



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

MODELO DE PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN UNA RED UTRAN (UMTS TERRESTRIAL RADIO ACCESS NETWORK)

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL
ELECTRICISTA

GABRIEL IGNACIO CUEVAS RODRÍGUEZ

PROFESOR GUIA:
NICOLÁS BELTRÁN MATURANA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
NÉSTOR BECERRA YOMA
GONZALO VEAS CASTILLO

SANTIAGO DE CHILE
ABRIL 2009

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR AL
TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: GABRIEL CUEVAS RODRÍGUEZ
FECHA: ABRIL 2009
PROF. GUÍA: Sr. NICOLÁS BELTRÁN

“MODELO DE PROPAGACIÓN ELECTROMAGNÉTICA EN UNA RED UTRAN (UMTS TERRESTRIAL RADIO ACCESS NETWORK)”

En esta memoria se realiza un estudio de propagación de ondas electromagnéticas en una red de tercera generación 3G bajo el estándar UMTS. El trabajo está motivado por la necesidad de formalizar conceptos y procedimientos para el diseño de radio propagación en los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación.

El objetivo general es el estudio de la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio en el espectro utilizado por la tecnología 3G, mediante la consideración de los factores que la dominan y los principales modelos que las caracterizan. Como resultado se propone un modelo que permita predecir el nivel de potencia en un terminal móvil considerando las variaciones espaciales que experimenta la señal de radio frecuencia propagada.

Los objetivos específicos de este trabajo consideran entender el funcionamiento de una red 3G bajo el estándar UMTS y la realización de un modelo que permita obtener las pérdidas de trayectoria en ambientes de propagación *indoor* y *outdoor* de una onda de radio frecuencia. El modelo es validado haciendo uso de la red 3G de Entel PCS y analizando el grado de eficiencia por comparación con los valores medidos de potencia recibida.

El estudio enfatiza los fundamentos teóricos a través de una presentación analítica acuciosa. A partir de estos elementos son estudiados los modelos de propagación de Walfisch, Bertoni y Xia para el espacio *outdoor*, diversos modelos para la penetración de edificio y el modelo de factor de atenuación para el espacio *indoor*.

Con el fin de validar el funcionamiento del modelo propuesto, que se basa en los anteriores, se realizan diversas pruebas en la red con resultados satisfactorios. Es necesario destacar que el modelo propuesto difiere de los modelos utilizados normalmente, en que combina los casos de propagación *outdoor* e *indoor*, permitiendo conocer la propagación de la señal en todos los ambientes de su trayectoria.

Se concluye que para utilizar el modelo para la planificación de estas redes se requiere realizar un compromiso entre los resultados del modelo y los experimentales en las áreas donde se aplique, junto con un análisis de los mecanismos de propagación.

Como futuros estudios en el tema, se propone la evaluación experimental en un mayor número de casos del modelo de propagación propuesto. Además se plantea la asociación de diversos modelos con el fin de obtener parámetros que permitan realizar una evaluación comparativa con respecto a otras alternativas.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi madre Rudy, por haberme sabido transmitir, durante todos estos años, las herramientas necesarias que han permitido que en estos momentos logre finalizar una etapa muy importante en mi vida profesional. Muchas gracias por todo lo entregado durante estos años, en especial durante el desarrollo de esta memoria, en los cuales me apoyaste con toda tu energía permitiéndome llegar hasta aquí, de lo contrario hubiese sido imposible lograrlo.

Le agradezco al profesor Nicolás Beltrán, por haberme dado la oportunidad de realizar este proyecto y ser mi guía en el. Destaco la confianza que me transmitió desde un comienzo, en el momento que me entregó este tema. Además su apoyo fue fundamental para alcanzar con éxito su desarrollo.

Agradecimientos especiales merece Gonzalo Veas, por haber puesto a disposición de la Universidad de Chile los elementos de avanzada tecnología con que cuenta Entel PCS. Además fue muy importante en el desarrollo de este trabajo gracias a su constante aporte a través de diversas sugerencias. Mención aparte merecen las conversaciones realizadas de temas anexos a la memoria, los cuales aprovecharé al máximo al momento de comenzar mi etapa laboral.

Un apoyo fundamental entregó durante el desarrollo Christian Olate, al estar encargado directamente de mi proyecto. Sus conocimientos permitieron que el tema tomara forma y luego de eso fuera pulido. Sin su guía, hubiese sido imposible alcanzar los objetivos planteados. Su experiencia fue fundamental en el desarrollo de este proyecto.

Mención especial merece Claudio Cerda, pese a que no fue mi encargado directo en Entel, siempre que pudo cooperar en algo lo realizó con prontitud, lo cual se agradece mucho.

Me gustaría agradecer al profesor Patricio Aceituno por haberme dado la posibilidad de ser su auxiliar de mecánica durante todos estos años. Esa oportunidad me ha permitido obtener muchos logros personales por lo cual estaré siempre agradecido.

Agradecimientos especiales merecen mis amigos del alma, el Club Atlético Tigres Suelto C.A.T.S., por haber sido parte de mi vida durante todos estos años en Beauchef. No puedo dejar de agradecer especialmente a Gato por su amistad desde aquella escuela de verano del 2001, a Javier por ser un amigo desde que comenzaron los años de eléctrica, a Buen Chá por todos los buenos momentos e historias, a Castro por las conversaciones que hemos tenido las cuales valoro mucho, a Gustavo por su humor y apetito, a Samisam por haber compartido todo este periodo de la memoria en Entel. Simplemente, agradecer a todos los tigres por ser más que un grupo de amigos, una institución, que tengo el honor de formar parte.

No puedo dejar de nombrar también a Pato Wolff y Carlangas por ser muy buenos amigos durante toda la carrera y permitir que eléctrica no sólo fuera un lugar de estudio.

Finalmente quiero agradecer a todas las demás personas que han sido parte de mi vida en los últimos años, simplemente por estar ahí y por compartir nuestro tiempo.

A mi madre
y amigos...

Índice de contenidos

ÍNDICE DE CONTENIDOS	V
ÍNDICE DE TABLAS	VIII
ÍNDICE DE FIGURAS	IX
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Alcance.....	2
1.3. Objetivos	3
1.3.1. Objetivos generales	3
1.3.2. Objetivos específicos.....	3
1.4. Estructura del trabajo y metodología	4
CAPÍTULO 2: PROPAGACIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS EN TELEFONÍA MÓVIL DE TERCERA GENERACIÓN (3G)	6
2.1. Introducción.....	6
2.2. Estándar Universal Mobile Telecommunications System (UMTS).....	6
2.2.1. Arquitectura UMTS	7
2.2.2. Arquitectura UTRAN	11
2.2.3. Core Network.....	13
2.2.4. Códigos empleados en la arquitectura UMTS.....	15
2.2.5. xCDMA.....	15
2.2.6. Planificación en WCDMA.....	21
2.3. Propagación de Ondas Electromagnéticas	23
2.3.1. Mecanismos básicos de propagación	23
2.4. Modelos de propagación.....	25
2.4.1. Modelo de propagación en espacio libre.....	25
2.4.2. Modelo Log-Distance para Path Loss	26
2.4.3. Modelo Log-Normal Shadowing.....	28

