reuso” ς se define como:

$$\varsigma = \frac{\text{potencia total recibida de las células vecinas}}{\text{potencia total recibida en la misma célula}} \quad (89)$$

en [Lee y Miller, 1998], se calculó que el valor de ς está entre 0.33 y 0.42. Entonces, la interferencia promedio total puede expresarse como:

$$I_T = I_{sc} + I_{oc} = [(1 + \varsigma) M - 1] \alpha S \quad (90)$$

$$I_T = \left(\frac{M}{F_e} - 1 \right) \alpha S \quad (91)$$

donde

$$F_e \triangleq \frac{1}{1 + \varsigma} \quad (92)$$

es la “eficiencia de reuso de CDMA”, la cual está en el intervalo de 0.6 a 0.75, y se define como:

$$F_e = \frac{\text{potencia total en la celda servidora}}{\text{potencia total en la celda servidora más la aportada por las vecinas}} \leq 1 \quad (93)$$

Por lo tanto, si se considera una célula aislada, sin interferencia co-canal aportada por las células vecinas, la eficiencia de reuso es igual a uno. Las gráficas 34 y 35 nos muestran cómo afectan a la capacidad de IS-95 CDMA el factor de actividad de la voz α y la eficiencia de reuso F_e en un entorno con múltiples células.

En el primer caso la figura 34 muestra la influencia del E_b/N_o , la ganancia de procesamiento PG y el factor de actividad de voz α , utilizando una configuración en la estación base con tres sectores de 120° y fijando la eficiencia de reuso de CDMA en 0.65. Observa-

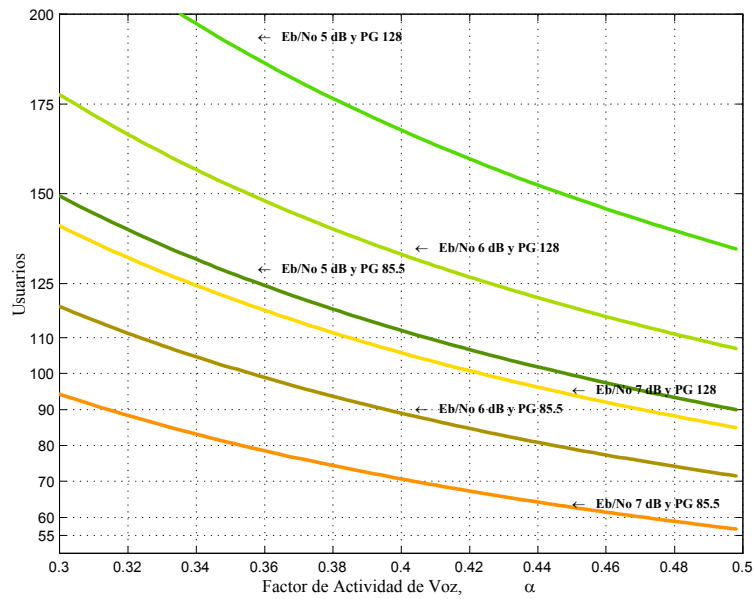


Figura 34: Efecto de la actividad de voz en la capacidad del sistema IS–95 CDMA.

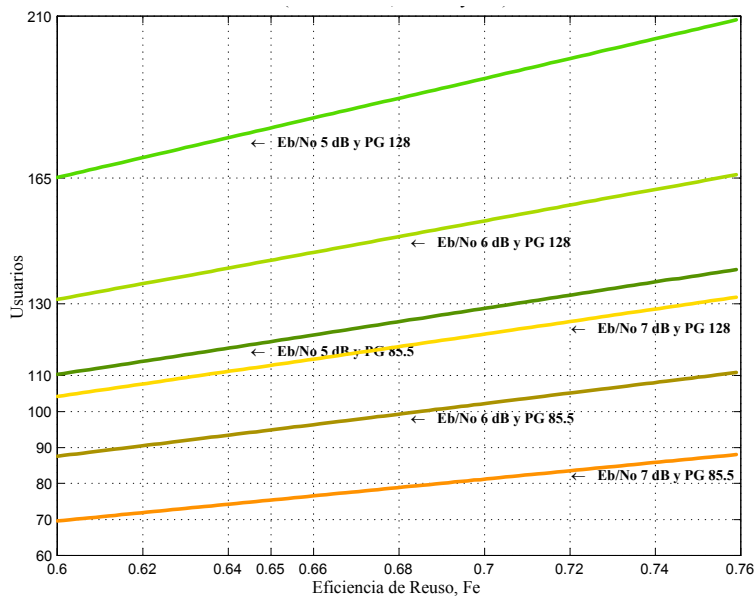


Figura 35: Efecto de la eficiencia de reuso en la capacidad del sistema IS–95 CDMA.

mos que el utilizar una mejor calidad en el enlace, en otras palabras una menor ganancia de procesamiento PG con una tasa de transmisión de 14400 bps (*set-rate 2* en el estándar IS-95), se refleja en una menor capacidad del sistema. Por otra parte, el emplear valores de E_b/N_o de 5 ó 6 dB en lugar de los 7 dB mencionados anteriormente proporciona una mayor capacidad, a costa de sacrificar la calidad de audio. Atendiendo las premisas anteriores, fijando el BER mínimo aceptable en 10^{-3} , y una ganancia de procesamiento de 128, se puede observar que la capacidad en términos del número de usuarios varía entre 141 para un $\alpha = 0.3$, y 84 para un $\alpha = 0.5$. De acuerdo a [Gilhousen et al., 1991], si $\alpha = 0.375$, se tendrá una capacidad máxima de 112 usuarios.

Por su parte, la figura 35 muestra el impacto de la interferencia de las células adyacentes a la célula servidora, variando la eficiencia de reuso de CDMA F_e de 0.6 con una capacidad máxima resultante de 104 usuarios, a 0.75 con 131 usuarios. Los resultados anteriores son considerando nuevamente un E_b/N_o de 7 dB y una ganancia de procesamiento $PG = 21.07$ dB. Apoyándose en los resultados obtenidos en [Kim, 1993], se aplica una eficiencia de reuso de 0.65 que corresponde a $\zeta = 0.54$, con una capacidad resultante de 112 usuarios.

Como primer resultado, una vez que hemos seleccionado valores razonables para los parámetros más importantes que afectan la capacidad del sistema IS-95 CDMA y antes de estudiar las prestaciones de CDMA con calidad de servicio y arreglos de antenas, se presenta en la tabla (XVI) la capacidad del sistema para los casos estudiados hasta este punto.

Tabla XVI: Capacidad de IS-95 de acuerdo a la configuración de las células.

<i>Esquema</i>	<i>Número máximo de usuarios</i>
Una célula omnidireccional	68
Una célula sectorizada	173
Una célula omni. con múltiples células adyacentes	44
Una célula sect. con múltiples células adyacentes	112

V.3.3. Probabilidad de Error en DS–CDMA para una Célula

Los enlaces de bajada y subida de IS–95 CDMA son diferentes, siendo en el segundo caso donde se presentan las mayores hostilidades debido a tres razones principales [Liberti y Rappaport, 1994]:

1. Debido a la movilidad de las estaciones de usuario, su potencia de transmisión debe ser controlada dinámicamente para prevenir que, debido al efecto cerca–lejos, un usuario transmita con demasiada potencia, de tal manera que eleve el nivel de interferencia, afectando a los demás usuarios de la estación base servidora [Rappaport y Milstein, 1992].
2. La potencia de transmisión está limitada por la energía de la batería en la estación móvil, y por lo tanto existen límites en el grado de la manipulación del control de potencia.
3. No hay sincronía debido a la falta de un canal piloto, el cual sí existe en el enlace de subida.

En un sistema CDMA asíncrono como el enlace de subida, las señales de los diferentes usuarios interfieren entre sí, provocando altas tasas de errores. Por lo tanto, cada usuario contribuye a la interferencia llamada *interferencia de acceso múltiple MAI*.

Usando una aproximación gaussiana, la interferencia de acceso múltiple puede ser aproximada como una variable aleatoria gaussiana [Pursley y Sarwate, 1977]. Asumiendo lo anterior, el BER puede expresarse como [Liberti y Rapapport, 1999]:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{3PG}{\sum_{k=1}^{K-1} \frac{P_k}{P_0}}} \right) \quad (94)$$

donde P_0 representa la potencia recibida en la estación base de un usuario particular, y P_k representa la potencia del k –ésimo usuario interferente. Generalizando la ecuación 94, el BER para el usuario p puede ser expresado como:

$$P_{e, \text{usuario } p} = Q\left(\sqrt{3PG \cdot CIR_p}\right) \quad (95)$$

donde CIR_p representa la relación portadora a interferencia para el usuario p . Si P_p es la potencia recibida del usuario p , entonces el CIR_p es

$$CIR_p = \frac{P_p}{\sum_{k=0, k \neq p}^{K-1} P_k} \quad (96)$$

Si se considera control de potencia perfecto, se puede fijar todos los niveles de potencia recibida P_k como un valor constante P_c . Por lo tanto, la ecuación 96 puede simplificarse a

$$CIR_p = \frac{1}{(K-1)} \quad (97)$$

Finalmente, en el caso del canal de subida asíncrono CDMA con ruido AWGN, sin tomar en cuenta las interferencias de las celdas adyacentes y con antenas omnidireccionales en las estaciones base y móvil, donde $P_k = P_0$, para todo $k = 0 \dots K-1$, la probabilidad de error en el bit puede ser aproximada por [Pursley y Sarwate, 1977] y [Liberti y Rapaport, 1999]:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3PG}{K-1}}\right) \quad (98)$$

donde K es el número de usuarios y PG es la ganancia de ensanchado. La ecuación 98 nos expresa que la probabilidad de error aumenta conforme el número de usuarios activos compartiendo la misma frecuencia también se incrementa, sin embargo no toma en cuenta la sectorización de la cobertura, lo cual se realizará en el siguiente capítulo.

V.3.4. Probabilidad de Interrupción en Sistemas DS-CDMA

La *probabilidad de interrupción* “*outage probability*” está definida como la probabilidad de que se presente una interrupción dentro de un tiempo específico [ATIS, 2000]. La

interrupción es la condición en un sistema de telecomunicaciones en la cual un usuario es privado del servicio. Por lo tanto, habrá un *umbral de interrupción*, el cual establece el mínimo nivel de desempeño con el cual el sistema sea confiable. En el caso de CDMA podemos definir la probabilidad de interrupción como la probabilidad de que la relación entre la potencia del usuario y la potencia de las interferencias sea menor que el nivel de captura.

Como se analizó en el capítulo II, las pérdidas por trayectoria además de estar en función de la distancia r entre las estaciones base y móvil, son proporcionales a otros efectos, siendo el *sombreo* o “*shadowing*” el más significativo de ellos [Gilhousen et al., 1991]. Estas pérdidas son proporcionales a $10^{(\xi_o/10)}r^{-4}$, donde ξ_o es una variable aleatoria gaussiana con media cero y desviación estándar $\sigma = 8$ dB. En este análisis se supondrá que los desvanecimientos rápidos debido a las multitrayectorias no afectan el nivel de potencia promedio. Como se estudió en el apartado **V.3.1**, en el caso de una sola célula la interferencia está dada por el número de usuarios activos, su nivel de potencia y el factor de actividad de la voz. Sin embargo, para una configuración multicelular, los usuarios enganchados a las células vecinas son controlados en potencia por otras estaciones base, como puede verse en la figura 36.

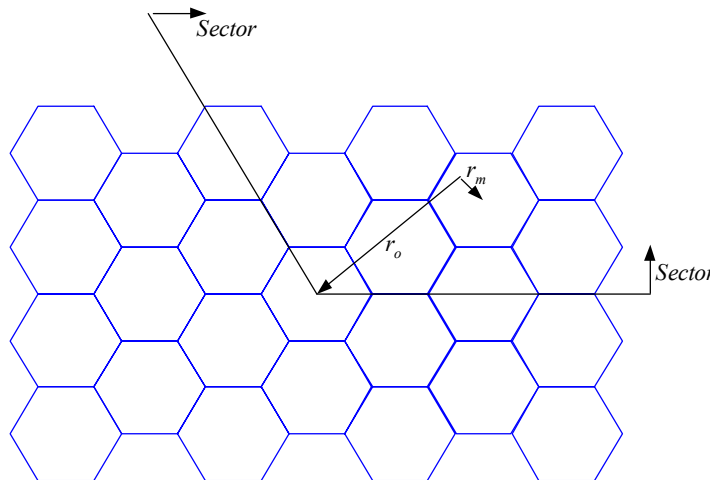


Figura 36: Geometría para el análisis de capacidad del enlace de subida.

Consecuentemente, si el usuario interferente se encuentra en otra celda a una distancia r_m de su radiobase servidora, y a una distancia r_o de la estación base servidora del usuario deseado, cuando transmita producirá una interferencia al usuario deseado igual a

$$\frac{I(r_o, r_m)}{S} = \left(\frac{10^{(\xi_o/10)}}{r_o^4} \right) \left(\frac{r_m^4}{10^{(\xi_m/10)}} \right) = \left(\frac{r_m}{r_o} \right)^4 10^{((\xi_o - \xi_m)/10)} \leq 1 \quad (99)$$

donde el primer término es debido a la atenuación causada por la distancia y el sombreado de la célula servidora, y el segundo término es el efecto del control de potencia para compensar la atenuación debido a la interferencia de las células vecinas. Tanto ξ_o como ξ_m son independientes, de modo que su diferencia tenga media cero y varianza $2\sigma^2$. La relación anterior debe ser menor a uno, ya que se supone que cada usuario está enganchado a la estación base que recibe su señal con la mayor potencia (que generalmente es la más cercana o la que tiene menos obstáculos).

En [Gilhousen et al., 1991] se demuestra que el primer momento de la variable aleatoria I/S para una $\sigma = 8$ dB es

$$E(I/S) \leq 0.247N_s \quad (100)$$

donde $N_s = N/3$ es el número de suscriptores por sector. También en el trabajo reportado en [Gilhousen et al., 1991] se demuestra que la varianza de I/S es:

$$\text{var}(I/S) \leq 0.078N_s \quad (101)$$

Tomando en cuenta sectorización, actividad de voz variable y estadísticas de las interferencias de las estaciones base vecinas, el E_b/N_o recibido en el enlace de subida de cualquier usuario deseado se expresa como la siguiente variable aleatoria:

$$E_b/N_o = \frac{PG}{\sum_{i=1}^{N_s-1} \chi_i + (I/S) + (\eta/S)} \quad (102)$$

donde N_s es el número de usuarios por sector, η es el ruido de fondo debido al ruido térmico contenido en el ancho de banda de ensanchado W , e I es la interferencia total de los usuarios que se encuentran fuera de la célula servidora deseada. Las potencias de los usuarios son variables aleatorias χ_i con una distribución dada por:

$$\chi_i = \begin{cases} 1, & \text{con probabilidad } \alpha \\ 0, & \text{con probabilidad } 1 - \alpha \end{cases} \quad (103)$$

El cociente I/S es una variable aleatoria gaussiana, y tanto la ganancia de procesamiento PG como la relación S/η son constantes. Como se estableció anteriormente, es posible obtener un desempeño adecuado ($\text{BER} < 10^{-3}$) con un E_b/N_o mayor o igual a 7 dB. Por lo tanto, el desempeño requerido se logra con una probabilidad $P = \Pr(\text{BER} < 10^{-3}) = \Pr(E_b/N_o \geq 5)$. Con la ayuda de la expresión 102, se puede obtener la probabilidad de interrupción como [Gilhousen et al., 1991]:

$$1 - P = \Pr(\text{BER} > 10^{-3}) = \Pr\left(\sum_{i=1}^{N_s-1} \chi_i + I/S > \delta\right), \quad \text{donde} \quad (104)$$

$$\delta = \frac{PG}{E_b/N_o} - \frac{\eta}{S} \quad (105)$$

Ya que la variable aleatoria χ_i tiene una distribución de Bernoulli, I/S es una variable aleatoria gaussiana y todas las variables son mutuamente independientes, la probabilidad de interrupción es:

$$P_{\text{interrupción}} = \sum_{k=0}^{N_s-1} \binom{N_s-1}{k} \alpha^k (1-\alpha)^{N_s-1-k} \cdot Q\left(\frac{\delta - k - E(I/S)}{\sqrt{\text{var}(I/S)}}\right) \quad (106)$$

De acuerdo a las conclusiones presentadas en [Gilhousen et al., 1991], para el enlace de subida la relación señal a ruido $S/\eta = -1$ dB refleja un nivel de potencia adecuado para la estación móvil. Utilizando una ganancia de procesamiento de 128, factor de actividad de voz de 3/8, y tasa de transmisión de 9600 bps (*set-rate 1* del estándar IS-95 CDMA),

la gráfica 37 muestra la capacidad por sector para el enlace de subida, variando el número de usuarios activos en las células vecinas, incluyendo la situación en la cual no haya usuarios activos.

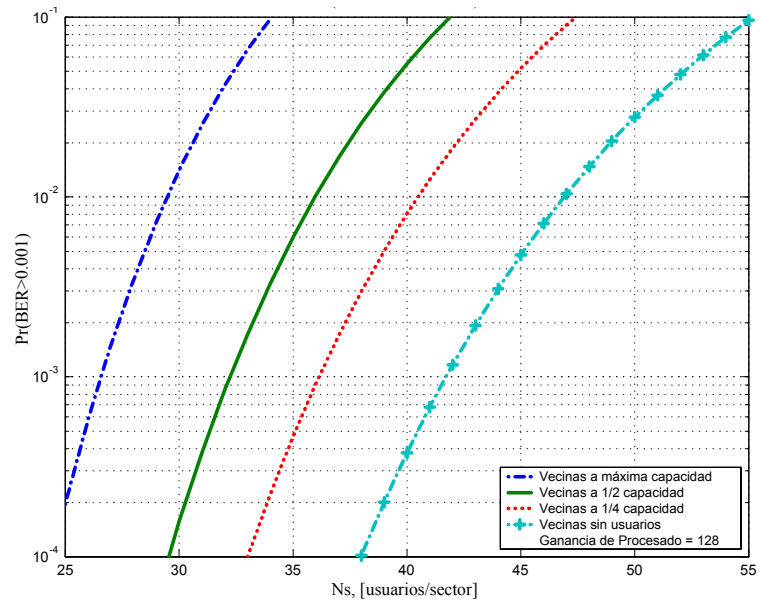


Figura 37: Capacidad del enlace de subida para IS-95 CDMA, variando el nivel de interferencia de las células vecinas.

En la gráfica 37 se observa que la disminución del número de usuarios activos ajenos a la celda servidora, en otras palabras, la disminución de las interferencias que aportan las células vecinas, repercute en un aumento en la capacidad de la célula servidora de nuestro interés. La máxima capacidad en términos del número de usuarios que se puede atender con un $\text{BER} > 10^{-3}$ se presenta en la tabla XVII.

Tabla XVII: Capacidad del enlace de subida para IS-95, variando el nivel de interferencia de las celdas vecinas.

<i>Carga de tráfico de las celdas vecinas</i>	<i>Número de usuarios por sector</i>
Celdas vecinas a máxima capacidad	26
Celdas vecinas a 1/2 de capacidad	32
Celdas vecinas a 1/4 de capacidad	36
Celdas vecinas sin usuarios	41

V.4. Resumen

Del estudio realizado en este capítulo se destaca que la capacidad de IS-95 CDMA está limitada por las interferencias, a diferencia de las técnicas de acceso múltiple empleadas en los sistemas AMPS, IS-136 y GSM, las cuales están limitadas principalmente por el ancho de banda. Se encontró que la capacidad potencial máxima de CDMA (112 usuarios, ver tabla XVI) supera en aproximadamente 6 veces a IS-136 con un reuso de frecuencias de 7 (1.25 MHz del ancho de banda de una portadora para el sistema IS-95 / factor de reuso de 7 / 30 kHz del ancho de banda de una portadora para el sistema IS-136). Sin embargo está limitada por la ganancia de procesamiento, el factor de actividad de la voz, el BER y la interferencia aportada tanto por los usuarios co-canales atendidos por la misma estación base, como los enganchados en las estaciones base vecinas, siendo mayor la contribución de los usuarios de la misma celda. Debido a que la sectorización ayuda a incrementar la capacidad, el siguiente paso es introducir al sistema IS-95 CDMA arreglos de antenas, con los cuales es posible reducir las coberturas, y por ende aumentar aún más la capacidad en términos del número de usuarios.

VI. CAPACIDAD DE SISTEMAS CDMA CON ARREGLOS LINEALES DE ANTENAS

VI.1. Introducción

En el capítulo anterior se estudió la capacidad del sistema IS–95 CDMA en términos del número de usuarios que es posible atender con buena calidad en el enlace, y a partir de ello se establecieron los valores adecuados para los principales parámetros que influyen en dicha capacidad, como lo son el BER, el E_b/N_o , la ganancia de procesamiento y el factor de actividad de la voz. Además, se encontró que la sectorización de las coberturas de las estaciones base también influye positivamente en la capacidad de la técnica de acceso DS–CDMA.

El último punto lleva a la necesidad de optimizar la cobertura de las estaciones base, con la finalidad de reducir el nivel de interferencia co-canal y así aumentar el tráfico de suscriptores activos que pueda llevar cada sector de la red celular, disminuyendo el número de sitios celulares requeridos y por ende los costos finales para diseñar y optimizar un sistema IS–95 CDMA.

Por lo tanto, en este capítulo se estudiará a los *arreglos de antenas* como una herramienta de diversidad espacial, en particular los *arreglos lineales*, debido a su baja complejidad en el análisis, modelado matemático e implementación física. El objetivo es introducirlos posteriormente en el análisis de calidad de servicio y fiabilidad del sistema, en términos de la *probabilidad de error* y la *probabilidad de interrupción* de DS–CDMA, y con ello incrementar la capacidad del sistema IS–95 CDMA, siendo este el objetivo más importante en este trabajo de tesis.

VI.2. Conceptos Básicos de Arreglos de Antenas

Una *antena* es cualquier estructura o dispositivo usado para recibir o radiar ondas electromagnéticas [ATIS, 2000]. Muchas aplicaciones en los sistemas de comunicaciones actuales como la sectorización de coberturas celulares, requieren características de ra-

diación que no son posibles de obtener con antenas omnidireccionales, las cuales fueron ampliamente empleadas durante varios años en las primeras redes celulares, y actualmente aún tienen aplicación en ambientes rurales con bajo tráfico y picocelulares (en interiores). Sin embargo, es posible obtener la radiación sectorial (direccional) deseada con un conjunto de elementos radiantes en un arreglo eléctrico y geométrico, llamado *arreglo de antenas* [Balanis, 1996]. La configuración de un arreglo de antenas debe ser tal que la radiación de sus elementos sea sumada, con el propósito de generar máxima radiación en una dirección, o varias direcciones en particular, y mínima en otras. Por lo tanto, un arreglo de antenas conforma una *antena direccional*⁶³. Ya que se trabajará con arreglos de antenas, es necesario definir sus parámetros más importantes, lo cual se hace a continuación:

Patrón de radiación. El *patrón de radiación* de una antena está definido como una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como función de coordenadas espaciales [Balanis, 1996].

Lóbulos de radiación. Un *lóbulo de radiación* es una porción del patrón de radiación rodeada por regiones de relativamente baja intensidad de radiación. La figura (38) muestra un patrón con varios lóbulos de radiación, en su representación polar y lineal. Un *lóbulo principal* (también llamado *haz principal*) está definido como el lóbulo de radiación que apunta en la dirección de máxima radiación. En algunas situaciones, como es el caso de las antenas adaptativas, puede existir más de un lóbulo principal. Un *lóbulo menor* es cualquier lóbulo a excepción del lóbulo principal. Un *lóbulo lateral* es un lóbulo de radiación en cualquier dirección diferente a la del lóbulo deseado. Un *lóbulo trasero* es un lóbulo de radiación cuyo eje hace un ángulo de aproximadamente 180° con respecto al haz principal de la antena. Todos los lóbulos menores representan radiación en las direcciones no deseadas, en otras palabras interferencias, por lo que

⁶³Tiene la propiedad de radiar o recibir ondas electromagnéticas más eficientemente en algunas direcciones que en otras.

deben de ser minimizados.

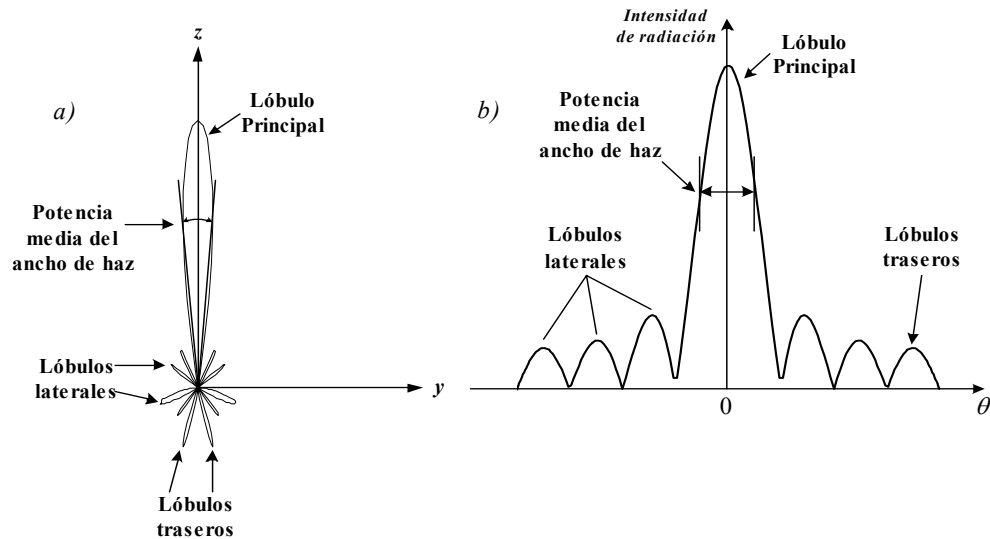


Figura 38: Lóbulos de un patrón de radiación de una antena direccional: a) representación polar, b) representación lineal.

El patrón de radiación de una antena con un único elemento es relativamente ancho (omnidireccional), y por sí solo cada elemento de un arreglo proporciona valores pequeños de *directividad*⁶⁴ (*ganancia*⁶⁵). El incremento de la directividad de una antena únicamente es posible aumentando el tamaño eléctrico de la antena [Balanis, 1996], para lo cual existen diferentes alternativas:

- Aumentar las dimensiones físicas de los elementos de la antena.
- Formar un conjunto de múltiples elementos radiantes en una configuración eléctrica y geométrica. Esta nueva antena es llamada *arreglo de antenas*.

Para generar patrones muy directivos, es necesario que los campos de los elementos del arreglo se interfirieran constructivamente (se sumen) en la dirección deseada, e in-

⁶⁴La *directividad* puede expresarse como la relación entre la intensidad de radiación máxima en una dirección dada, y la intensidad de radiación promedio en todas direcciones.

⁶⁵La *ganancia* nos proporciona una medición de la eficiencia de la antena, expresada en relación a una fuente de referencia. Usualmente está referida a una fuente isotrópica.

terfieran destructivamente (se cancelen entre sí) en las demás direcciones. Lo anterior es realizable idealmente, pero en la realidad sólo se puede aproximar. En un arreglo de elementos idénticos, existen cinco características que pueden manipularse para formar el patrón de radiación del arreglo de antenas [Balanis, 1996]:

1. La configuración geométrica total del arreglo (lineal, circular, rectangular, etc).
2. La distancia entre los elementos individuales.
3. La magnitud de la excitación de los elementos individuales.
4. La fase de la excitación de los elementos individuales.
5. El patrón de radiación de los elementos individuales.

A continuación se analizan las principales propiedades de los arreglos con geometría *lineal*, con el objetivo de obtener el arreglo que proporcione las mejores prestaciones de radiación (cobertura) posibles, e introducirlo en el análisis de capacidad de IS-95 CDMA.

VI.2.1. Modelado Analítico del Patrón de Radiación del Arreglo Lineal Uniforme de N -elementos

Un arreglo con elementos idénticos en magnitud física y eléctrica, y cada uno con fase progresiva es llamado *arreglo uniforme* [Balanis, 1996]. Basándose en la figura 39a se supone que los elementos tienen idénticas amplitudes, pero cada elemento sucesivo en el arreglo tiene una *fase progresiva* β , conduciendo corriente de excitación relativa a la corriente del elemento anterior (β representa la fase mediante la cual, la corriente en cada elemento sirve de guía para la corriente del elemento anterior). El ángulo θ es formado entre la *onda plana*⁶⁶ recibida r_N o transmitida r_T y el eje del arreglo (eje z), y d es la distancia entre los elementos del arreglo.

⁶⁶*Onda plana*: es una onda electromagnética que predomina en la región de campo lejano de una antena, y su frente de onda está esencialmente en un plano.

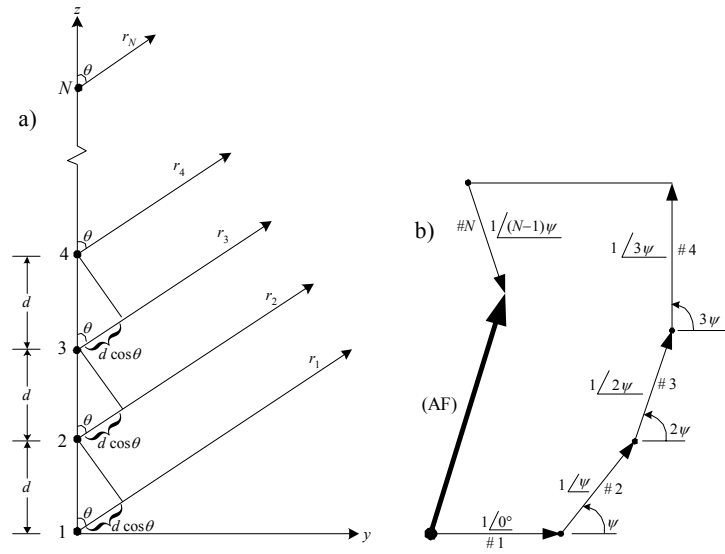


Figura 39: a) Geometría del campo lejano de un arreglo lineal de N elementos isotrópicos colocados en el eje z . b) Diagrama fasorial.

Considerando los elementos del arreglo como *fuentes puntuales isotrópicas*⁶⁷, el patrón de radiación resultante es llamado el *factor del arreglo* [Stutzman y Thiele, 1981]. El campo total puede obtenerse multiplicando el factor del arreglo de las fuentes isotrópicas por el campo de un elemento único. Suponiendo que los elementos están excitados uniformemente, el factor del arreglo estará dado por [Balanis, 1996]:

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos(\theta)+\beta)} + e^{+j2(kd \cos(\theta)+\beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos(\theta)+\beta)} \quad (107)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (108)$$

el cual puede escribirse como

⁶⁷ *Fuente puntual isotrópica*: es una antena hipotética que ocupa únicamente un punto en el espacio, radiando uniformemente en todas direcciones.