CAPÍTULO 3: MODELO DE PROPAGACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL 3G EN UN ESCENARIO CON TRAYECTORIA OUTDOOR E INDOOR.....	29
3.1. Introducción.....	29
3.2. Propagación en Banda Ancha.....	30
3.3. Modelo de propagación en espacio outdoor.....	31
3.3.1. Modelo Outdoor propuesto por Walfisch, Bertoni y Xia.....	32
3.4. Building Penetration.....	44
3.5. Modelo de propagación en espacio indoor.....	45
3.5.1. Modelo de factor de atenuación de divisiones simples y paredes de concreto.....	46
3.6. Modelo de propagación propuesto.....	47
CAPÍTULO 4: ESTUDIO EXPERIMENTAL DE PROPAGACIÓN EN UMTS.....	55
4.1. Introducción.....	55
4.2. Determinación de Link Budget.....	55
4.3. Trabajo Experimental.....	57
4.4.1. Características de la medición.....	57
4.4.2. Mediciones en espacio outdoor.....	58
4.4.3. Mediciones en espacio indoor.....	69
4.4.4. Mediciones modelo propuesto.....	74
4.4. Análisis y Discusión de Resultados.....	78
4.4.1. Análisis mediciones espacio outdoor.....	78
4.4.2. Análisis mediciones espacio indoor.....	80
4.4.3. Análisis mediciones modelo propuesto.....	81
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES.....	83
REFERENCIAS.....	85
ANEXOS.....	88
A.1. Lista de Acrónimos.....	88
A.2. Receptor RAKE.....	89
A.3. Handover.....	90
A.3.1. Soft/Softer Handover.....	90

A.3.2.	Hard Handover (Inter Frequency Handover)	90
A.3.3.	Inter-System Handover (Handover entre sistemas)	91
A.4.	Reutilización de frecuencias y división en celdas.....	91
A.5.	Ondas Electromagnéticas de Radio-Frecuencia: Región de Fraunhofer.....	94
A.6.	Modelos de Propagación Outdoor	95
A.6.1.	Modelo de Okumura	95
A.6.2.	Modelo de Hata	97
A.6.3.	Extensión a PCS del modelo de Hata	98
A.7.	Modelos de Propagación Indoor	98
A.7.1.	Pérdidas de divisiones (Partition Losses) en un mismo piso.....	98
A.7.2.	Pérdidas de partición entre pisos.....	99
A.7.3.	Modelo Log-Distancia para pérdidas de trayectoria	99
A.8.	La Distribución Log-Normal	99
A.9.	Tabla de link budget representativas	100

Índice de tablas

Tabla 2.1: Evolución Tecnologías Telefonía Móvil.	6
Tabla 2.2: Exponentes de pérdidas de trayectoria para diferentes ambientes.	27
Tabla 4.1: Descripción antenas transmisoras para mediciones outdoor.....	59
Tabla 4.2: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 20°.....	61
Tabla 4.3: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 140°.....	64
Tabla 4.4: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 240° con 3 obstrucciones. ...	67
Tabla 4.5: Valores de regresión lineal caso San Crescente orientado en 350°.	69
Tabla 4.6: Regresión realizada a modelo outdoor.....	72
Tabla 4.7: Factor de atenuación en división móvil AF_{DS}	73
Tabla 4.8: Factor de atenuación en partición concreta AF_{PC}	73
Tabla A.1: Distintos cálculos de Link Budget.	101

Índice de figuras

Figura 2.1: Arquitectura de Red WCDMA/UMTS.	7
Figura 2.2: Arquitectura UMTS de alto nivel.....	8
Figura 2.3: Arquitectura UTRAN simplificada.....	9
Figura 2.4: GSM Core Network.....	10
Figura 2.5: Modelo OSI para UTRAN.....	13
Figura 2.6: Arquitectura básica del Núcleo de Red CN.	13
Figura 2.7: Arquitectura UMTS revisión 99'.....	14
Figura 2.8: Múltiples Enfoques de Acceso.	16
Figura 2.9: Transmisión CDMA.....	17
Figura 2.10: Funciones de Walsh.....	18
Figura 2.11: CDMA para Celulares (SSMA + Códigos Ortogonales).....	19
Figura 2.12: Planificación de Códigos en CDMA.....	22
Figura 2.13: Reflexión y Refracción de Ondas Electromagnéticas.....	23
Figura 2.14: Difracción de Ondas Electromagnéticas.....	24
Figura 2.15: Dispersión de Ondas Electromagnéticas.....	24
Figura 3.1: Esquema de una onda pasando por ambiente outdoor, penetración de edificio y ambiente indoor.	29
Figura 3.2: Variadas trayectorias para propagación UHF en presencia de edificios.....	32
Figura 3.3: Geometría de la difracción de una onda plana por una serie de pantallas.	36
Figura 3.4: Arreglo de pantallas absorbentes utilizando el medio plano $x = x_n, y_n < 0$	37
Figura 3.5: Variabilidad del entorno para un ambiente indoor.	45
Figura 3.6: Onda RF en propagación indoor enfrentando divisiones de concreto (1) y divisiones removibles (2).....	46
Figura 3.7: Onda RF atravesando el ambiente outdoor, realizando building penetration y luego desplazándose por el ambiente indoor para alcanzar el terminal móvil.....	48
Figura 3.8: Onda RF ingresando a un edificio con 3 trayectorias: 1 mismo piso, 2 piso superior y 3 piso inferior.	49
Figura 3.9: Parámetros del modelo propuesto.	50
Figura 4.1: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 20°.	60
Figura 4.2: Modelo propagación outdoor con antena de mayor altura que obstáculos.	61
Figura 4.3: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 140°.	62
Figura 4.4: Modelo propagación outdoor con antena sobre y en el nivel promedio de los obstáculos.	63
Figura 4.5: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 240°.	65
Figura 4.6: Modelo propagación outdoor con antena de inferior altura que obstáculo.....	66
Figura 4.7: Modelo propagación outdoor con antena de inferior altura que obstáculos.....	67
Figura 4.8: Distribución geográfica antena San Crescente orientada en 350°.	68
Figura 4.9: Modelo propagación outdoor con antena de mayor altura que obstáculos.	69
Figura 4.10: Layout edificio Entel PCS piso 13.	71

Figura 4.11: Resultados modelo indoor con línea de vista.	72
Figura 4.12: Comparación del modelo indoor con mediciones de todo ámbito.....	74
Figura 4.13: Distribución geográfica antena del sector outdoor.....	75
Figura 4.14: Layout edificio Entel PCS piso 6.	76
Figura 4.15: Resultados modelo propuesto.....	78
Figura A.1: Arquitectura de Receptor RAKE.	89
Figura A.2: Relación entre separación y radio de cobertura D/R	91
Figura A.3: Celdas amorfas.	92
Figura A.4: Clúster con $K = 7$	93
Figura A.5: Configuración de clúster 7/21.	94

Capítulo 1:

Introducción

1.1. Motivación

La evolución de la telefonía móvil ha estado presente desde el momento en que fue concebida este tipo de tecnología. Es así como con el paso de los años desde su primera incursión en la década de los 80' se han propuesto y utilizado distintos estándares que han permitido la entrega de diversas funcionalidades a los usuarios. Con el fin de resumir los principales hitos de modificación que ha sufrido cada una de las tecnologías introducidas al mercado, los proveedores y operadores las han clasificados en generaciones.