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (109)$$

$$\psi = kd \cos(\theta) + \beta \quad (110)$$

donde k es una constante de fase definida por:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (111)$$

Debido a que el factor del arreglo es una sumatoria de exponenciales, puede ser representado por la suma vectorial de N fasores, cada uno con amplitud unitaria y fase progresiva ψ relativa al anterior, ilustrado en el diagrama fasorial de la figura 39b.

Multiplicando ambos lados de la ecuación 109 por $e^{j\psi}$, puede ser reescrita como:

$$(AF) e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (112)$$

restando la ecuación 109 de 112, se reduce a:

$$AF (e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (113)$$

$$AF = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (114)$$

Si el punto de referencia es el centro físico del arreglo, el factor del arreglo de la ecuación 114 se simplifica a

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (115)$$

El valor máximo de la ecuación 115 es N . Normalizando, el factor del arreglo para

un arreglo lineal uniforme ULA⁶⁸ con N elementos puede expresarse como:

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right], \quad \circ \quad (116)$$

$$(AF)_n \simeq \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (\text{para valores pequeños de } \psi) \quad (117)$$

En las figuras 40 y 41 se muestra el factor del arreglo normalizado $(AF)_n = |f(\psi)|$, considerando que las señales que arriban al arreglo están en el intervalo angular $\theta = [0, \pi]$, y $\beta = 0$, en las cuales se observa el efecto del número de los elementos N que componen el arreglo, y la separación d entre dichos elementos, llegando a las siguientes conclusiones:

1. Conforme el número de elementos N se incrementa, el lóbulo principal se angosta (el arreglo se torna más directivo).
2. Conforme N se incrementa, aumenta el número de lóbulos laterales, existiendo $N - 1$ lóbulos totales, de los cuales 1 es el lóbulo principal y $N - 2$ son lóbulos menores.
3. La magnitud de los lóbulos laterales se decrementa conforme N aumenta.
4. Conforme disminuye la distancia d entre elementos, se producen menos lóbulos laterales, sin embargo aumenta el ancho del lóbulo principal.

VI.2.2. Principales Parámetros del Arreglo Lineal Uniforme

En este apartado se describen algunos de los parámetros más importantes de los ULA, con la finalidad de determinar las características adecuadas del arreglo de antenas a emplear en el análisis de capacidad del sistema IS-95 CDMA.

⁶⁸ Uniform Linear Array.

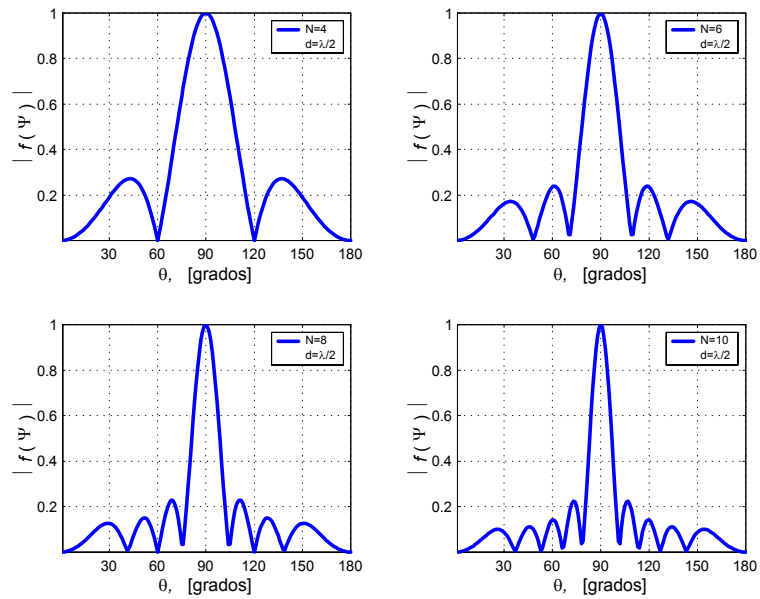


Figura 40: Patrón de radiación para un ULA con separación $d = \lambda/2$ entre cada elemento, variando el número de elementos N .

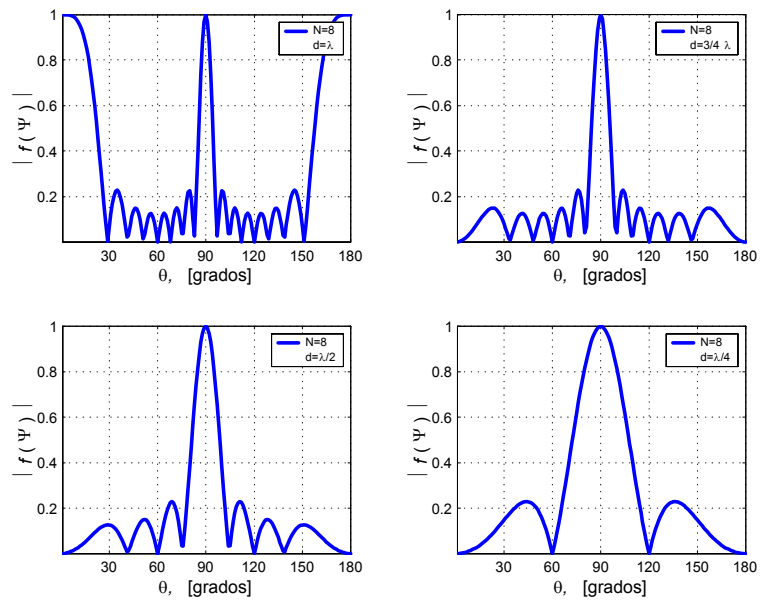


Figura 41: Patrón de radiación para un ULA con 8 elementos, variando la separación d entre ellos.

Cuando la separación d entre dos elementos de antena es muy pequeña, ya sea que una o ambas estén transmitiendo o recibiendo, parte de la energía que es dirigida en primera instancia a una de las antenas, también arriba a la otra. La cantidad de esta energía depende principalmente de las características individuales de radiación, y la separación y orientación relativa entre los elementos que forman el arreglo [Balanis, 1996].

Existen diferentes mecanismos que causan este intercambio de energía. Por ejemplo, aún si ambas antenas están transmitiendo, parte de la energía radiada de cada una será recibida por la otra, debido a las características direccionales no ideales de las antenas reales. Esta energía puede ser redispersada en diferentes direcciones, comportándose como transmisores secundarios. Este intercambio de energía es conocido como “*acoplamiento mutuo*” [Balanis, 1996], el cual complica el análisis y diseño de una antena. De acuerdo al estudio realizado en [Gupta y Ksienski, 1983], el acoplamiento mutuo afecta el desempeño de los arreglos adaptativos en el caso que $d > \lambda/2$ disminuyendo drásticamente su velocidad de respuesta; y disminuyendo la relación $SINR$ ⁶⁹ de salida del arreglo en el caso que $d < \lambda/2$. Por lo tanto, para disminuir al máximo los efectos del acoplamiento mutuo, la separación entre elementos más adecuada es $d = \lambda/2$ [Gupta y Ksienski, 1983].

Nivel del lóbulo lateral. Una medida de los máximos de los lóbulos laterales es el *nivel del lóbulo lateral* SLL ⁷⁰, el cual ha sido definido en [Stutzman y Thiele, 1981] como:

$$SLL = \frac{|\text{valor máximo del mayor lóbulo lateral}|}{|\text{valor máximo del lóbulo principal}|} \quad (118)$$

comúnmente expresado en decibeles. En [Muñoz López, 2002], se encontró que a partir de 8 elementos, con un espaciamiento fijo entre ellos de $d = \lambda/2$, el incremento de estos no mejora significativamente el SLL, siendo aproximadamente su valor de -13 dB.

⁶⁹ *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio.*

⁷⁰ *Side Lobe Level.*

Directividad. La *directividad* D es una medición que describe únicamente las propiedades direccionales de la antena [Balanis, 1996], y por lo tanto es determinada totalmente a partir del patrón de radiación [Stutzman y Thiele, 1981]. La ganancia puede obtenerse multiplicando la directividad del arreglo por la eficiencia de radiación de un elemento (suponiendo que todos los elementos son iguales). De acuerdo a [Kraus, 1950] se tiene que:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (119)$$

donde Ω_A es la área del ángulo sólido formado por la región del haz de radiación [Yacoub, 1993].

Suponiendo que los elementos del arreglo son isotrópicos y están uniformemente espaciados y excitados, el factor del arreglo normalizado de la ecuación (116) puede ser expresado como [Stutzman y Thiele, 1981]:

$$|f(\psi)|^2 = \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \right|^2 \quad (120)$$

$$|f(\psi)|^2 = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} (N-m) \cdot \cos(m\psi) \quad (121)$$

También en [Stutzman y Thiele, 1981], se comprueba Ω_A que puede obtenerse como:

$$\Omega_A = \frac{4\pi}{N} + \frac{4\pi}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{m} \cos(m\beta) \cdot \sin(mkd) \quad (122)$$

Por lo tanto, para un arreglo lineal de N elementos isotrópicos espaciados una distancia d , con corrimiento de fase β , la directividad D está dada por:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{1}{\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{m} \cos(m\beta) \cdot \sin(mkd)} \quad (123)$$

En la figura 42 se grafica la directividad para un ULA de N elementos, como función

del espaciamento de sus elementos en términos de la longitud de onda λ .

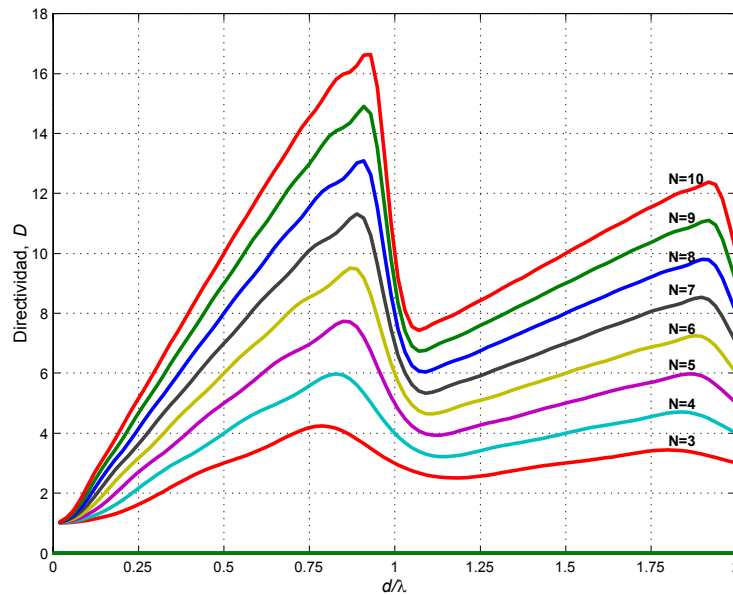


Figura 42: Directividad para un ULA de N elementos, como función del espaciamento d/λ .

A partir de la gráfica 42, se concluye que exclusivamente cuando se satisface que ($d = n\lambda/2$, donde n es un número entero y $\beta = 0$), la directividad para un ULA es

$$D = N \quad (124)$$

además se confirma la desventaja de emplear una separación entre elementos de $d < \lambda/2$, ya que provoca que se obtengan bajos valores de directividad.

Ancho del haz a potencia media. Otro parámetro muy importante en los arreglos de antenas es *el ancho del haz a potencia media* $HPBW$ ⁷¹, el cual se define como el ángulo entre las dos direcciones en las cuales la intensidad de radiación es la mitad del máximo valor del haz principal [Balanis, 1996], figura (38). El ancho de haz de la antena

⁷¹ *Half-Power Beam Width.*

es usado con el fin describir la capacidad de resolución de la antena para distinguir entre dos fuentes radiantes (por ejemplo, dos terminales móviles) adyacentes.

De acuerdo a [Balanis, 1996], considerando $\beta = -kd \cos(\theta)$, el ancho del haz a potencia media en la dirección θ es:

$$HPBW = \cos^{-1} \left[\cos(\theta) - \frac{2.782}{Nkd} \right] - \cos^{-1} \left[\cos \theta + \frac{2.782}{Nkd} \right] \quad (125)$$

En la gráfica 43 se muestra el HPBW para un ULA como función del espaciamiento de sus elementos en términos de la longitud de onda λ , para una dirección angular θ de 90° , y diferentes números de elementos de antena ($N = 4, 6, 8, 10$ y 12).

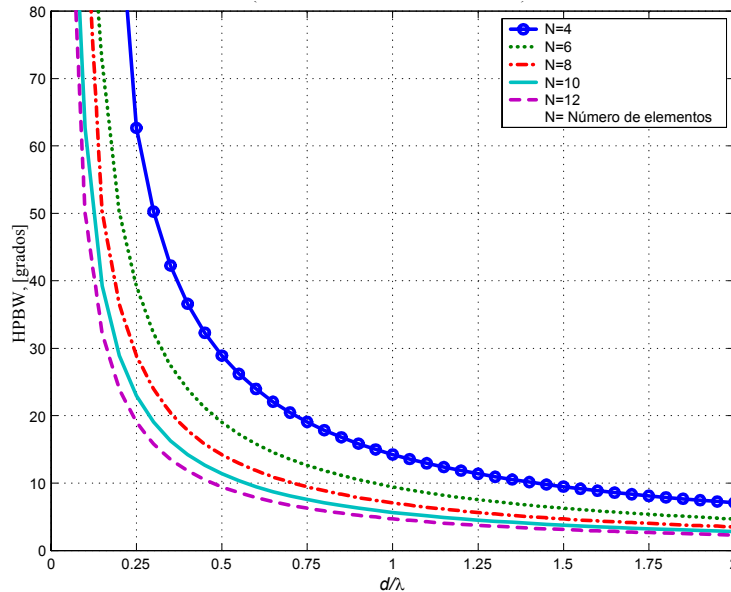


Figura 43: HPBW para un ULA de N elementos, como función del espaciamiento d/λ .

En la figura 43, enfocándose en la separación entre elementos $d = \lambda/2$, se observa que a partir de 8 elementos de antena en el ULA la disminución del HPBW es menos significativa. Por otra parte, en la gráfica (44), se muestra el comportamiento del HPBW contra el número de elementos de antena, para diferentes direcciones angulares θ , empleando una separación entre elementos $d = \lambda/2$.

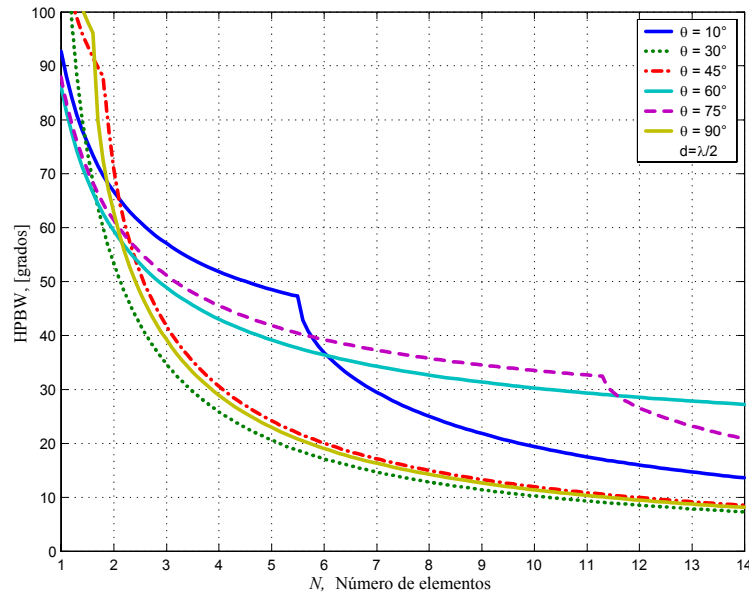


Figura 44: HPBW para diferentes direcciones angulares θ , como función del número de elementos de antena N .