Actualmente la telefonía móvil de tercera generación 3G representa la mayor evolución de los últimos tiempos en este ámbito, la cual a través del estándar UMTS (*Universal Mobile Telecommunications Systems*) es el avance natural de la tecnología de segunda generación 2G, dominada principalmente por el estándar GSM (*Global System for Mobile communications*). En conjunto con los servicios de voz presentes durante toda la evolución de la telefonía móvil, esta nueva tecnología posee la característica de ofrecer una gran variedad de aplicaciones multimedia, mediante la incorporación de la tecnología HSPA (*High Speed Packet Access*) que permite una gran velocidad de transferencia de datos.

Las ventajas anteriormente señaladas presentan desafíos primordialmente dentro del ámbito de la planificación. En este sentido la forma de modulación llamada WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Acces*) presenta considerables ventajas por sobre su predecesora TDMA (*Time Division Multiple Acces*) empleada en GSM.

Debido a la simplificación del uso espectral de esta forma de modulación con respecto a TDMA, cobra una importancia central en la planificación de 3G la potencia con la cual la señal transmitida establece una comunicación efectiva sin sobredimensionar el sistema. Lo último se refleja en que las zonas definidas para la comunicación (celdas), se encuentren diseñadas de tal forma que su número sea mínimo prestando un cierto nivel de servicio que no deteriore la comunicación (optimización de la red). De esta manera queda planteada la problemática que aborda este trabajo de memoria.

En el estudio realizado se propone un modelo de propagación de ondas electromagnéticas que permite estimar la potencia en un punto del espacio, mediante la

obtención de las pérdidas en la trayectoria, y así poder dimensionar el tamaño ideal de las celdas, permitiendo optimizar los costos en infraestructura.

1.2. Alcance

Esta memoria está orientada al estudio de los modelos de propagación de ondas electromagnéticas en el espacio. Con el fin de realizar la validación y contrastación del modelo desarrollado se empleará la red de tercera generación 3G, de la empresa chilena de telecomunicaciones móviles Entel PCS Telecomunicaciones S.A., la que se encuentra operativa bajo el estándar UMTS desde Diciembre de 2006.

La base del desarrollo del modelo se encuentra en diversos estudios realizados [1,3, 6, 27], principalmente de manera analítica, con el fin de extender su aplicabilidad a casos generales dentro del ámbito de estudio y considerando ciertas limitaciones establecidas.

El objetivo fundamental de esta memoria es el desarrollo de un modelo que englobe los principales ambientes que involucran la comunicación móvil íntegra, como lo son el espacio *outdoor* e *indoor* y su consiguiente paso entre ellos a través del *building penetration* (penetración en edificios). La unión de estos modelos permitirá la determinación de las pérdidas que sufre dentro de la trayectoria la onda propagada.

De esta forma, el parámetro fundamental a determinar corresponde a la pérdida de trayectoria o *path loss*, el cual se determina para la banda de frecuencia asociada a la comunicación en 3G de Entel PCS. La obtención de este parámetro y su comparación con la posibilidad de realización de una comunicación efectiva, a través de los umbrales de transmisión y recepción, entrega la manera de corroborar la actual estructura del sistema.

El modelo final contiene una parte determinística que entrega la pérdida promedio de una señal al atravesar el espacio total. Un aporte de incertidumbre está dado por la componente aleatoria proporcionada por las variaciones que suceden en el medio ambiente. Estos dos resultados representarán, en consecuencia, el valor a considerar para una posterior planificación de la red.

Al tratarse de ambientes dispares como el espacio *outdoor* e *indoor*, se utiliza una metodología de unión de ambientes, la cual es realizada mediante consideraciones específicas que permiten la realización teórica de este conjunto sin afectar su validez como modelo analítico. Pruebas experimentales que permiten validar a cada uno y al conjunto de modelos con el fin de ver los alcances de los resultados teóricos.

Estas pruebas son realizadas sobre la red de tercera generación levantada por Entel PCS. En este sentido el ambiente de análisis será la red real, llevando a cabo pruebas

sin ningún tipo de aislación (ambiente no controlado) con el fin de obtener una representatividad práctica del desarrollo. Sin embargo, la medición realizada en el terminal de prueba será llevada a cabo mediante el canal piloto, evitando que la señal se vea afectada por la presencia de usuarios en la red. Con esta estructura la confiabilidad de los resultados crece.

Debido a la simpleza del modelo final, el procesamiento de éste es realizado mediante una interfaz gráfica desarrollada en Excel que permite la simulación de las posibles situaciones que deben ser abordadas en cada caso en particular.

1.3. Objetivos

Los objetivos de esta memoria, tanto generales como específicos son detallados a continuación.

1.3.1. Objetivos generales

- i) Estudio de la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio, mediante la consideración de los factores que la dominan y los principales modelos que las caracterizan.
- ii) Realizar un modelo que permita estimar el nivel de potencia en un terminal móvil considerando las variaciones espaciales que experimenta la señal de radio frecuencia propagada.

1.3.2. Objetivos específicos

- i) Entender el funcionamiento de una red de tercera generación 3G bajo el estándar UMTS, identificando sus componentes, interfaces y factores principales que determinan su comportamiento.
- ii) Realizar un modelo que permita obtener las pérdidas de trayectoria que sufre una onda de radio frecuencia en un ambiente urbano.
- iii) Validación del modelo general propuesto en un ambiente que contempla espacio *outdoor* e *indoor* considerando su grado de eficiencia respecto a la red UMTS de Entel PCS.

1.4. Estructura del trabajo y metodología

Este trabajo se encuentra dividido en 5 Capítulos.

En el Capítulo 2 es descrita la base a los temas que serán abordados dentro de esta memoria, donde se incluyen en tres grandes secciones la descripción de la tecnología de tercera generación (3G) de telefonía móvil, la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio y finalmente son abordados ciertos modelos de propagación de ondas.

En particular, dentro del primer segmento será descrita la red 3G basada en el estándar UMTS, en la cual son revisados los elementos que conforman la arquitectura en conjunto con sus funcionalidades, para posteriormente abordar la modulación y sus características y para finalizar esta sección será tratada la planificación en este nuevo sistema de telefonía móvil.

En el Capítulo 3 se desarrolla la temática que involucra a los modelos de propagación. Se introduce la forma de sub dividir el espacio de propagación en diferentes tramas con el fin de esclarecer las diferencias que presentan cada una de ellas. A continuación, es validado el proceso que será empleado posteriormente para el desarrollo de los modelos de propagación. En las siguientes secciones del capítulo son presentados diversos estudios de modelos realizados en cada ambiente de propagación incluyendo el espacio *outdoor*, *building penetration* y espacio *indoor*. Cada ambiente será caracterizado de forma particular y detallada, donde serán incluidas las principales características que presentan para su correcta modelación.

Finalmente dentro de este capítulo, se muestra el modelo de propagación propuesto el cual incluye los tres ambientes anteriormente citados. En particular son tratadas las consideraciones que deben ser realizadas, ciertas modificaciones que deberá contener además de incluir la descripción detallada del modelo.

En el capítulo 4 son mostrados los resultados experimentales que permiten evaluar el desempeño de los modelos de propagación en los diversos ambientes estudiados. Inicialmente se detallan las definiciones que involucran a las pérdidas, adicionales a las de trayectoria, con el fin de caracterizar la capacidad de transmisión que puede ser permitida dentro del enlace de comunicación. Esto nos permitirá contar con criterios para un posterior análisis de validez de los diversos modelos estudiados. Posteriormente se detallan los parámetros a medir y la forma en que éstos son obtenidos mediante las pruebas experimentales. Luego de caracterizada la forma de medición se muestran los resultados obtenidos de los modelos por separado, es decir, los valores obtenidos corresponden a cada ambiente por separado, con el fin de desglosar con mayor detalle los errores detectados. Finalmente, se muestran los

resultados experimentales obtenidos del modelo conjunto, considerando los parámetros obtenidos del análisis previo realizado en cada ambiente.

Finalmente, el Capítulo 5 reúne las conclusiones de este trabajo, además de verificar el cumplimiento tanto de los objetivos generales como de los específicos.

Adicionalmente se incluye una sección de anexos donde se revisan diversos estudios adicionales.

Capítulo 2:

Propagación de Ondas Electromagnéticas en Telefonía Móvil de Tercera Generación (3G)

2.1. Introducción

La telefonía móvil desde su primera incursión en la década de los '80 ha sufrido variadas modificaciones. A partir de esto, ha sido clasificada en distintas generaciones con el fin de poder diferenciar los grandes cambios que ha experimentado. Una forma gráfica de poder apreciar estas modificaciones, es presentada en la siguiente tabla:

Generación	1G	2G	3G
Funcionalidades	Telefonía Análoga	Telefonía Digital Transmisión Datos a Baja Tasa (<384kbps)	Servicios Multimedia (<2Mbps) + Servicios 2G
Estándares	NMT, AMPS, TACS	GSM, PDC, IS-95, IS-136 (D-AMPS)	UMTS/IMT-2000

Tabla 2.1: Evolución Tecnologías Telefonía Móvil.

A continuación serán revisadas en detalle las características de la tercera generación (3G) de telefonía móvil. Esta tecnología es resumida en sus principales aspectos para que el lector tenga una reseña de las características que 3G presenta. Luego será estudiada la forma en que las ondas electromagnéticas son propagadas en el espacio, de manera de ver conceptos relevantes para el posterior análisis de los distintos modelos de propagación.

2.2. Estándar Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)

UMTS corresponde al estándar que está siendo desarrollado por 3GPP (*3rd Generation Partnership Project* [30]). Este es el sucesor de GSM en tecnologías 3G.

En esta sección se hace una breve descripción de la arquitectura básica y características principales de los nodos que componen al estándar UMTS. La descripción es realizada según el *Release '99* y la evolución para *Release 5* con HSPA.

2.2.1. Arquitectura UMTS

La funcionalidad de la red es concebida mediante la agrupación de los elementos en una red de radio acceso (*Radio Access Network RAN, UMTS Terrestrial RAN: UTRAN*) la cual realiza todas las funciones relacionadas con radio en conjunto con el *Core Network*, el cual es responsable de realizar la conmutación, ruteo de las llamadas y las conexiones de datos a redes externas. Para completar el sistema, es definido el equipo de usuario (UE) el cual realiza la interfaz entre el usuario y la red.

En la figura 2.1 se puede apreciar el funcionamiento coordinado de los distintos elementos presentes en la arquitectura UMTS.

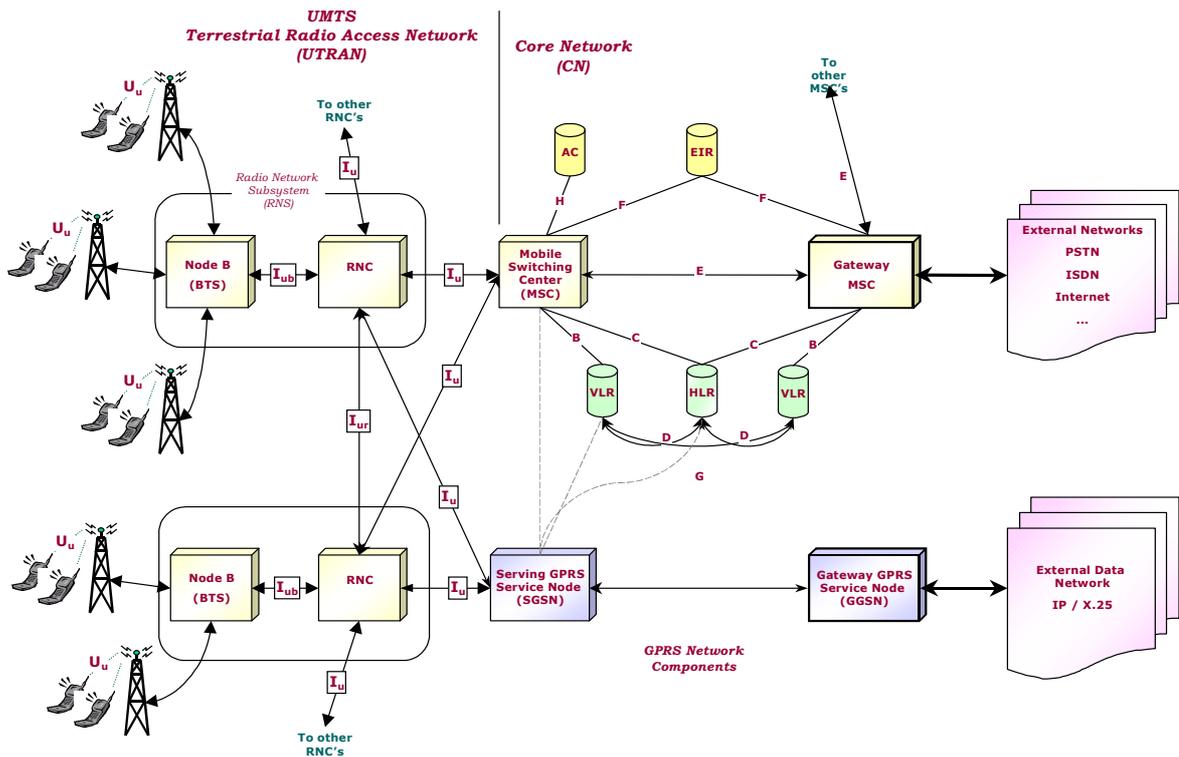


Figura 2.1: Arquitectura de Red WCDMA/UMTS.

La arquitectura puede ser dividida en tres partes principales como se detalla en la figura 2.2:

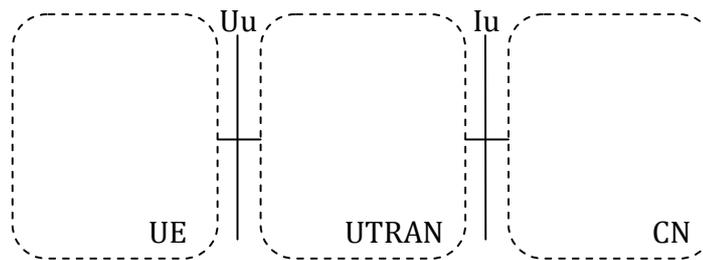


Figura 2.2: Arquitectura UMTS de alto nivel.

A partir de la figura 2.2 se detallan las funciones de cada bloque en particular.