En la figura 44 se observa que para un ULA el parámetro HPBW es muy sensible con respecto a la dirección angular θ , la cual es una característica no deseada en los arreglos adaptativos, ya que las prestaciones de cobertura no son constantes en el intervalo angular $\theta = [0, \pi]$.

Ya que se han caracterizado los parámetros más importantes de los arreglos de antenas, se continuará con el análisis de capacidad del sistema IS-95 CDMA de iniciado en el capítulo anterior, introduciendo un ULA en las estaciones base.

VI.3. Probabilidad de Error en DS-CDMA con Antenas Directivas

De ahora en adelante, en todos los casos se plantea que la estación móvil tendrá una antena omnidireccional, y que la estación base tendrá un ULA empleando N elementos, generando un patrón de radiación directivo, de tal manera que el usuario deseado (usuario 0) siempre se encuentre en el lóbulo principal del patrón de radiación $G(\varphi)$.

Cabe recordar aquí que la cobertura del arreglo de antenas se reduce conforme aumenta el número de elementos, lo que implica que es necesario usar múltiples arreglos para cubrir el área total de la célula (360°). Debido a las características de radiación de los arreglos lineales de antenas, es conveniente emplear tres arreglos por célula.

De acuerdo a la propuesta de [Liberti y Rappaport, 1994], se supone que se tienen K usuarios distribuidos uniformemente a través de una celda (RBS 0). En el enlace de subida, se define a la potencia de la señal recibida del usuario deseado como $P_{r;0}$; y a las potencias de los $K - 1$ interferentes como $P_{r;i}$, para $i = 1, 2, \dots, K - 1$. Por lo tanto, la potencia de la interferencia total promedio I vista por el usuario 0 deseado, y medida en la señal que arriba al puerto del ULA de la estación base está dada por:

$$I = E \left\{ \sum_{i=1}^{K-1} G(\varphi_i) P_{r;i} \right\} \quad (126)$$

donde φ_i es la dirección del i -ésimo usuario en el plano horizontal. Hasta este punto, en la ecuación 126 no se considera la interferencia aportada por las células vecinas. Si se considera que existe un control de potencia perfecto, entonces $P_{r;i} = P_c$ para cada uno de los K usuarios, y la interferencia I para el usuario 0 de la ecuación 126 puede reescribirse como:

$$I = P_c E \left\{ \sum_{i=1}^{K-1} G(\varphi_i) \right\} \quad (127)$$

Suponiendo que los usuarios están independiente e idénticamente distribuidos a través de la célula, la potencia de la interferencia total promedio recibida en la estación base servidora de nuestro interés puede expresarse como:

$$I = P_c (K - 1) \int_0^R \int_0^{2\pi} f(r, \varphi) G(\varphi) d\varphi dr \quad (128)$$

donde $f(r, \varphi)$ es la función de densidad de probabilidad que describe la distribución de los usuarios a través de la célula. Suponiendo que los usuarios están distribuidos uniformemente en la célula:

$$I = P_c \frac{(K-1)}{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\varphi) d\varphi \quad (129)$$

Por otra parte, de acuerdo [Stutzman y Thiele, 1981] a la directividad de la antena puede expresarse como:

$$D = \frac{2\pi}{\int_0^{2\pi} G(\varphi) d\varphi} \quad (130)$$

Por lo tanto, la interferencia total promedio vista por un usuario en la célula servidora central estará dada por:

$$I = \frac{P_c (K-1)}{D} \quad (131)$$

Finalmente, suponiendo que la potencia de la señal deseada en el arreglo es P_c , y empleando la expresión 131, el BER para el usuario deseado estará dado por:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot D \cdot P_c G}{K-1}} \right) \quad (132)$$

La probabilidad de error en el bit obtenida con la ecuación 132 sólo es válida cuando se considera una estación base aislada.

VI.3.1. Probabilidad de Error con Múltiples Estaciones Base

Para analizar los efectos de los arreglos de antenas cuando se tienen usuarios activos simultáneamente en varias celdas adyacentes, primero es necesario definir la geometría de la región. Se considera la geometría propuesta en [Rappaport y Milstein, 1992] con una corona de ocho células circundantes, como se muestra en la figura 45a.

La distancia $d_{i,j}$ representa la separación entre el i -ésimo usuario y la j -ésima estación base, como se ilustra en la figura 45b. La distancia $d_{i,0}$ representa la separación entre el i -ésimo usuario y la estación base 0.

Suponiendo que la trayectoria de pérdidas entre el i -ésimo usuario y la j -ésima

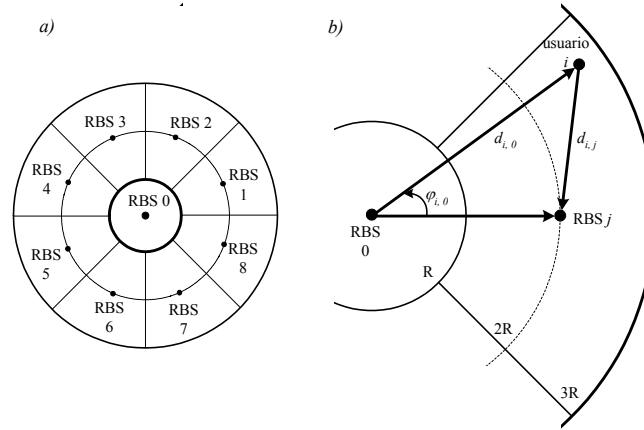


Figura 45: a) Geometría propuesta en [Rappaport y Milstein, 1992]. b) Geometría para determinar $d_{i,j}$, $d_{i,0}$ y $\varphi_{i,0}$.

estación base estará dada por una relación dependiente de la distancia, tal que, la potencia recibida en la j -ésima estación base del i -ésimo usuario está dada por:

$$P_{r;i,j} = P_{T;i} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{ref}} \right)^2 \left(\frac{d_{ref}}{d_{i,j}} \right)^\gamma \quad (133)$$

donde γ es la pendiente de pérdidas por propagación y d_{ref} es una distancia de referencia definida en [Rappaport y Milstein, 1992].

Si se supone que el i -ésimo usuario tiene un control de potencia perfecto, así como los demás usuarios en la j -ésima estación base, atendidos por la j -ésima estación base, tal que ésta recibe la potencia $P_{c;j}$, entonces la potencia transmitida por el i -ésimo usuario, de acuerdo a [Liberti y Rappaport, 1994] $P_{t;i}$ es:

$$P_{t;i} = P_{c;j} \left(\frac{4\pi d_{ref}}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{d_{i,j}}{d_{ref}} \right)^\gamma \quad (134)$$

A su vez, la potencia recibida en la RBS 0 del i -ésimo usuario está dada por:

$$P_{r;i,0} = P_{t;i} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{ref}} \right)^2 \left(\frac{d_{ref}}{d_{i,0}} \right)^\gamma \quad (135)$$

Substituyendo la ecuación 134 en 135, la potencia recibida en la estación base 0 del

i -ésimo usuario estará dada por:

$$P_{r;i,0} = P_{c;j} \left(\frac{d_{i,j}}{d_{i,0}} \right)^\gamma \quad (136)$$

Por otra parte, considerando la geometría de la figura 45b y aplicando la *ley de cosenos*, la ecuación 135 puede expresarse como:

$$P_{r;i,0} = P_{c;j} \left(1 + \left(\frac{2R}{d_{i,0}} \right)^2 - \frac{4R}{d_{i,0}} \cos \varphi_{i,0} \right)^{\gamma/2} \quad (137)$$

Para determinar la potencia de la interferencia de las células vecinas que afecta a la estación base central (estación base 0), se supone que los usuarios están distribuidos uniformemente en una célula adyacente con radio $R < r < 3R$ y ángulo $-\pi/8 < \varphi < \pi/8$, con lo cual se considera una corona de vecinas con 8 células homogéneas [Liberti y Rappaport, 1994]. La función de densidad de probabilidad para la distribución espacial de los usuarios en una célula adyacente está dada por:

$$f(r, \varphi) = \frac{r}{\pi R^2} \quad (138)$$

Si se representa como χ al valor esperado de la potencia de la interferencia para un usuario ubicado en una de las células vecinas, analíticamente se tendrá:

$$\chi = P_{c;j} \int_R^{3R} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} f(r, \varphi) \cdot \left(\left(1 + \left(\frac{2R}{r} \right)^2 - \frac{4R}{r} \cos \varphi \right) \right)^{\gamma/2} dr d\varphi \quad (139)$$

Por otra parte, si se supone que todas las estaciones base tienen control de potencia tal que $P_{c;j} = P_c$, se puede expresar el valor de la potencia de la interferencia para un usuario ubicado en una célula vecina como

$$\chi = \beta P_c \quad (140)$$

donde:

$$\beta = \int_R^{3R} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} f(r, \varphi) \cdot \left(\left(1 + \left(\frac{2R}{r} \right)^2 - \frac{4R}{r} \cos \varphi \right) \right)^{\gamma/2} dr d\varphi \quad (141)$$

El término β puede ser relacionado al *factor de reuso*, el cuál está definido en el trabajo de [Rappaport y Milstein, 1992] como:

$$f = \left[\frac{\text{potencia del ruido en la celda servidora}}{\text{potencia del ruido en la celda servidora más la aportada por las vecinas}} \right] \quad (142)$$

Por lo tanto, considerando que se tiene control de potencia perfecto y una corona con 8 radiobases interferentes, el factor de reuso puede expresarse como:

$$f = \frac{(K-1)P_c}{(K-1)P_c + 8 \cdot K \cdot \beta \cdot P_c} \approx \frac{1}{1 + 8\beta}, \quad \text{para } K \gg 1 \quad (143)$$

suponiendo que existen K usuarios en cada una de las 9 células.

Para el caso de una configuración con antenas omnidireccionales, la interferencia total en la célula 0 será

$$I = (K-1)P_c + 8 \cdot K \cdot \beta \cdot P_c \quad (144)$$

donde el primer término es la interferencia aportada por los usuarios en la misma estación base 0, y el segundo término es la interferencia aportada por las 8 células vecinas, el cual está afectado por el valor de la pendiente de pérdidas por propagación.

Ahora, se supondrá que para el m -ésimo usuario en la célula central existe un patrón de radiación $G(\varphi)$ dirigido hacia él, y todas las estaciones base tienen un control de potencia perfecto en el enlace de subida. De acuerdo a [Liberti y Rappaport, 1994], la potencia de interferencia promedio contribuida por un solo usuario en la estación base 0 está dada por:

$$E [P_{r;i,0} | 0 < r < R] = P_c \int_0^R \int_0^{2\pi} \frac{r}{\pi R^2} G(\varphi) dr d\varphi = \frac{P_c}{D} \quad (145)$$

donde D es la directividad de la antena, y la potencia promedio recibida en la estación base desde cualquier usuario interferente en la estación base central $P_{r;i,0}$ está directamente en función de la ganancia directiva de la antena. A su vez, la potencia de la interferencia promedio en el arreglo de antenas de la estación base debido a un usuario en una célula adyacente estará dada por:

$$\begin{aligned} & E [P_{r;i,0} | 0 < r < 3R] \\ &= \frac{P_c}{8} \sum_{p=0}^7 \int_R^{3R} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \frac{r}{\pi R^2} G \left(\varphi + \frac{p\pi}{4} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{2R}{r} \right)^2 - \frac{4R}{r} \cos \varphi \right)^{\gamma/2} dr d\varphi \end{aligned} \quad (146)$$

Para el caso especial de la geometría presentada en la figura 45, el patrón de radiación puede expresarse como:

$$G(\varphi) = \sum_{p=0}^7 G_p U \left(\varphi - \frac{p\pi}{4} \right) \quad (147)$$

donde:

$$U(\varphi) = \begin{cases} 1 & |\varphi| < \pi/8 \\ 0 & |\varphi| \geq \pi/8 \end{cases} \quad (148)$$

cuya directividad es:

$$D = \frac{8}{\sum_{p=0}^7 G_p} \quad (149)$$

substituyendo la ecuación 147 en 146 se obtiene

$$\begin{aligned} & E [P_{r;i,0} | 0 < r < 3R] \\ &= \frac{P_c}{8} \sum_{p=0}^7 G_p \int_R^{3R} \int_{-\pi/8}^{\pi/8} \frac{r}{\pi R^2} \left(1 + \left(\frac{2R}{r} \right)^2 - \frac{4R}{r} \cos \varphi \right)^{\gamma/2} dr d\varphi \end{aligned} \quad (150)$$

Usando β y la ecuación 149, esta interferencia puede reescribirse como:

$$E [P_{r;i,0} | 0 < r < 3R] = \frac{P_c \beta}{D} \quad (151)$$

Usando las ecuaciones 151 y 131, la potencia recibida de la interferencia total en el puerto del ULA de la estación base central está dada por:

$$I = \frac{(K - 1) P_c + 8 \cdot K \cdot \beta \cdot P_c}{D} \quad (152)$$

y substituyendo la ecuación 152 en 98, se obtiene que la probabilidad para el BER en un sistema IS-95 CDMA empleando un haz directivo en las antenas es:

$$P_b \approx Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot PG \cdot D}{K(1 + 8\beta) - 1}} \right) \quad (153)$$

Considerando un número alto de usuarios P_b se puede expresar como:

$$P_b \approx Q \left(\sqrt{\frac{3 \cdot PG \cdot D}{K(1 + 8\beta)}} \right) \quad (154)$$

Este resultado relaciona la probabilidad de error con el número de usuarios por célula K , la directividad D de las antenas de la estación base y la pendiente de pérdidas por propagación γ , asumiendo un control de potencia perfecto.

La gráfica 46 muestra la capacidad de la celda, en términos del número de usuarios por célula contra la probabilidad de error en el bit considerando una corona con 8 estaciones base adyacentes, donde se observa un claro aumento en la capacidad al sectorizar la cobertura de la estación base, aumentando la cantidad de usuarios que el sistema puede atender conforme se reduce el ancho del haz del patrón de radiación de las antenas, en otras palabras, el HPBW.

La tabla XVIII muestra la cantidad de usuarios que el sistema IS-95 CDMA puede atender con una buena calidad de audio ($\text{BER} > 10^{-3}$) considerando una y múltiples células, en el segundo caso variando la ley de potencia γ de 4 a 3.8, con lo cual aumenta

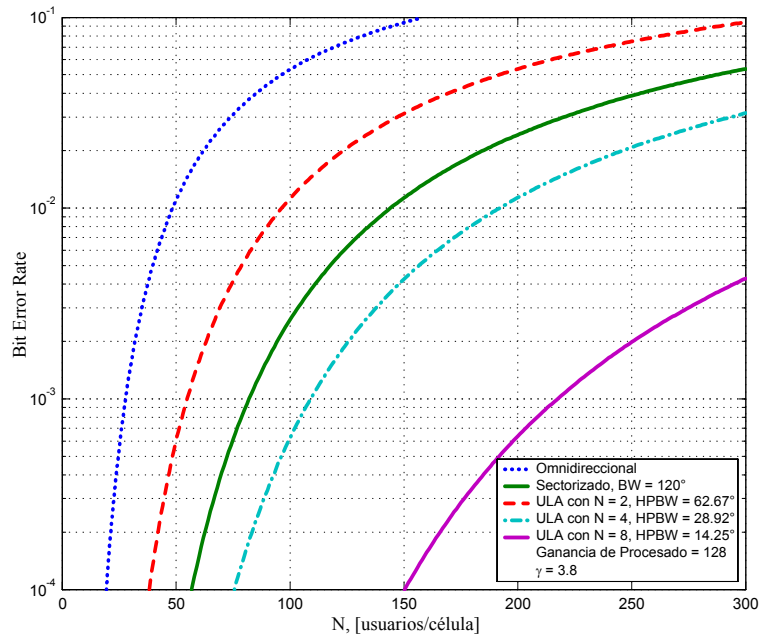


Figura 46: Capacidad en el enlace de subida para IS–95 CDMA, casos omnidireccionales y sectoriales.

ligeramente la capacidad.