El equipamiento de usuario consta de dos partes:

- El equipamiento móvil (*Mobile Equipment ME*) es el terminal de radio usado por una comunicación de radio a través de la interfaz Uu.
- El módulo de identidad de suscripción UMTS (*UMTS Subscriber Identity Module USIM*) es una tarjeta inteligente la cual guarda la identidad del suscriptor, realiza los algoritmos de autenticación, mantiene las claves de autenticación y encriptación. Además contiene información de la suscripción la cual es necesaria en el terminal.

UTRAN está constituida por uno o más subsistemas de red de radio (*Radio Network Sub-systems RNS*). Un RNS es una sub red dentro de UTRAN y está constituida por un controlador de radio de red (*Radio Network Controller RNC*) y uno o más Nodos B. Los RNC's son conectados entre ellos mediante la interfaz Iur. Los RNC's y Nodos B son conectados por la interfaz Iub.

Las funciones de los elementos pertenecientes al RNS se detallan a continuación:

- El Nodo B convierte el flujo de datos entre las interfaces Iub y Uu. Además participa en la gestión de los recursos de radio.
- El RNC domina y controla los recursos de radio en su dominio (a los nodos B que se encuentren conectados a él). RNC es el punto de acceso a servicios para todas las prestaciones que UTRAN provee al Núcleo de Red (*Core Network CN*), por ejemplo, gestiona las conexiones al UE.

En la figura 2.3 se presenta un esquema simplificado de la arquitectura UTRAN.

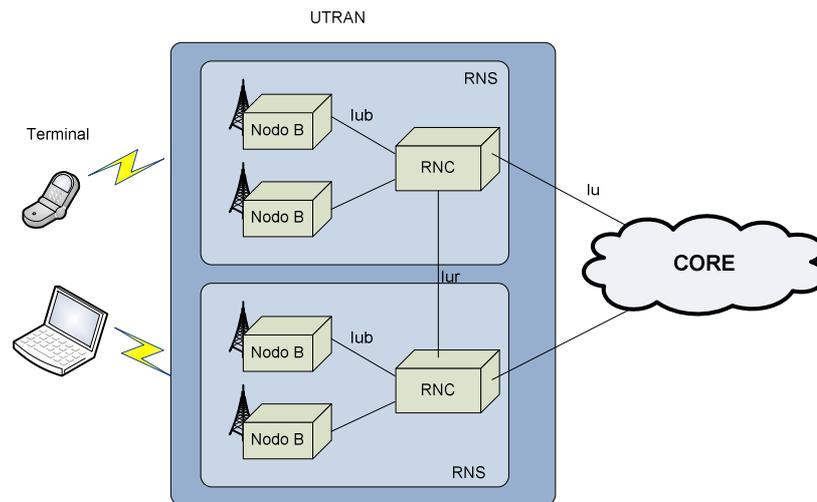


Figura 2.3: Arquitectura UTRAN simplificada.

Los principales elementos del GSM CN¹ son los siguientes:

- *Home Location Register (HLR)* es una base de datos ubicada en el sistema local del usuario la cual almacena una copia maestra del perfil de servicio del usuario. El perfil de servicio consiste en, por ejemplo, información de los servicios permitidos, áreas prohibidas de *roaming* y servicio de información suplementaria tal como estatus del desvío de llamadas y el número del desvío de la llamada. Es creado cuando un nuevo usuario ingresa al sistema y guarda la información mientras la suscripción permanece activa. Para el propósito de ruteo de transacciones entrantes al UE (por ejemplo, llamadas o mensajes cortos), la HLR además almacena la ubicación del UE en el nivel del MSC/VLR y/o SGSN, es decir en el nivel que actúa el sistema.
- *Mobile Services Switching Centre/Visitor Location Register (MSC/VLR)* son los elementos que realizan la conmutación (MSC) y base de datos (VLR) que sirve al UE en su actual ubicación para servicios de circuitos conmutados (*Circuit Switched CS*). La función de MSC es conmutar las transacciones CS y la función del VLR es mantener una copia del perfil de servicio del usuario visitante, así como información más precisa sobre la ubicación de los UE's dentro del sistema de servicio. La parte de la red que es accedida vía el MSC/VLR es habitualmente señalada como dominio CS. MSC también tiene un rol en la pronta operación de adquisición de un UE.

¹ GSM CN ha sido llamado de esta manera ya que la configuración del CN hasta el release 4 prácticamente conserva el sistema predominante de GSM.

- *Gateway MSC (GMSC)* es el punto de conmutación en el cual una UMTS PLMN² es conectada a una red externa CS. Todas las conexiones de CS entrantes y salientes van a través del GMSC.
- *Serving GPRS (General Packet Radio Service) Support Node (SGSN)* es en cuanto a su funcionalidad, similar a la de un MSC/VLR pero es usado típicamente por servicios de conmutación de paquetes (*Packet Switched PS*). La parte de la red que es accedida vía el SGSN es habitualmente referida como parte del dominio PS. Similar a un MSC, el apoyo de SGSN es necesario para la pronta operación de adquisición de un UE.
- *Gateway GPRS Support Node (GGSN)* es en cuanto a su funcionalidad similar a la de un GMSC pero en relación a los servicios PS.

Los elementos anteriormente descritos del *Core Network* GSM y su interacción se muestran en la figura 2.4.

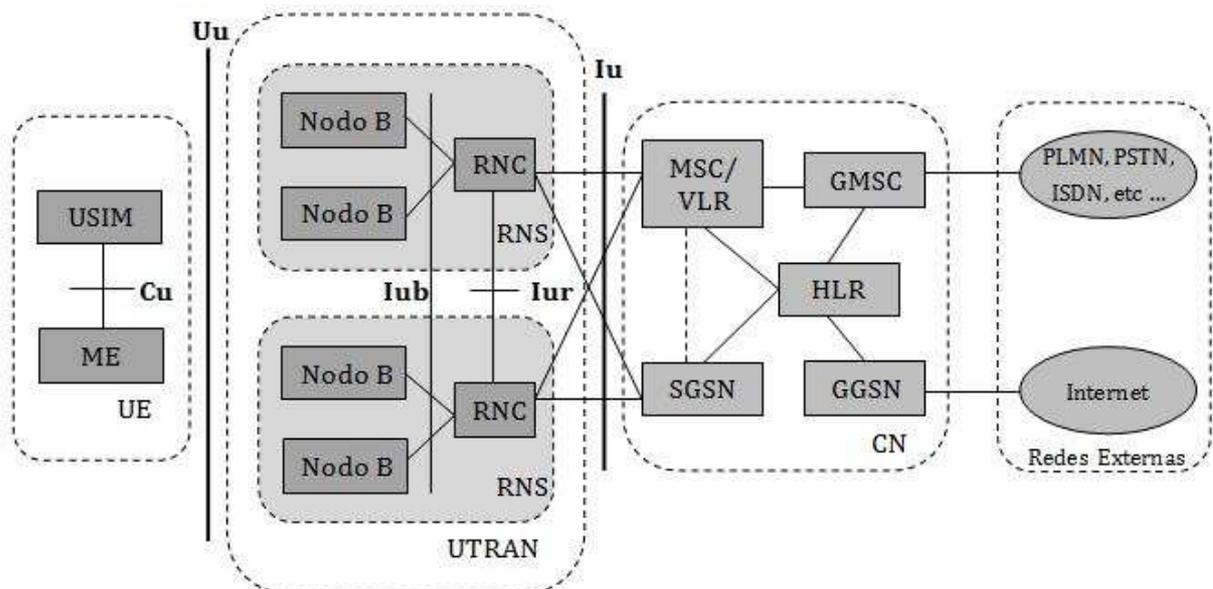


Figura 2.4: GSM Core Network.

El estándar UMTS está estructurado de manera que la funcionalidad interna de los elementos no es especificada en detalle. En lugar de eso, las interfaces lógicas entre los elementos de la red han sido definidas. Las siguientes interfaces abiertas son especificadas:

² PLMN: Public Land Mobile Network corresponde a un tipo de sub red. Típicamente cada PLMN es gestionada por único operador y se conecta a otras PLMN's como también a otros tipos de redes (ISDN, PSTN, Internet, entre otros).

- Interfaz Cu. Esta es la interfaz eléctrica entre la USIM y ME. La interfaz sigue un formato estándar para tarjetas inteligentes.
- Interfaz Uu. Esta corresponde a la interfaz de radio WCDMA. Uu es la interfaz a través de la cual el UE accede a la parte fija del sistema y es probablemente la interfaz abierta más importante en UMTS. Es probable que existan muchos más fabricantes de UE que los fabricantes de elementos de red fija.
- Interfaz Iu. Esto conecta UTRAN con CN. Al igual que las interfaces correspondientes en GSM, A (conmutación de circuitos) y Gb (conmutación de paquetes), la interfaz abierta de Iu ofrece la posibilidad a los operadores de UMTS de adquirir UTRAN y CN de diferentes fabricantes. La competencia en este ámbito ha sido uno de los factores de éxito del estándar GSM.
- Interfaz Iur. La interfaz abierta Iur permite la realización de *soft handover*³ entre RNC's de distintos desarrolladores y, por tanto, complementa la interfaz abierta Iu.
- Interfaz Iub. La interfaz IUB conecta un Nodo B y un RNC. UMTS es el primer sistema comercial de telefonía móvil el cual la interfaz de Controlador-Estación Base es un estándar de interfaz completamente abierta. Al igual que las demás interfaces abiertas, se espera que Iub al ser abierto motive la competencia entre los fabricantes en este campo. Es probable que la concentración de nuevos fabricantes entrará en el mercado exclusivamente en Nodos B.

2.2.2. Arquitectura UTRAN

Los elementos que conforman la arquitectura UTRAN son:

- RNS (*Radio Network Subsystem*): red completa o parcial ofreciendo acceso entre UE y CN. Cada RNS contiene un RNC.
- RNC (*Radio Network Controller*): elemento de RNS que controla recursos físicos de radio.
- Node B (nodo B): nodo lógico que controla transmisión y recepción de una o más celdas.
- Uu Interface (Interfaz Uu): interfaz entre UE y Nodo B.
- Iu Interface (Interfaz Iu): interfaz entre CN y RNS.

³ El concepto de Handover y sus variantes serán tratados en los anexos.

- Iur Interface (Interfaz Iur): interfaz entre un RNS y otro RNS.
- Iub Interface (Interfaz Iub): interfaz entre RNC y Nodo B.

Las principales funciones operacionales que realiza la arquitectura UTRAN son:

- Sistema de control de acceso:
 - Control de admisión, control de congestión.
 - Información del sistema operador de red.
 - Cifrar y descifrar el canal de radio.
- Movilidad:
 - Administración de Handover.
 - *Service RNS (SRNS) Relocation*: asignar el control a un RNS distinto al que se encuentra en servicio.
- Dirección y control de recursos de radio:
 - Detección y manejo inicial de acceso aleatorio.
 - Configuración y operación de recursos de radio.
 - Control combinación/división (*splitting*).
 - Conexión, configuración y desconexión radio portadora (*Radio Bearer Control*).
 - Asignación y cambio de radio portadora.
 - Función de protocolos de radio.
 - Control de Potencia en RF.
 - Codificación y decodificación del canal radio.

Adicionalmente, con el fin de mostrar de manera más esquemática la funcionalidad de esta arquitectura, se procede a ilustrar en la figura 2.5 el modelo OSI para UTRAN:

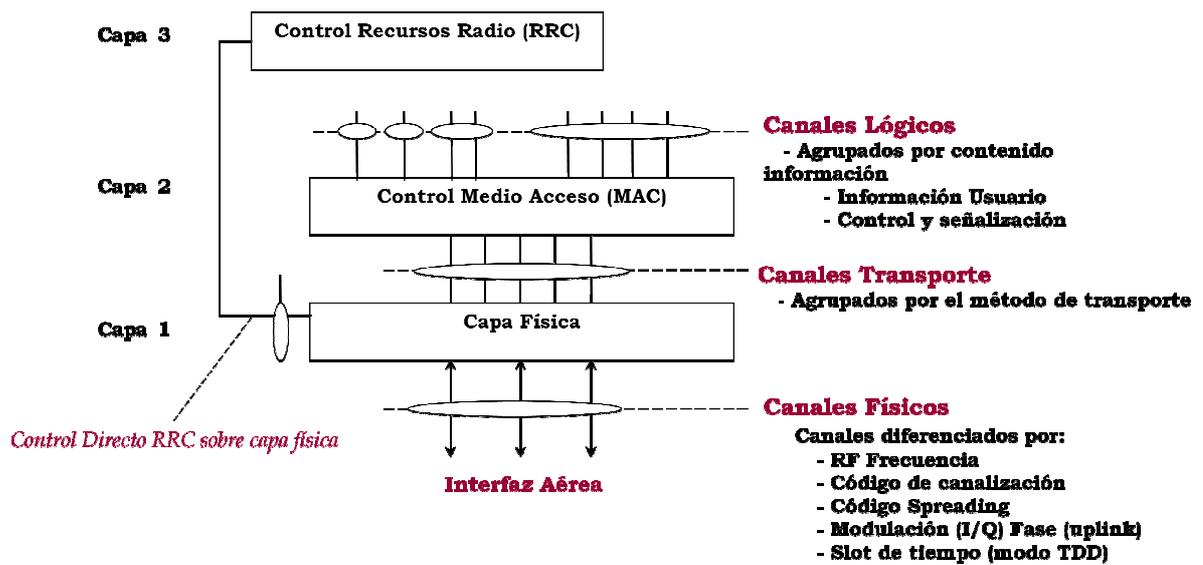


Figura 2.5: Modelo OSI para UTRAN.

2.2.3. Core Network

En el dominio de Conmutación de Circuitos (CS) se encuentra el MSC (*Mobile Switching Center*), pieza central en una red basada en CS, el VLR mantiene una copia de perfil de los usuarios visitantes y la información precisa de la ubicación del UE y el Gateway MSC (GMSC) es el conmutador que se conecta a las redes externas.

En el dominio de Conmutación de Paquetes (PS) el SGSN es pieza central en la red basada en PS y el GGSN es la pieza que conecta el la red Central con las redes externas. En el dominio de registro el elemento principal es el HLR que almacena copias de los perfiles de servicio de los usuarios y almacena la ubicación del UE en el nivel del MSC/VLR/SGSN.