Tabla XVIII: Capacidad del enlace de subida para IS–95 CDMA, considerando una y múltiples celdas, con y sin sectorización.

	Omni	Sectorial 120°	Flat – top 30°	ULA, N = 2	ULA, N = 4	ULA, N = 8
1 célula	41	121	129	81	161	322
9 células, $\gamma = 3.8$	27	81	87	54	109	217
9 células, $\gamma = 4$	28	84	89	56	112	223

Con estos resultados se concluye que para un entorno macrocelular, el empleo de diferentes modelos de pérdidas por propagación como el Walfisch-Ikegami o el Hata-Okumura, no afecta significativamente en el análisis de capacidad de los sistemas DS–CDMA, siendo ambos modelos muy confiables para este propósito.

VI.4. Análisis de la Probabilidad de Interrupción en Sistemas DS–CDMA con Arreglos de Antenas

El incremento en la capacidad de un sistema DS–CDMA empleando arreglos de antenas se debe a la reducción de las interferencias co-canal, tanto en la célula servidora como en las células vecinas. El primer paso en el procesamiento espacial es la sectorización, empleando antenas con un haz de 120° y así es posible aumentar la capacidad a casi el triple.

En el siguiente apartado se estudian las mejoras en la capacidad de CDMA con múltiples células empleando arreglos de antenas en las estaciones base basados en el trabajo de [Naguib et al., 1994], adoptando la presencia de desvanecimientos Rayleigh y sombreado log-normal para modelar la señal. También se supone que la ley de potencia γ es 40 dB/década, y r es la distancia entre las estaciones base y móvil.

VI.4.1. Probabilidad de Interrupción del Enlace de Subida con Arreglos Lineales de Antenas

Se supone que la estación base emplea un arreglo de antenas ULA con M elementos, un escenario donde existen N usuarios distribuidos aleatoriamente en cada una de las celdas, y que no se conoce la *dirección de arribo* DOA ⁷² de los usuarios. Cada usuario transmite un código PN con una ganancia de procesamiento PG , donde P es la potencia de la señal recibida en la estación base (control de potencia perfecto), y σ^2 es la potencia de ruido del sistema. Ya que el control de potencia de los móviles enganchados a las células adyacentes es realizado por esas células, la potencia de la interferencia de estos móviles cuando el usuario deseado está activo está dada por [Gilhousen et al., 1991]:

$$I_{ik} = P \left(\frac{r_{ik}^{(k)}}{r_{ik}^{(o)}} \right)^4 \frac{\|\alpha_{ik}^{(o)}\|^2}{\|\alpha_{ik}^{(k)}\|^2} = P \cdot \beta_{ik}^2 \quad (155)$$

⁷²*Direction of Arrival.*

donde $r_{ik}^{(k)}$ es la distancia entre el i_k -ésimo usuario en la k -ésima célula y su estación base servidora, $\alpha_{ik}^{(k)}$ es una variable aleatoria gaussiana compleja con media cero, la cual representa la amplitud del desvanecimiento a través de la trayectoria y combina los efectos del desvanecimiento Rayleigh y del sombreado log-normal, $r_{ik}^{(o)}$ es la distancia entre el mismo i_k -ésimo usuario en la k -ésima célula y la célula servidora del usuario deseado (estación base o), y finalmente, $\alpha_{ik}^{(o)}$ es la correspondiente amplitud del desvanecimiento. La estación móvil está enganchada a la estación base con una atenuación mínima $\beta_{ik} \leq 1$ [Gilhousen et al., 1991].

De acuerdo a [Naguib et al., 1994], la razón entre la energía de bit y la densidad de interferencia más ruido puede expresarse como:

$$\frac{E_b}{N_o + I_o} = \frac{PG}{\frac{\sigma^2}{M \cdot P} + I_1 + I_2} \quad (156)$$

donde I_1 e I_2 son las potencias de las razones interferencia a señal debido a los usuarios enganchados a la célula central y a las células vecinas, y están dadas por

$$I_1 = \sum_{i_o=2}^N \vartheta_{i_o} \|a_o^* a_{i_o}\|^2 \quad (157)$$

$$I_2 = \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \vartheta_{i_k} \beta_{i_k}^2 \|a_o^* a_{i_k}\|^2 \quad (158)$$

donde K es el número de celdas vecinas interferentes, a_{i_k} es el vector $M \times 1$ de respuesta del arreglo de antenas para una señal que llega desde el i_k -ésimo usuario en la k -ésima célula y se supone que $a_{i_k}^* a_{i_k} = 1$, y ϑ_{i_o} es una variable de Bernoulli con probabilidad de éxito v que modela la *actividad de voz* del usuario deseado.

Recordando que la *probabilidad de interrupción* “outage probability” está definida como la probabilidad de que la tasa de bits erróneos exceda un cierto umbral P_o requerido para un desempeño aceptable. Como se analizó en [Gilhousen et al., 1991], un adecuado desempeño ($\text{BER} > 10^{-3}$) se puede lograr con $E_b/(N_o + I_o) < 7$ dB. Si se define a S como el valor requerido de $E_b/(N_o + I_o)$ para satisfacer el nivel de desempeño,

entonces el “outage probability” se expresa como [Naguib et al., 1994]:

$$P_{out} = \Pr(BER > P_o) = \Pr\left(\frac{E_b}{N_o + I_o} < S\right) = \Pr\left(I_1 + I_2 > \frac{PG}{S} - \frac{\sigma^2}{MP}\right) \quad (159)$$

Esta expresión da la probabilidad de interrupción en función de las variables aleatorias I_1 e I_2 . La distribución de estas variables depende del número de usuarios activos K y la distancia entre ellos, los vectores de respuesta y los parámetros del arreglo, y los efectos de los desvanecimientos y el sombreado. Para obtener la probabilidad de interrupción en función del número de usuarios, es necesario especificar las características del arreglo de antenas (número de elementos de antena, la separación d/λ entre ellas y la geometría de su arreglo) con el fin de poder encontrar la distribución de $\|a_o^* a_{i_k}\|^2$, y de aquí la distribución de I_1 e I_2 .

Ya que el número de usuarios interferentes es aleatorio, [Naguib et al., 1994] propone que se substituya el término $\|a_o^* a_{i_k}\|^2$ en I_1 e I_2 por una variable aleatoria de Bernoulli χ_{i_k} con una probabilidad de éxito $HPBW/2$, donde $HPBW$ es el ancho del haz a potencia media del arreglo de antenas, y es igual a $\varepsilon \{\|a_o^* a_{i_k}\|^2\}$. Esta variable aleatoria representa la *actividad de la interferencia* de los usuarios, los cuales afectarán al usuario deseado si caen dentro de dicho patrón. Por lo tanto:

$$I_1 = \sum_{i_o=2}^N \vartheta_{i_o} \chi_{i_o} = \sum_{i_o=2}^N \phi_{i_o} \quad (160)$$

$$I_2 = \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \vartheta_{i_k} \chi_{i_k} \beta_{i_k}^2 = \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \beta_{i_k}^2 \quad (161)$$

donde $\phi_{i_k} = \vartheta_{i_k} \chi_{i_k}$ es una variable aleatoria de Bernoulli con probabilidad de éxito $\bar{v} = v \cdot (HPBW/2\pi)$.

Para un número grande de usuarios N , la variable aleatoria I_2 (interferencia debido a los $K \cdot N$ usuarios) puede ser aproximada por una variable aleatoria gaussiana con media $\mu_i N$ y varianza $\sigma_i^2 N$ que depende de \bar{v} , el grado de sombreado σ_s , y el número K de

células interferentes. En [Naguib et al., 1994] realizando simulaciones y considerando 18 células vecinas interferentes (dos coronas de celdas vecinas) se encontraron los momentos estadísticos de la interferencia, los cuales están dados por:

$$\mu_i = 0.523\bar{v} \quad (162)$$

$$\sigma_i^2 = 0.463\bar{v} - 0.274\bar{v}^2 \quad (163)$$

Además, la variable aleatoria I_1 tiene una distribución binomial en función del número de interferentes y \bar{v} . Si se expresa $\delta = PG/S - \sigma^2/P \cdot M$, ya que I_1 , I_2 y ϕ_{i_k} son independientes, se pueden utilizar los resultados de [Gilhousen et al., 1991] para mostrar que:

$$P_{out} = \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} \bar{v}^k (1-\bar{v})^{N-1-k} \cdot Q\left(\frac{\delta - k - \mu_i N}{\sqrt{\sigma_i^2 N}}\right) \quad (164)$$

donde:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (165)$$

La ecuación 164 proporciona la probabilidad de interrupción como función del número de usuarios móviles por célula que pueden ser atendidos. La figura 47 muestra la capacidad del sistema empleando arreglos lineales de antenas con diferentes números de elementos ($M = 2, 4$ y 8), por ende, con diferentes valores de HPBW, suponiendo que se tiene un ángulo $\theta = 90^\circ$ entre la señal transmitida por el móvil en el enlace de subida y el eje z del ULA, como se muestra en la figura 39. El máximo número de usuarios que se pueden atender con buena calidad de audio ($BER > 10^{-3}$) se muestra en la tabla XIX, confirmando que al usar antenas más directivas elevamos la capacidad del sistema.

Sin embargo, debido a que la respuesta del ULA no es uniforme con respecto al ángulo θ , cuando se requieran características de cobertura adaptativas empleando algo-

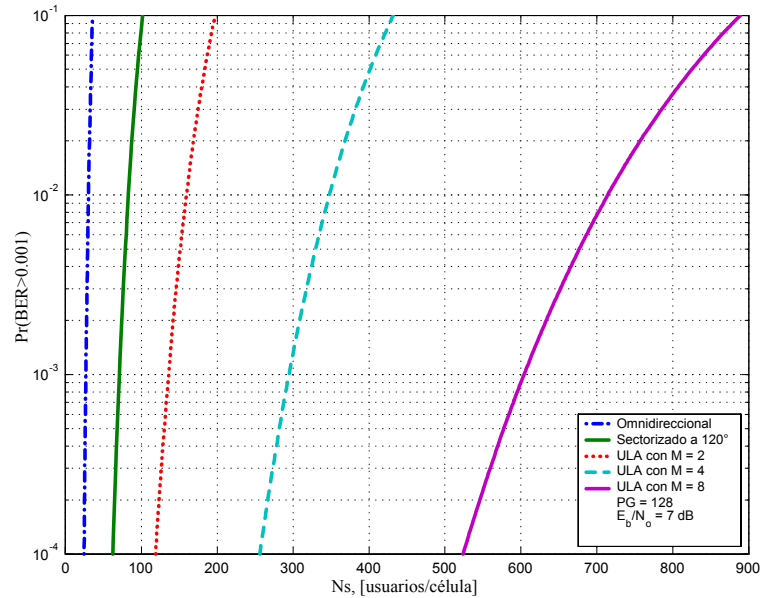


Figura 47: Capacidad en el enlace de subida de IS-95 CDMA con arreglos lineales de antenas (impacto del número de elementos en el ULA).

Tabla XIX: Capacidad de IS-95 CDMA en el enlace de subida con arreglos de antenas, variando el número de elementos del ULA.

	Omni.	Sect. 120°	$N = 2$ HPBW $\approx 63^\circ$	$N = 4$ HPBW $\approx 29^\circ$	$N = 8$ HPBW $\approx 14^\circ$
Número de usuarios	27	71	135	294	604

ritmos para la determinación de la dirección de los usuarios como MUSIC⁷³ o ESPRIT⁷⁴ [Godara, 1997 b], las prestaciones de cobertura y por lo tanto de capacidad no serán constantes en el intervalo $\theta = [0, \pi]$. Para ilustrar lo anterior, en la tabla XX se muestran estadísticas del modelado de la capacidad de DS-CDMA, empleando un ULA con 4 elementos, variando el ángulo θ , concluyendo que a partir de 4 elementos hay un aumento considerable en el número de usuarios que puede atender cada sector celular.

Tabla XX: Capacidad de IS-95 CDMA en el enlace de subida con arreglos de antenas, variando el ángulo de arribo θ .

	Omni.	Sect. 120°	$N = 4$ $\theta = 60^\circ$	$N = 4$ $\theta = 75^\circ$	$N = 4$ $\theta = 90^\circ$
Número de usuarios	27	71	195	188	294

Con estos resultados se ha cubierto el objetivo principal de la tesis, el cual es demostrar el incremento de la capacidad de los sistemas IS-95 CDMA con la implementación de arreglos lineales de antenas en sus estaciones base. Sin embargo, con los resultados obtenidos, se concluye que la geometría lineal no es la más adecuada cuando se requiera un arreglo adaptativo. Por lo tanto, queda abierta la línea de investigación para realizar el análisis de capacidad con otras geometrías de arreglos, como la circular, la cual ya se ha estudiado en el Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (*GCI*) del CICESE.

VI.5. Resumen

En este capítulo se ha cumplido totalmente con el objetivo de la tesis. A partir de la caracterización de los parámetros más importantes de los arreglos lineales de antenas, se han cuantificado los beneficios que trae al emplearlos en las estaciones base de los

⁷³ *Multiple Signal Classification* [Schmidt, 1986].

⁷⁴ *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques* [Roy y Kailath, 1989].

sistemas IS-95 CDMA, en base a parámetros de calidad de servicio, como lo son la probabilidad de error en el bit y la probabilidad de interrupción.

Adicionalmente, en base al comportamiento del arreglo lineal de antenas con respecto al ángulo de llegada de las señales del móvil, se considera que la geometría lineal no es la más eficiente para implementar un arreglo adaptativo, ya que la respuesta del patrón de radiación no es estable en todo el intervalo angular de cobertura, existiendo ángulos para los cuales disminuye el ancho del haz a potencia media del arreglo de antenas.

A continuación, con la motivación de iniciar una nueva línea de investigación en el CICESE, se plantea de manera introductoria la introducción a los sistemas celulares actuales de una nueva técnica de acceso múltiple basada en la separabilidad de los usuarios.

VII. APLICACIÓN DE LA TÉCNICA DE ACCESO SDMA A LOS SISTEMAS CELULARES ACTUALES

VII.1. Introducción

La primer limitante para incrementar la capacidad de un sistema móvil celular es la escases del espectro radioeléctrico. Por esta razón, han sido desarrolladas las técnicas FDMA, TDMA y CDMA, cada una de ellas con ventajas y desventajas, pero todas con la misma meta: atender a la mayor cantidad de usuarios con la mejor calidad de servicio. Como se ha estudiado en este trabajo de tesis, CDMA se distingue por estar limitada por las interferencias, por lo que, la separabilidad de los usuarios es una clave importante para mejorar la capacidad de los sistemas IS-95 CDMA. Con el propósito de incrementar la capacidad de los sistemas actuales, la nueva técnica de *acceso múltiple por división espacial (SDMA)*⁷⁵ utiliza la separación espacial de los usuarios, dirigiendo la potencia transmitida en la dirección de la estación móvil deseada, y disminuyendola en las direcciones de las demás estaciones móviles [Buracchini et al., 1996].

Para lograr su objetivo, SDMA emplea *arreglos de antenas adaptativos multi-haz*, donde las señales de los diferentes elementos de antena son procesadas separadamente y posteriormente combinadas con el fin de extraer la información deseada, incrementando la cobertura y reduciendo las interferencias co-canales.