En la figura 2.6 se presenta un esquema que muestra la relación entre los elementos:

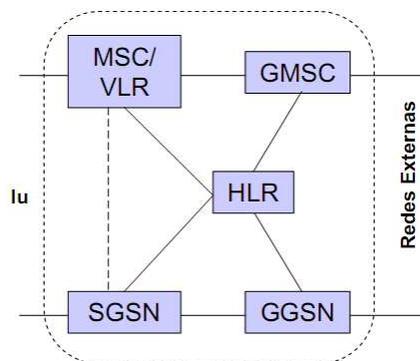


Figura 2.6: Arquitectura básica del Núcleo de Red CN.

Como ha sido nombrado en la sección anterior, las redes externas con las cuales interactúa el CN se diferencian principalmente en el tipo de información que transportan. Éstas pueden ser divididas en dos grupos:

- Redes tipo CS: estas redes proveen conexiones de circuito conmutado, tal como el servicio de telefonía existente. Ejemplo de redes CS son las ISDN y PSTN.
- Redes tipo PS: estas proveen conexiones para servicio de paquetes de datos. Internet es un ejemplo de una red PS.

A partir de la revisión del 99 del CN, estos elementos son diferenciados como se señala en la figura 2.7:

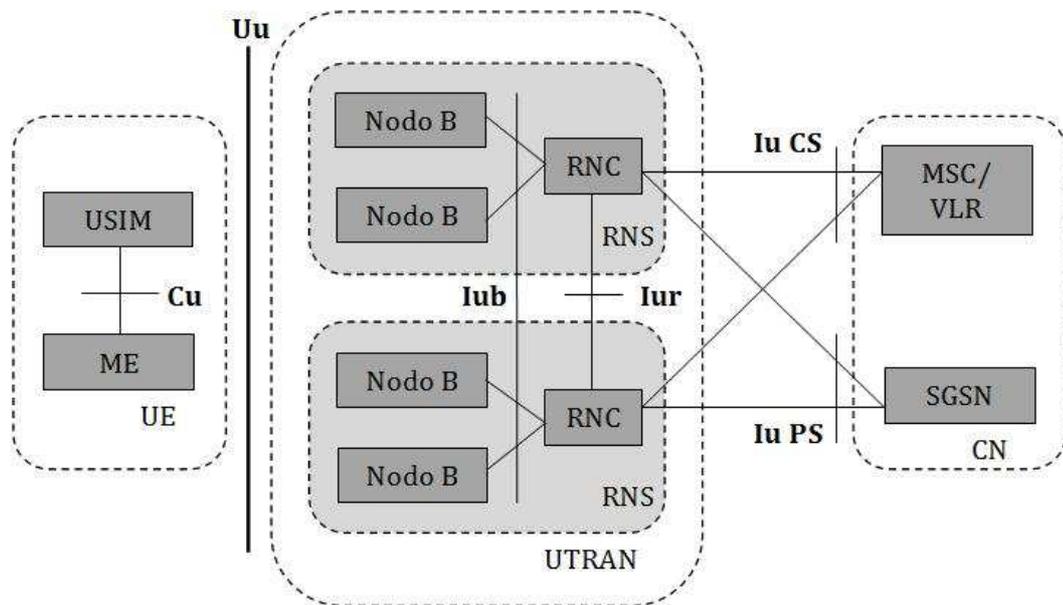


Figura 2.7: Arquitectura UMTS revisión 99'.

El estado del arte en las revisiones del CN entrega el *release 5*⁴, la cual involucra una modificación sustancial con respecto a las que había experimentado el CN a partir del estándar GSM (las modificaciones habían sido mínimas). En este *release* se busca la inclusión de la tecnología IMS (*IP Multimedia Sub-system*) en una aproximación a estándar de servicios basados en IP.

⁴ En [29] se presenta la Release 5 en detalle.

2.2.4. Códigos empleados en la arquitectura UMTS

Dentro de la arquitectura UMTS son empleados diversos códigos con el fin de permitir la correcta interacción entre los elementos que la conforman.

- Códigos de canalización (códigos ortogonales): usados para codificar ortogonalmente diferentes canales de datos desde la estación base (BS) a UE.
- Códigos *Scrambling* (códigos de esparcimiento de espectro): son usados para identificar el UE y BS respectiva. Dentro de ellos se identifican:
 - Códigos scrambling BS: usados por el UE para distinguir la BS deseada.
 - Códigos scrambling UE: usados por la BS para distinguir el UE deseado.
- Códigos de sincronización
 - Código primario de sincronización: código de 256-bit. Ayuda a UE para identificar la presencia de BS con WCDMA y lograr la sincronización de slot.
 - Código secundario de sincronización: grupo de códigos de 256-bit. Ayuda a UE para lograr la sincronización de frames.
- Códigos pilotos: un código piloto común a tiempo completo (CPICH) provee una referencia coherente para el receptor UE. Bits de datos pilotos son introducidos en cada espacio de tiempo (*time slot*) del canal de datos dedicado con un código ortogonal respectivo.
- Códigos de preámbulo de acceso aleatorio: dentro de los códigos necesarios para permitir el acceso del UE se encuentran:
 - Firmas de preámbulo. Usadas por la BS para distinguir entre UE's haciendo intentos de acceso.
 - Códigos *Scrambling* de preámbulo. Usados para identificar cual BS está siendo accedida.

2.2.5. xCDMA⁵

Para 3G se empleará una nueva forma de codificación de la información la cual está basada en CDMA. Al corresponder a variantes de ésta, ha sido denotada por xCDMA con el fin de que x represente a cada tipo de configuración empleada.

⁵ La notación xCDMA corresponde a que es una variación de CDMA (WCDMA en espacio abierto; TD/CDMA en espacios cerrados).

2.2.5.1. Funcionamiento de WCDMA

Wideband Code Division Multiple Access (CDMA de banda ancha) es la modulación de 3G que será principalmente utilizada. En la siguiente figura se muestran las distintas técnicas de acceso que han sido empleadas en las generaciones de telefonía móvil:

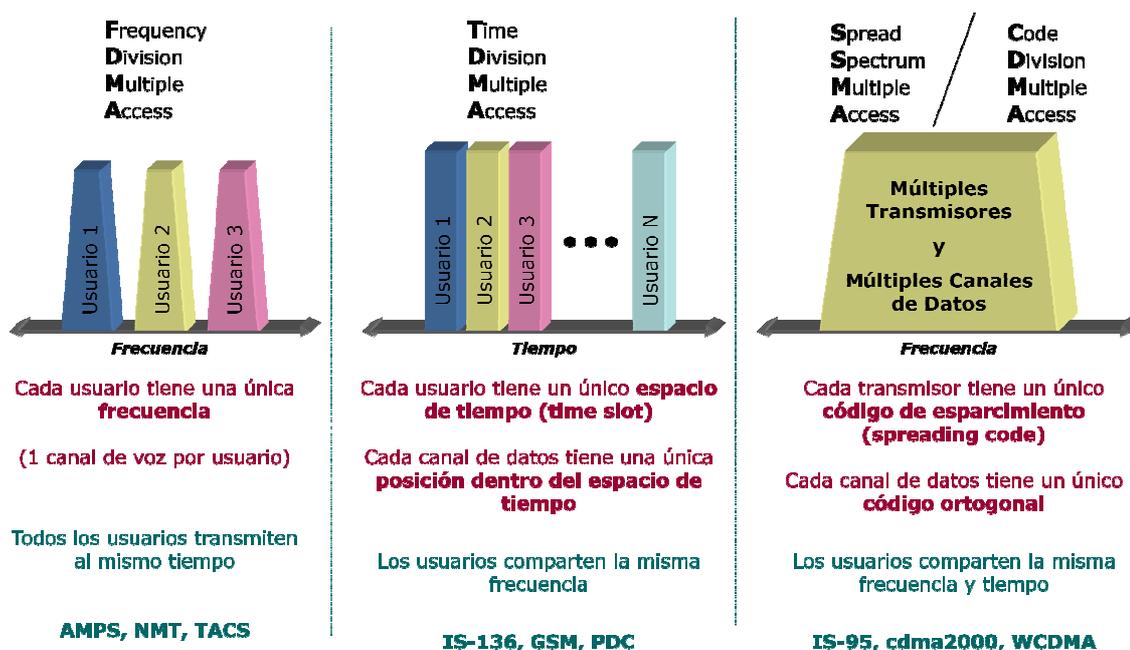


Figura 2.8: Múltiples Enfoques de Acceso.