Adicionalmente, es necesario caracterizar el entorno de radio, con el propósito de conocer el comportamiento estadístico de las señales que arriban a las estaciones base y móvil. En años recientes han sido desarrollados diferentes modelos geométricos de dispersores, los cuales proporcionan información del *ángulo de llegada (AOA)*⁷⁶, el *tiempo*

⁷⁵ *Space Division Multiple Access.*

⁷⁶ *Angle Of Arrival.*

de llegada (TOA)⁷⁷ y el ángulo de dispersión (AS)⁷⁸, siendo este último un parámetro crítico para SDMA [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003], caracterizando la región de dispersores alrededor del móvil y prediciendo el desempeño de la antena adaptativa.

El objetivo de este capítulo es plantear la viabilidad de SDMA particularmente en los sistemas celulares AMPS e IS-95 CDMA, como punto de partida para futuros trabajos de investigación en el CICESE.

VII.2. Introducción a los Modelos Geométricos de Dispersores

Con la introducción de sistemas de arreglos de antenas en las redes de comunicaciones inalámbricas, surge la necesidad de entender mejor las características espaciales del canal [Ertel y Reed, 1999]. Para aplicaciones de conformado de haz “*beamforming*”⁷⁹ y localización de emisores en los cuales son empleados arreglos de antenas, es necesario tener modelos de canal que proporcionen el AOA y el TOA de las componentes multitrayectoria. En la literatura existen diferentes modelos geométricos de canal basados en un solo salto para obtener estas importantes características [Petrus et al., 1996], [Liberti y Rapaport, 1996] y [Ertel y Reed, 1999]. En anteriores trabajos de tesis del Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI) del CICESE, se ha trabajado con estos modelos, principalmente con los *modelos elíptico* y *circular*. También se ha trabajado con el *modelo gaussiano*, cuyos modelado y simulación fueron publicados en [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003].

Modelo Elíptico. El *modelo elíptico* supone una función de densidad de probabilidad uniforme para la posición de los dispersores dentro de una elipse, en la cual las esta-

⁷⁷ *Time Of Arrival.*

⁷⁸ *Angle Spread.*

⁷⁹ Es el proceso de combinar las señales de los diferentes elementos del arreglo de antenas para formar el patrón de radiación en una dirección particular.

ciones base y móvil están situadas en los focos de la misma [Liberti y Rapaport, 1996]. Este modelo fue propuesto para entornos *microcelulares*, donde las componentes multitrayectoria están presentes cerca de ambas estaciones.

Modelo Circular. El *modelo circular* supone una función de densidad de probabilidad uniforme para la posición de los dispersores dentro de un círculo alrededor de la estación móvil [Petrus et al., 1996]. Este modelo de dispersores es más apropiado para entornos *macrocelulares*, en los cuales por lo general, la altura de las antenas de la estación base es mayor a los dispersores circundantes, haciéndolas menos susceptibles a las reflexiones multitrayectoria que ocurren cerca de la radiobase.

De acuerdo a [Petrus et al., 1996], las siguientes suposiciones aplican a ambos modelos:

1. Las señales recibidas en la estación base son ondas planas que se propagan en el plano horizontal.
2. Los dispersores son tratados como elementos reradiantes omnidireccionales.
3. Las señales que llegan a la estación base únicamente han interactuado con un dispersor.

Modelo Gaussiano. El *modelo gaussiano* supone que la densidad de los dispersores decrece gradualmente con la distancia a las antenas transmisoras, de tal modo que, en general, los dispersores lejanos tendrán menos contribución que los dispersores cercanos; tal comportamiento es modelado por una distribución gaussiana [Lötter y van Rooyen, 1999]. El trabajo realizado en [Trump y Ottersten, 1996], considera a la distribución gaussiana como una aproximación razonable si se considera una fuente desplazándose entre dispersores ubicados cerca de la fuente transmisora. En [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003], se demostró que este modelo es aplicable tanto en entornos microcelulares como macrocelulares, obteniendo resultados de AOA, TOA y “*angle spread*”.

Por lo tanto, se puede concluir que un entorno de radiopropagación móvil está especificado por las siguientes características:

- Tipo de morfología: *urbano, suburbano, rural*, etc.
- Ubicación de las antenas de las estaciones base, por arriba o por abajo del nivel promedio de las azoteas, *macrocelular* o *microcelular*, respectivamente.
- Ubicación de la estación móvil: *exteriores “outdoor”*, o *interiores “indoor”*.

Cada uno de estos entornos puede ser descrito por parámetros como el ensanchamiento de retardo, los desvanecimientos cortos y largos, y la pendiente de pérdidas por propagación (ley de potencia γ), los cuales se han analizado y aplicado en todos los capítulos de este trabajo de tesis.

Otro parámetro muy importante es el ensanchamiento angular “*angular spread*”, el cual describe la desviación del ángulo de la señal incidente, y puede ser calculado en los planos horizontal y vertical [Lempiäinen et al., 2001]. La potencia recibida en el plano horizontal es la más importante, debido a los obstáculos hechos por el hombre: la mayoría de las superficies reflectoras están relacionadas al plano horizontal de propagación y, por lo tanto, existen múltiples trayectorias de propagación entre las estaciones base y móvil. El ensanchado angular horizontal es mucho mayor en los entornos microcelular e interiores, debido a las superficies reflectoras alrededor de las antenas de la estación base. El ensanchado angular tiene un efecto significativo en la *dirección “azimuth”*⁸⁰ de las antenas, y sobre la selección e implementación de la diversidad espacial en recepción. El ensanchado angular vertical tiene influencia en el *ángulo de inclinación “tilting”* del arreglo de antenas de la estación base, reduciendo la interferencia co-canal.

El ensanchado angular también es un parámetro clave cuando se analiza el desempeño de las antenas adaptivas, debido a que la optimización de la *CIR* depende fuertemente de los ángulos incidentes de la señal deseada y de las señales interferentes.

⁸⁰ *Azimuth*. Ángulo medido en el sentido de las manecillas del reloj a partir del Norte.

Por ende, el desempeño de las antenas adaptivas es menor, o más difícil en los entornos microcelulares que en los macrocelulares.

VII.3. Introducción a la Técnica de Acceso SDMA

En los sistemas celulares actuales, la estación base no tiene un conocimiento de la posición exacta de los móviles, transmitiendo omnidireccional o sectorialmente. Esto implica en el enlace de bajada, desperdicio de potencia radiando en direcciones donde no se encuentran móviles activos, por ende, el causar interferencias en las celdas vecinas. Similarmente, en el enlace de subida la estación base recibe señales que llegan desde todas direcciones, incluyendo ruido e interferencias.

Estas consideraciones han llevado al desarrollo de la técnica SDMA, basada en la idea de encontrar y utilizar la información de la posición espacial de los usuarios móviles. En particular, el patrón de radiación del arreglo adaptivo de antenas es dirigido hacia cada usuario activo, con el fin de obtener máxima radiación (ganancia) en dirección del usuario deseado, y nulos donde se encuentren los interferentes [Buracchini et al., 1996].

El esquema SDMA, también llamado *diversidad espacial*, emplea un arreglo de antenas adaptivo para proporcionar control espacial, asignando canales virtuales en un dominio angular [Godara, 1997 a]. Empleando este sistema, pueden llevarse a cabo llamadas simultáneas en diferentes celdas con la misma frecuencia portadora, equivalente a CDMA, con la diferencia que en SDMA no se emplean códigos para distinguir a los usuarios.

La técnica SDMA se basa en el hecho que una señal que llega desde un transmisor distante alcanza diferentes elementos de antena en un arreglo en diferentes tiempos, debido a su distribución espacial, y este retardo es utilizado para diferenciar a uno o más usuarios en un área de cobertura determinada.

Como se concluyó en el capítulo anterior, el empleo de arreglos de antenas ofrece un incremento en *la capacidad del canal*, manteniendo la misma calidad de servicio. Por otra parte, los arreglos adaptivos de antenas pueden ser usados para crear canales adicionales

formando múltiples patrones de radiación sin ninguna asignación extra de espectro, lo cual potencialmente ofrece el poder atender a más usuarios, y así incrementar la *eficiencia espectral*⁸¹.

A continuación se presenta un análisis de viabilidad de aplicar SDMA a dos de los sistemas celulares que actualmente operan en México, AMPS e IS-95 CDMA.

VII.3.1. Análisis de Viabilidad de SDMA en los Sistemas Analógicos AMPS

En este apartado, se presenta la posibilidad de implementar la técnica de acceso múltiple SDMA en un sistema AMPS, considerando un arreglo lineal de antenas ULA. En el filtraje espacial, se emplea el parámetro HPBW para el conformador del haz "*beamformer*". La probabilidad de interrupción se define como la probabilidad de que la potencia de la señal deseada (S) no exceda el nivel de interferencia (Y) por la razón de protección (\varkappa). Por lo tanto, el "*outage probability*" es $P(\text{interrupción}) = P(S \leq \varkappa Y)$, lo cual es equivalente a $P(CIR < \varkappa)$, donde la CIR es la relación S/Y [Muammar et al., 1982].

Para un sistema AMPS que utilice SDMA, la probabilidad de interrupción únicamente es función del ancho del conformado del haz, y no de la dirección a la cual va dirigido el patrón de radiación, ya que se supone que el usuario deseado y las terminales móviles interferentes están distribuidas uniformemente en el área de cobertura de la célula [Petrus et al., 1998]. En este análisis, se supone que el patrón de radiación está dirigido hacia el usuario deseado.

De acuerdo a [Petrus et al., 1998], la probabilidad de interrupción $P(CIR < \varkappa)$ puede ser expresada como:

$$P(CIR < \varkappa) = \sum_{n=1}^N P(CIR < \varkappa | n) \cdot P(n) \quad (166)$$

⁸¹La *eficiencia espectral* se refiere a la cantidad de tráfico que un sistema dado con una cierta asignación espectral puede llevar.

donde $P(CIR < \varkappa | n)$ es la probabilidad de que el CIR sea menor a \varkappa , dado que están activos n interferentes, $P(n)$ es la probabilidad de que n usuarios interferentes se encuentren dentro de la cobertura del patrón de radiación del ULA, y N es el número de usuarios interferentes dentro de la célula ($N + 1$ es el número de usuarios dentro de la célula). Suponiendo que se tiene control perfecto de potencia, si dos usuarios se encuentran dentro de la cobertura del ULA, se presenta la interrupción, y por lo tanto la probabilidad de interrupción se reduce a:

$$P(CIR < \varkappa) = \sum_{n=1}^N P(n) = 1 - P(0) = 1 - (1 - \eta)^N \quad (167)$$

La probabilidad de que n usuarios co-canales estén activos dentro del HPBW del arreglo de antenas está dada por la siguiente distribución binomial:

$$P(n) = \binom{N}{n} \eta^n (1 - \eta)^{N-n} \quad (168)$$

donde:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\text{Número de canales activos dentro del HPBW del arreglo de antenas}}{\text{Número total de canales}} \quad (169) \\ &= \frac{\text{Número de canales activos}}{\text{Número total de canales} \times m} \end{aligned}$$

$$m = \frac{2\pi}{HPBW} \quad (170)$$

El número de canales activos es dividido entre m porque sólo una fracción ($1/m$) de los usuarios activos se encuentra dentro del lóbulo principal del ULA e interfiere con el usuario deseado. Debido a que se aplica la técnica SDMA, se emplea únicamente un canal, y sólo se tiene un canal activo para $n \geq 1$. Por lo tanto

$$\eta = \frac{HPBW}{2\pi} \quad (171)$$

y la probabilidad de interrupción puede expresarse como

$$P(CIR < \varkappa) = \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} \left(\frac{HPBW}{2\pi} \right)^n \left(1 - \frac{HPBW}{2\pi} \right)^{N-n} \quad (172)$$

$$= 1 - \left[1 - \left(\frac{HPBW}{2\pi} \right) \right]^N \quad (173)$$

A diferencia de los sistemas DS-CDMA, en los cuales el BER es el parámetro empleado para cuantificar la calidad del enlace, en los sistemas analógicos AMPS el CIR es el parámetro más apropiado para este propósito, lo cual fue justificado en el capítulo IV de este trabajo. Sin embargo, existe una relación entre estos dos parámetros [Ericsson, 1999] (tabla XXI), con la cual se puede fijar el umbral de la probabilidad de interrupción para el sistema AMPS.

Tabla XXI: Relación entre el CIR y el BER [Ericsson, 1999].

C/I [dB]	BER	
	<i>con diversidad</i>	<i>sin diversidad</i>
> 20	$< 0.3\%$	$< 1\%$
$17 - 20$	$0.3\% - 0.8\%$	$1\% - 3\%$
< 17	$> 0.8\%$	$> 3\%$

Ya que se requiere un CIR de 18 dB para una calidad en el enlace confiable en un sistema AMPS, y suponiendo que se emplea diversidad en recepción en la estación base (se utiliza sólo un ULA por sector), se considera como aceptable una probabilidad de interrupción del 2%.

La figura 48 muestra los valores de la probabilidad de interrupción como función del número de usuarios para un sistema AMPS empleando SDMA, considerando sectorización ideal a 120° y un ULA en la estación base con $M = 2, 4, 8, 12$ y 23 elementos, y con una separación entre sus elementos de $\lambda/2$, donde λ es la longitud de onda de la frecuencia portadora.

La gráfica 48 muestra que para lograr una probabilidad de error del 2% se requiere un número muy grande de elementos para poder distinguir a más de un usuario, lo cual se logra con un ancho de haz de 5°, en términos de un ULA, con $d = \lambda/2$ y $M = 23$ elementos, lo cual es difícil de implementar físicamente e instalar en una estación base celular.

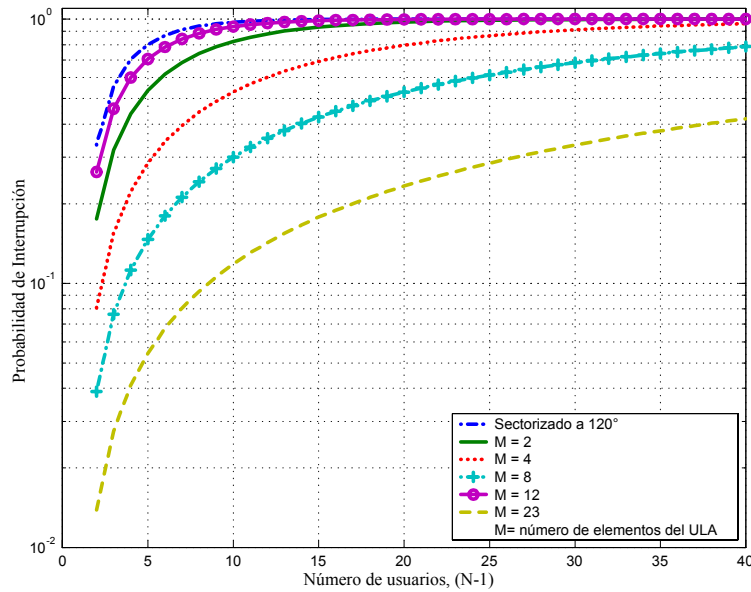


Figura 48: Probabilidad de interrupción en función del número de usuarios empleando SDMA para un sistema AMPS, considerando un ULA en la estación base con M elementos.

Por lo tanto, se concluye que no es factible emplear la técnica de acceso SDMA en un sistema celular analógico AMPS, ya que implica la necesidad de emplear arreglos de antenas con una cantidad grande de elementos.

VII.3.2. Introducción a los sistemas SDMA/CDMA

En el apartado anterior se justificó el porqué no es viable emplear la separación espacial en los sistemas analógicos AMPS: se requiere un arreglo de antenas muy robusto (con muchos elementos), y los beneficios son muy pobres (separabilidad de pocos

usuarios). Ahora, se plantean los beneficios generales que ofrece el combinar las técnicas de acceso múltiple SDMA y CDMA.

No se realiza un estudio detallado, ya que esto se encuentra fuera de los objetivos planteados en el trabajo de tesis, sin embargo, se considera apropiado como motivación para trabajos futuros en el CICESE plantear este híbrido, y que apartir de estos conceptos, se realicen trabajos de investigación y desarrollo en el Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI), el cual ya ha indagado en diversas áreas de las comunicaciones móviles (tesis y artículos publicados, tanto nacional como internacionalmente).

Primeramente, se debe definir el escenario en el cual se realizará el análisis SDMA/CDMA. Se debe caracterizar una célula aislada, o en el caso más general y apegado a la realidad, plantear el análisis de un entorno multicelular, ya que el aporte de la interferencia de las celdas vecinas es muy importante. De acuerdo al trabajo reportado en [Lötter y van Rooyen, 1998], un parámetro importante en un sistema SDMA es el espaciamiento entre los elementos del arreglo de antenas. De [Gupta y Ksienski, 1983], se determinó que la separación más adecuada entre elementos es $d/\lambda = 0.5$.

Por otra parte, está claro que la capacidad de CDMA está limitada por el nivel de interferencia existente en el canal, y no por el ancho de banda como en las técnicas FDMA y TDMA, o por la cantidad de códigos disponibles, ya que es posible aplicar compensaciones “*offsets*” en las estaciones base [Groe y Lawrence, 2000] para poder disponer del número requerido de códigos.

La acción de reducir el nivel de interferencia co-canal entre las células empleando los mismos canales de radio, haciendo más directiva la cobertura del arreglo de antenas, se indica con el acrónimo (*SFIR*)⁸² [Tangemann et al., 1994]. Ya que SDMA tiene la característica de estar basada en el empleo de arreglos de antenas adaptativos, se tiene otra conclusión, no involucra incrementar la complejidad de la terminal móvil, manteniendola aislada de sistemas de antenas complejos, conservando su esquema tradicional.

Por otra parte, en un sistema CDMA, ya que todos los usuarios comparten el mis-

⁸² *Spatial Filtering for Interference Reduction.*

mo ancho de banda, el número de interferentes es muy alto, mucho mayor al número de elementos que componen al arreglo de antena. Esto implica que los algoritmos de conformado de haz no direccionan los nulos, pero sí direccionan el lóbulo principal de radiación en la dirección del usuario deseado [Naguib et al., 1994]. Adicionalmente, la ortogonalidad entre las señales de los usuarios debido al empleo códigos para diferenciar a los usuarios, permite explotar los algoritmos de “beamforming” con una referencia temporal [Van Veen y Buckley, 1988].

Recordando que el “*angle spread*” es un parámetro crítico para SDMA, el cual caracteriza la región de dispersores alrededor del móvil y predice el desempeño de un arreglo adaptativo de antenas [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003], es muy importante caracterizarlo adecuadamente para cada entorno de radio.

En los resultados obtenidos en [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003], se encontró que para entornos microcelulares se tienen valores de AS mínimos de aproximadamente 60° (distancia entre estaciones base y móvil menores a 1 km), y para entornos macrocelulares se tienen valores de angle spread menores a 60° . Por lo tanto, en base al parámetro *AS* se concluye que un entorno microcelular requiere arreglos de antenas con una menor cantidad de elementos que un entorno macrocelular, requiriendo en ambos casos una cantidad adecuada de elementos de antena para poder implementar la técnica SDMA en los sistemas IS-95 CDMA.

Tomando en consideración el “*angle spread*”, se cuantificó la capacidad para SDMA/CDMA en términos del número de usuarios que se pueden atender con una calidad de servicio aceptable ($BER > 10^{-3}$), empleando arreglos lineales de antenas adecuados para cada entorno de radio: un ULA de dos elementos para un entorno microcelular, y un ULA de cuatro elementos. Los resultados muestran que la capacidad CDMA/SDMA es mayor en un entorno macrocelular que en uno microcelular en un 217%. Lo anterior es un resultado lógico debido a la mayor directividad del arreglo de antenas empleado en el primer caso, con la cual se genera menos interferencia en la cobertura de la celda, y por ende es factible separar espacialmente a un mayor número de usuarios activos.

La figura 49 muestra la probabilidad de interrupción contra el número de usuarios

activos por célula, en la cual se observa que la capacidad de una celda CDMA sectorizada a 120° es superada en un 190 % empleando el híbrido CDMA/SDMA.

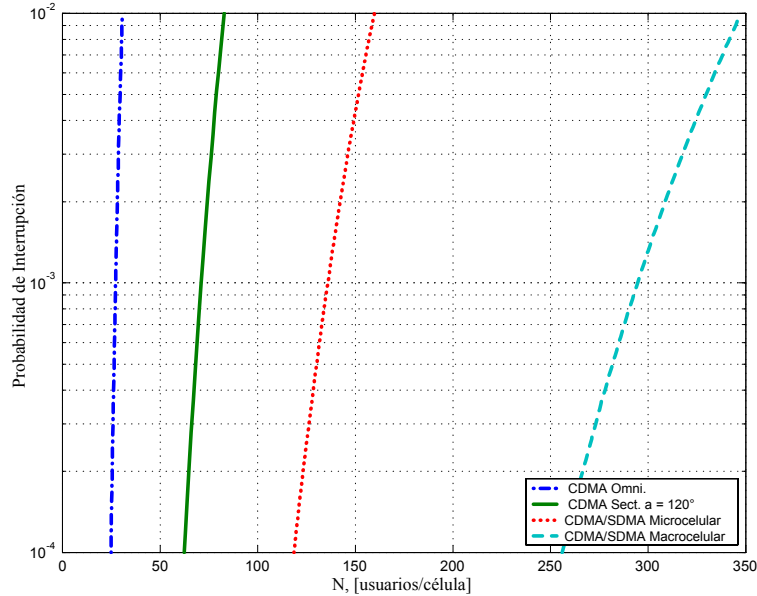


Figura 49: Incremento de la capacidad de usuarios al introducir SDMA en un sistema IS–95 CDMA.

Finalmente, apoyándose en los resultados obtenidos en el apartado VI.4.1, se propone para trabajos futuros emplear arreglos circulares de antenas, ya que el parámetro HPBW para un ULA no es constante en todo el radio de visión de este tipo de arreglo.

VII.4. Resumen

En este capítulo se han planteado los conceptos básicos de la técnica de acceso SDMA, y su posible implementación en los sistemas AMPS e IS–95 CDMA, concluyendo que no es factible emplear SDMA en un sistema celular analógico AMPS, ya que requiere de arreglos de antenas con una cantidad de elementos muy alta, lo cual incrementa considerablemente el trabajo de procesamiento de las señales. Por otra parte, se concluye que sí es factible emplear la técnica SDMA en los sistemas IS–95 CDMA, debido a que se requieren arreglos de antenas con pocos elementos, y con ayuda de los modelos

geométricos de dispersores, es posible caracterizar el ensanchado angular para un entorno en específico (microcelular o macrocelular), con el cual se pueden determinar las características del arreglo de antenas más adecuado para cada entorno de radio.

VIII. CONCLUSIONES Y APORTACIONES

VIII.1. Conclusiones Generales

En base a la investigación, análisis, modelado y simulación llevados a cabo en este trabajo de tesis, a continuación se puntualizan las conclusiones generales más importantes:

- Se investigaron y modelaron los parámetros del canal radio más importantes que deterioran un enlace de comunicación inalámbrica móvil, destacando que la movilidad de los usuarios a velocidades mayores de 50 km/h afecta considerablemente el desempeño del sistema, debido al cambio en frecuencia que sufre la señal, llamado *cambio Doppler*, siendo más afectados los sistemas que operan en la banda de los 1800 – 1900 MHz.
- Modelando las causas del deterioro del canal radio, se justificó por medio de los conceptos de *probabilidad en el borde de la célula (CBP)* y *probabilidad en el área de la célula (CAP)*, que para un escenario urbano en *exteriores* es conveniente emplear un margen de desvanecimiento log-normal de 10 dB, y una desviación estándar (factor de sombreado) de 8 dB, ya que con estos valores se garantiza tener predicciones de cobertura con una probabilidad mayor al 90 %.
- Se investigaron y modelaron las pérdidas por propagación para un *entorno urbano*, macrocelular y microcelular, empleando para ello el modelo semideterminístico *Walfish–Ikegami*.
- Modelando las características de un entorno urbano, se encontró que *la altura de las antenas de las estaciones base y la altura promedio de los edificios* son los factores que más afectan a la radiopropagación móvil. También se encontró que *la ley de potencia* es un parámetro crítico y no constante en un entorno urbano, siendo mayor su valor en un entorno microcelular, debido principalmente a la

mayor presencia de multitrayectorias y elementos dispersores en la proximidad de las antenas de las estaciones base.

- A partir del estudio del modelo Walfisch-Ikegami, se concluye que para un entorno macrocelular, es adecuado emplear una *pendiente de pérdidas por propagación* de 38 ó 40 dB/década (la primera obtenida con el modelo Walfisch-Ikegami y la segunda por el modelo Hata-Okumura), ya que los resultados de aplicar cualquiera de las dos leyes de potencia no difieren significativamente.
- Se investigó y modeló a detalle *la planificación celular*, optimizando para cada sistema celular los parámetros más importantes involucrados en dicha tarea, como *el factor de reuso de frecuencias* (7 y 9 para los sistemas AMPS e IS-136, 3 y 4 para los sistemas GSM) y *el valor de la relación C/I* (mayor a 18 dB para los sistemas AMPS e IS-136, mayor a 9 dB para los sistemas GSM). Estos parámetros en conjunto describen el compromiso que existe entre la calidad del enlace de radio y la capacidad en *Erlangs* que puede atender un sistema, contando con una infraestructura de estaciones base determinada: *a mayor capacidad de tráfico, menor calidad en el enlace, y viceversa*.
- Se investigaron y simularon las principales características y parámetros que repercuten en la capacidad del número de usuarios que puede atender un sistema IS-95 CDMA:
 1. *El número de usuarios interferentes activos.*
 2. *La ganancia de procesado.*
 3. *El factor de actividad de la voz.*
 4. *La razón E_b/N_o .*
 5. *La eficiencia de reuso de CDMA.*
 6. *La sectorización.*

- Se modeló la capacidad del sistema IS–95 CDMA, en términos del número de usuarios que puede atender el sistema planteando dos escenarios: *una célula aislada* y *una configuración multicelular*, disminuyendo la capacidad de usuarios activos en la célula servidora en el segundo caso, debido a la presencia de usuarios co-canales activos en las celdas vecinas.
- Se modeló la capacidad de un sistema IS–95 CDMA, suponiendo que se cuenta con un control de potencia perfecto e introduciendo dos conceptos que involucran el concepto de calidad de servicio: *la probabilidad de error en el bit* y *la probabilidad de interrupción*.
- Se investigaron y modelaron los parámetros más importantes de los *arreglos lineales de antenas*, concluyendo que la separabilidad entre sus elementos más adecuada es $d = \lambda/2$, y que *la directividad del arreglo* y *el ancho del haz a potencia media* son los parámetros que determinarán el número óptimo de elementos radiantes que constituirán el arreglo de antenas a emplear en las estaciones base.
- Se modeló *la probabilidad de error en el bit* y *la probabilidad de interrupción* para un sistema multicelular IS–95 CDMA con arreglos lineales de antenas en sus estaciones base, concluyendo que el empleo de estos arreglos eleva considerablemente la capacidad de usuarios activos del sistema, debido principalmente a que se disminuye el nivel de las interferencias, el cual es el principal problema de la técnica de acceso DS–CDMA.
- Se encontró que el principal problema al emplear una *geometría lineal* en el arreglo de antenas es que sus características de radiación no son constantes en todo su intervalo angular de operación $[0 - \pi]$, por lo tanto, para aplicaciones de arreglos adaptativos, no es la geometría más apropiada a emplear, debido a que disminuye la capacidad óptima de los sistemas IS–95 CDMA.
- Se investigó, y posteriormente se llevó acabo una simulación para demostrar que *no es factible implementar la técnica de acceso SDMA en los sistemas AMPS*,

debido a que se requieren arreglos de antenas con una cantidad muy grande de elementos, y el número de usuarios que se podrían atender es muy bajo.

- Se investigó que *los modelos geométricos de dispersores* son muy útiles para simular un entorno de radio urbano, y nos sirven para caracterizar *el ángulo de dispersión*, el cual nos da la pauta para determinar el número de elementos más adecuado del arreglo de antenas para un escenario macrocelular o microcelular.

VIII.2. Aportaciones

Las aportaciones derivadas de este trabajo de tesis son las siguientes:

- Con la herramienta MATLAB[®], se desarrolló un programa de planificación celular para todas las tecnologías celulares y PCS que actualmente operan en México: AMPS, IS-136, IS-95 y GSM.
- El simulador desarrollado reporta la cantidad de infraestructura requerida para poder prestar el servicio, estadísticas de tráfico y capacidad.
- Con ayuda del modelo Walfisch-Ikegami y el cálculo del enlace, se simuló una predicción del radio de cobertura efectivo de una estación base en un entorno urbano, tomando en cuenta la pendiente de pérdidas por propagación adecuada de acuerdo al escenario (macrocelular o microcelular), y en todas las pérdidas y ganancias involucradas en el cálculo del enlace, así como todas las características físicas pertenecientes a un entorno urbano: alturas de las antenas transmisoras y receptoras, dimensiones de los edificios, etc.
- Por medio del modelado y la simulación realizados, se demostró que la geometría lineal es poco adecuada cuando se requieran aplicaciones de arreglos adaptativos de antenas en los sistemas IS-95 CDMA.

VIII.3. Logros Adicionales

Adicionalmente a la labor de investigación, modelado y simulado realizados en esta tesis, se colaboró en un trabajo de investigación conjunto dentro del GCI, plasmado en siguiente publicación: **Andrade A.**, Covarrubias D. and Pardo A., “*Capacity Evaluation of a Cellular SDMA/CDMA System with Multibeam Antenna under Modeling Spatial Aspects*”, próxima a enviarse para su revisión en la revista *International Journal of Communications Systems*. Ed. John Wiley. 2003.

VIII.4. Trabajos Futuros

En esta tesis se han abordado algunos tópicos importantes de la ingeniería de radiofrecuencia para los sistemas móviles celulares, siendo cada uno de ellos una área abierta de investigación y desarrollo. De acuerdo a las conclusiones y resultados y aportaciones de este trabajo, se propone continuar investigando los siguientes tópicos:

- Se sugiere caracterizar un entorno urbano poco denso como la ciudad de Ensenada B.C., y generar un modelo original de pérdidas por propagación particular para este escenario, apoyándose en mediciones de campo con equipo de radiofrecuencia.
- Se recomienda continuar trabajando con programas de planificación celular, haciendo énfasis los parámetros de entrada, y sean incluidos modelos geométricos de dispersores, buscando resultados más cercanos a los de un sistema real.
- Se sugiere continuar con el estudio de capacidad de los sistemas IS-95 CDMA, introduciendo arreglos de antenas con geometría circular y la técnica de acceso SDMA, lo cual implica que dichos arreglos sean adaptativos, y se requiera el empleo de algoritmos de control de pesos para las señales que muestrea cada uno de los elementos de antena que forman el arreglo de antenas.

LITERATURA CITADA

- [Alexander Resources, 2002] **Alexander Resources.** 2002. “*Cellular 2002: a study of the worldwide cellular telephone market*”. <http://www.alexanderresources.com/reports/Report2/Summary.htm>.
- [Amoroso Frank, 1996] **Amoroso, F.** 1996. “*Use of DS/SS signaling to mitigate Rayleigh fading in a dense scatterer environment*”. IEEE Personal Communications. 3(2): 52-61 p.
- [Andrade Reátiga y Covarrubias Rosales, 2003] **Andrade, Reátiga A. y D. Covarrubias Rosales.** 2003. “*Radio channel spatial propagation model for mobile 3G in smart antenna systems*”. IEICE Trans Commun. Special Issue on Multiple Access and Signal Transmission Techniques for Future Mobile Communications. E86-B(1): 213-220 p.
- [ATIS, 2000] **Alliance for Telecommunications Industry Solutions.** 2000. “*Glossary of Telecommunications Terms 2000*” <http://www.atis.org/tg2k/t1g2k.html>.
- [Balanis, 1996] **Balanis, C. A.** 1996. “*Antenna theory: analysis and design*”. John Wiley and Sons. Segunda Edición. New York. 960 pp.
- [Bello, 1963] **Bello, P.A.** 1963. “*Characterization of randomly time-variant linear channels*”. IEEE Trans Commun Syst. CS-11: 360-393 p.
- [Blecher y Franklin, 1980] **Blecher, y H. Franklin.** 1980. “*Advanced mobile phone service*”. IEEE Trans Veh Commun. VT-29(2).
- [Bradly, 1968] **Brady, P.T.** 1968. “*A statistical analysis of on-off patterns in 16 conversations*”. Bell Syst Tech J. 47: 73-91 p.
- [Buracchini et al., 1996] **Buracchini, E., F. Muratone, V. Palestini, y M. Sinibaldi.** 1996. “*Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/CDMA access technique*”. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. 1: 370-374 p.
- [Cátedra y Pérez-Arriaga, 1999] **Cátedra, M. y J. Pérez-Arriaga.** 1999. “*Cell planning for wireless communications*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 199 pp.
- [CDG, 2003] **CDMA Development Group.** 2003. http://www.cdg.org/worldwide/cdma_world_subscriber.asp.
- [Cellular Online, 2003] **Celular Online.** 2003. <http://www.cellular.co.za/stats/stats-main.htm>.

- [COFETEL, 2003] **Comisión Federal de Telecomunicaciones.** 2003. <http://www.cft.gob.mx>.
- [Chichon y Kürner, 1994] **Chichon, D. J.** y T. Kürner. 1994. "*Chapter 4: Propagation Prediction Models*". COST 231 Final Rep.115-208 p.
- [EIA/TIA IS-95] **Electronic Industries Association/Telecommunications Industry Association.** 1993. "*Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system*". Interim Standard IS-95, Telecomm. Industry Assn., Washington, D.C., E.U.A.
- [Ericsson, 1996] **Ericsson** Radio Systems. 1996. "*RF GUIDELINES, DCS 1800, CME 20 R6*". 3/100 56-FCU 101 206 Uen Rev A. 1997-01-14. 46 p.
- [Ericsson, 1999] **Ericsson** Radio Systems. 1999. "*RF Module CMS 8800, Binder 1 of 3, Radio Network Design*" 001 52-EN/LZB 119 3739 Uae Rev B. 1999-04-19. 368 p.
- [Ertel y Reed, 1999] **Ertel, R. B.** y J. H. Reed. 1999. "*Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models*". IEEE J Sel Areas Commun. 17(11): 1829-1840.
- [Garg y Wilkes, 1996] **Garg, V.** y J. Wilkes. 1996. "*Wireless and personal communications systems*". Prentice Hall PTR. Primera Edición. Upper Saddle River, N.J., E.U.A. 445 pp.
- [Garg y Wilkes, 1999] **Garg, V.** y J. Wilkes. 1999. "*Principles and applications of GSM*". Prentice Hall PTR. Primera Edición. Upper Saddle River, N.J., E.U.A. 481 pp.
- [Gilhousen et al., 1991] **Gilhousen, K., M. Jacobs, R. Padovani, A. Viterbi, L. Weaver y C. Wheatley.** 1991. "*On the capacity of a cellular CDMA system*". IEEE Trans Veh Technol. 40(2): 303-311.
- [Godara, 1997 a] **Godara, L.C.** 1997. "*Application of antenna arrays to mobile communications. I. Performance improvement, feasibility, and system considerations*". IEEE Proc. 85(7): 1031-1060 p.
- [Godara, 1997 b] **Godara, L.C.** 1997. "*Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations*". IEEE Proc. 85(8): 1195-1245 p.
- [Groe y Lawrence, 2000] **Groe, J.** y L. Lawrence. 2000. "*CDMA mobile radio design*". Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 346 pp.

- [Gupta y Ksienski, 1983] **Gupta**, I. J. y A. A. Ksienski. 1983. “*Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays*”. IEEE Trans Antennas Propag. AP-31(5): 785-791.
- [Hata, 1980] **Hata**, M. 1980. “*Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*”. IEEE Trans Veh Technol. VT-29(3): 317-325.
- [Hernando y Pérez Fontán, 1999] **Hernando**, J. y F. Pérez-Fontán. 1999. “*Introduction to mobile communications engineering*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 535 pp.
- [IEEE, 1988] **IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation**. 1988. “*Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range*”. IEEE Trans Veh Technol. 37(1): 3-72 p.
- [Ikegami et al., 1984] **Ikegami**, F., S. Yoshida, T. Takeuchi y M. Umehira. 1984. “*Propagation factors controlling mean field strength on urban streets*”, IEEE Trans Antennas Propag. AP-32(8): 822-829 p.
- [Jain, 1996] **Jain**, A. 1996. “*Cell planning in mobile communication*”. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications. 190-194 p.
- [Kathrein, 2000] **Kathrein**, Inc. 2000. “*Communications Antennas & Filters*”. Scala Division. U.S.A.
- [Kim, 1993] **Kim**, K. 1993. “*CDMA Cellular Engineering Issues*”. IEEE Trans Veh Technol. 42(3): 345-350 p.
- [Kraus, 1950] **Kraus**, J. D. “*Antennas*”. McGraw-Hill, New York, E.U.A. 553 pp.
- [Lee J., 1994] **Lee**, J. S. 1994. “*Overview of the technical basis of Qualcomm’s CDMA cellular telephone system design: a view of North American TIA/EIA IS-95*”. Singapore ICCS '94. Conference Proceedings. 2: 353-358 p.
- [Lee y Miller, 1998] **Lee**, J. y L. Miller. 1998. “*CDMA systems engineering handbook*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 1228 pp.
- [Lee W., 1986] **Lee**, W. C. Y. 1986. “*Elements of cellular mobile radio systems*”. IEEE Trans Veh Technol. 35(2): 48-56 p.
- [Lee W., 1988] **Lee**, W. C. Y. 1988. “*Spectrum efficiency and digital cellular*”. IEEE 38th Veh Technol Conf. 643-646 p.
- [Lee W., 1989] **Lee**, W. C. Y. 1989. “*Spectrum efficiency in cellular*”. IEEE Trans Veh Technol. 38(2): 69-75 p.
- [Lee W., 1993] **Lee**, W. C. Y. 1993. “*Mobile communications design fundamentals*”. John Wiley and Sons. Segunda Edición. E.U.A. 372 pp.

- [Lee W., 1995] **Lee**, W. C. Y. 1995. “*Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*”. Second Edition. McGraw-Hill. E.U.A. 664 pp.
- [Liberti y Rappaport, 1994] **Liberti**, J.C. Jr. y T.S. Rappaport. 1994. “*Analytical results for capacity improvements in CDMA*”. IEEE Trans Veh Technol. 43(3): 680-690 p.
- [Liberti y Rapapport, 1996] **Liberti**, J.C. Jr. y T.S. Rappaport. 1996. “*A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels*”. IEEE Veh Technol Conf. 2: 844 -848 p.
- [Liberti y Rapapport, 1999] **Liberti**, J.C. Jr. y T.S. Rappaport. 1999. “*Smart antennas for wireless communications. IS-95 and third generation CDMA applications*”. Prentice Hall PTR. Primera Edición. Upper Saddle River, N.J., E.U.A. 376 pp.
- [Lötter y van Rooyen, 1998] **Lötter**, M. P. y P. van Rooyen. 1998. “*Space division multiple access for cellular CDMA*”. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Proceedings. 3: 959-964.
- [Lötter y van Rooyen, 1999] **Lötter**, M. P. y P. van Rooyen. 1999. “*Modeling spatial aspects of cellular CDMA/SDMA systems*”. IEEE Communications Letters. 3(5): 128-131.
- [Lempiäinen et al., 2001] **Lempiäinen**, J. y M. Manninen. 2001. “*Radio interface system planning for GSM/GPRS/UMTS*”. Kluwer Academic Publishers. Primera Edición. Boston, E.U.A. 278 pp.
- [Mac Donald, 1979] **Mac Donald**, V. H. 1979. “*The cellular concept*”. Bell Sys Tech J. 58(1): 15-41.
- [Melin et al., 1993] **Melin**, L., M. Ronnlund y R. Angbratt. 1993. “*Radio wave propagation: a comparison between 900 and 1800 MHz*”. IEEE 43rd Veh Technol Conf. 250-252p.
- [Muammar et al., 1982] **Muammar**, R. y S.C. Gupta. 1982. “*Cochannel interference in high-capacity mobile radio systems*”. IEEE Trans Commun. COM-30(8): 1973-1978 p.
- [Muñoz López, 2002] **Muñoz López**, M. A. 2002. “*Modelado y simulación de arreglos de antenas en antenas inteligentes*”. Tesis de Maestría en Ciencias. Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, CICESE. Ensenada, B.C. México.
- [Naguib et al., 1994] **Naguib**, A.F., A. Paulraj y T. Kailath. 1994. “*Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA*”. IEEE Trans Veh Technol. 43(3): 691-698 p.

- [Ojanperä y Prasad, 1998] **Ojamperä**, T. y R. Prasad. 1998. “*Wideband CDMA for third generation mobile communications*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 439 pp.
- [Petrus et al., 1996] **Petrus**, P., J.H. Reed y T.S. Rappaport. 1996. “*Geometrically based statistical channel model for macrocellular mobile environments*”. GLOBE-COM '96. 2(18-22): 1197-1201 p.
- [Petrus et al., 1998] **Petrus**, P., R. B. Ertel y J. H. Reed. 1998. “*Capacity enhancement using adaptive arrays in an AMPS system*”. IEEE Trans Veh Technol. 47(3): 717-727.
- [Pickholtz et al., 1982] **Pickholtz**, R., D. Schilling y L. Milstein. 1982. “*Theory of spread-spectrum communications-a tutorial*”. IEEE Trans Commun. Com-30(5): 855-884 p.
- [Prasad, 1996] **Prasad**, R. 1996. “*CDMA for wireless personal communications*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 386 pp.
- [Prasad y Ojamperä, 1998] **Prasad**, R., T. Ojamperä. 1998. “*An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA*”. IEEE Communications Surveys. 1(1): 2-29.
- [Proakis, 1983] **Proakis**, J. G. 1983. “*Digital communications*”. McGraw-Hill. Primera Edición. New York, E.U.A. 608 pp.
- [Pursley y Sarwate, 1977] **Pursley**, M. y D. V. Sarwate. 1977. “*Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication-part II: code sequence analysis*”. IEEE Trans Commun. 25(8): 800-803 p.
- [Rappaport et al., 1990] **Rappaport**, T. S., S.Y. Seidel y R. Singh. “*900-MHz multipath propagation measurements for US digital cellular radiotelephone*”. IEEE Trans Veh Technol. 39(2): 132-139.
- [Rappaport y Milstein, 1992] **Rappaport**, T. S. y L. B. Milstein. 1992. “*Effects of radio propagation path loss on DS-CDMA cellular frequency reuse efficiency for the reverse channel*”. IEEE Trans Veh Technol. 41(3): 231-242 p.
- [Rappaport, 1996] **Rappaport**, T. S. 1996. “*Wireless communications: principles and practice*”. Prentice Hall PTR. Primera Edición. Upper Saddle River, N.J., E.U.A. 641 pp.
- [Reudink, 1974] **Reudink**, D.O. 1994. “*Large-scale variations of the average signal*”. En: **Jakes**, W.C. (ed.). “*Microwave Mobile Communications*”, John Wiley and Sons-IEEE Press. Primera Reimpresión. E.U.A. 642 pp.

- [Roy y Kailath, 1989] **Roy**, R. y T. Kailath. 1989. “*Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*”. IEEE Trans Acoust Speech Signal Process. ASSP-37: 984–995 p.
- [Saunders, 2000] **Saunders**, S. R. 2000. “*Advances in mobile propagation prediction methods*”. En: **Fujimoto**, K. y James J. R. (eds.). “*Mobile antenna systems handbook*”. Artech House. Segunda Edición. Boston, E.U.A. 710 pp.
- [Simon, 1994] **Simon**, M. K. 1994. “*Spread spectrum communications handbook*”. McGraw-Hill. Primera Edición. New York, E.U.A. 1228 pp.
- [Sklar, 1997] **Sklar**, B. 1997. “*Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization*”. IEEE Commun Mag. 35(7): 90-100.
- [Schmidt, 1986] **Schmidt**, R. O. 1986. “*Multiple emitter location and signal parameter estimation*”. IEEE Trans Antennas Propag. 34(3): 276-280 p.
- [Smith y Gervelis, 1996] **Smith**, C. y C. Gervelis. 1996. “*Cellular system design and optimization*”. McGraw-Hill. Primera Edición. New York, E.U.A. 382 pp.
- [Smith, 1997] **Smith**, C. 1997. “*Practical cellular and PCS design*”. McGraw-Hill. Primera Edición. New York, E.U.A. 400 pp.
- [Stutzman y Thiele, 1981] **Stutzman**, W. L. y G. A. Thiele. 1981. “*Antenna theory and design*”. John Wiley & Sons. Primera Edición. New York, E.U.A. 598 pp.
- [Tangemann et al., 1994] **Tangemann**, M., C. Hoek y R. Rheinschmitt. 1994. “*Introducing adaptive array antenna concepts in mobile communication systems*”. Proceedings RACE Mobile Telecommunications Workshop. 2: 714-727 p.
- [Telcel, 2003] **Telcel**. Radiomóvil DIPSA, S.A. de C.V.. 2003. <http://www.telcel.com/infocorporativa/historia.html#>.
- [Tomasi, 1996] **Tomasi**, W. 1996. “*Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*”. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. Segunda Edición. México. 858 pp.
- [Trump y Ottersten, 1996] **Trump**, T. y B. Ottersten. 1996. “*Estimation of nominal direction of arrival and angular spread using an array of sensors*”. Signal Processing. Royal Institute of Technology. Stockholm. 50: 1-23 p.
- [Van Veen y Buckley, 1988] **Van Veen**, D. B. y K. M. Buckley. 1988. “*Beamforming; a versatile approach to spatial filtering*”. IEEE ASSP Magazine. 5(2): 4-24 p.
- [Viterbi y Viterbi, 1993] **Viterbi**, A. M. y A. J. Viterbi. 1993. “*Erlang capacity of a power controlled CDMA system*”. IEEE J Sel Areas Commun. 11(6): 892-900.

- [Walfisch y Bertoni, 1988] **Walfisch**, J. y H. Bertoni. 1988. “*A theoretical model of UHF propagation in urban environments*”. IEEE Trans Antennas Propag. 36(12): 1788-1796.
- [Yacoub, 1993] **Yacoub**, M. D. 1993. “*Foundations of mobile radio engineering*”. CRC Press. Boca Raton, E.U.A. 481 pp.
- [Yang, 1998] **Yang**, S. C. 1998. “*CDMA RF system engineering*”. Artech House. Primera Edición. Boston, E.U.A. 280 pp.
- [Young, 1979] **Young**, W.R. 1979 “*Advanced mobile phone service: introduction, background and objectives*”. Bell Syst Tech J. 58: 1-14 p.