A diferencia de la forma de acceso que se emplearon en 1G y 2G con FDMA y TDMA respectivamente, en 3G la información es enviada simultáneamente y con la misma frecuencia, pero con la diferencia que los datos enviados por cada usuario poseen un código único que permite descifrarlos.

En la siguiente figura se presenta la forma en que es transmitida la información por cada uno de los usuarios de la red:

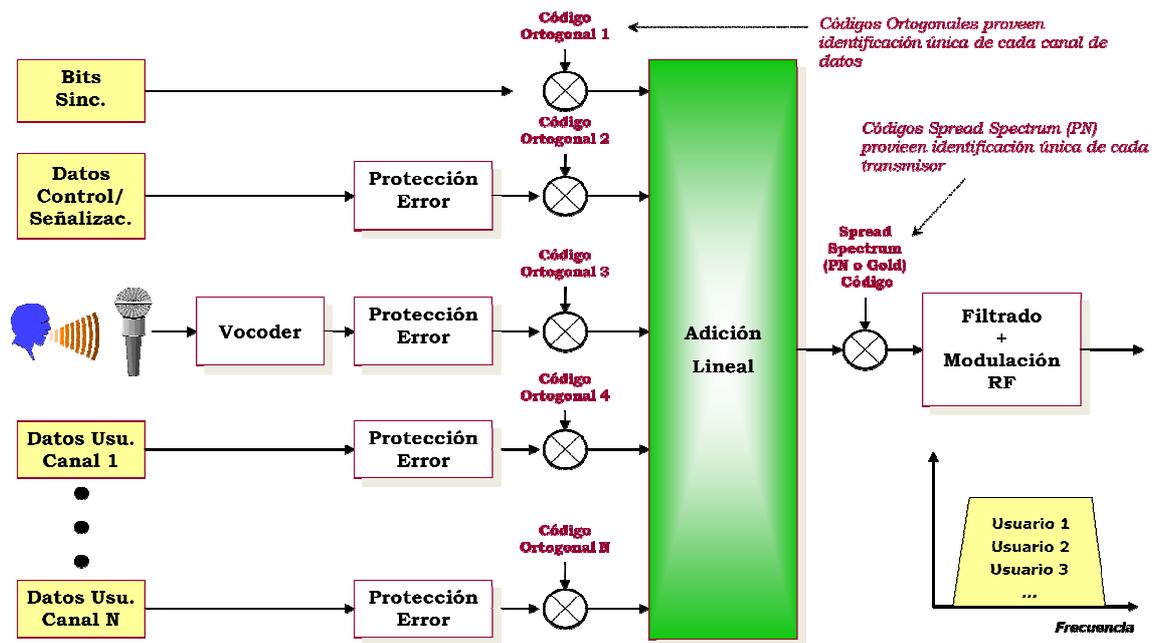


Figura 2.9: Transmisión CDMA.

A su vez, para proteger la transmisión frente a errores se emplean secuencialmente los siguientes métodos:

- Codificación CRC (Verificación de Redundancia Cíclica): agrega bits de verificación a la información enviada con el fin de permitir su verificación a la llegada (*Checksum*). Esto permite:
 - Identificar los datos cuando se encuentran corruptos
 - Si hay error el receptor puede solicitar el reenvío de la información
 - Para datos de voz, se elimina la información errónea
- Codificación FEC (*Forward Error Correction*): la información enviada es aumentada en tamaño, pero sin producir un retraso (*delay*) apreciable, con el fin de transmitir los datos más de una vez y así asegurar la correcta recepción.
- *Interleaving*: mejora la corrección de errores en el receptor. La información es distribuida con otro orden de transmisión con el fin de que si un sector es dañado en el envío, al volver los datos al orden original, el error queda distribuido y no afecta de manera grave un sector.

Luego de la protección de errores se procede al uso de códigos ortogonales los cuales poseen las siguientes características:

- Correlación con el mismo código: 100%

- Correlación con otro código ortogonal: 0%
- La alineación (en tiempo) es esencial

Las secuencias empleadas para los códigos ortogonales corresponden a las funciones de Walsh, las cuales se muestran en la figura 2.10:

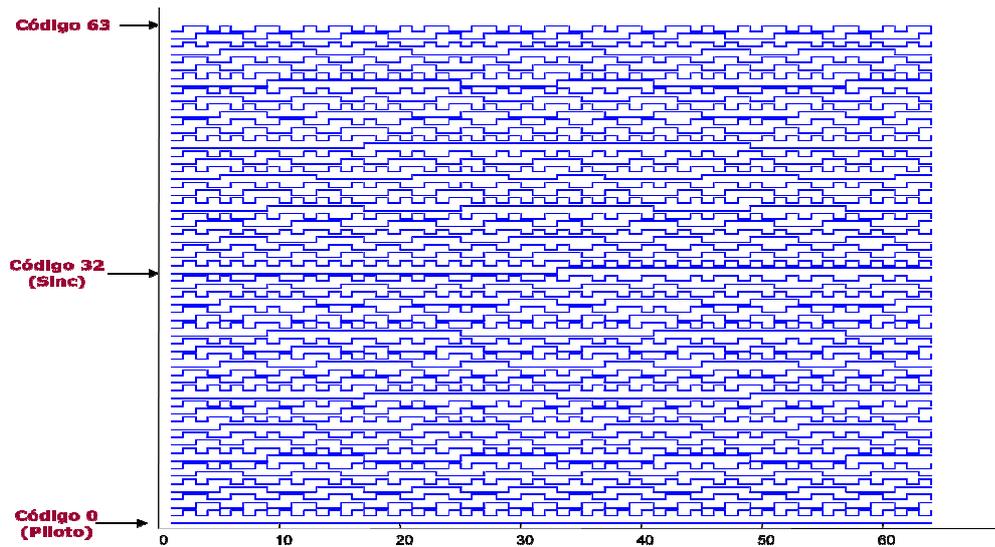


Figura 2.10: Funciones de Walsh.

Luego de adicionar linealmente las señales se procede a emplear el código PN (*Pseudo Noise*), con el fin de:

- Distinguir entre estaciones base (BS)
- Distinguir entre estaciones móviles (UE)

En la siguiente figura se ejemplifica el uso conjunto de estos códigos (PN y ortogonales) para cada uno de los tráficos existentes en la red:

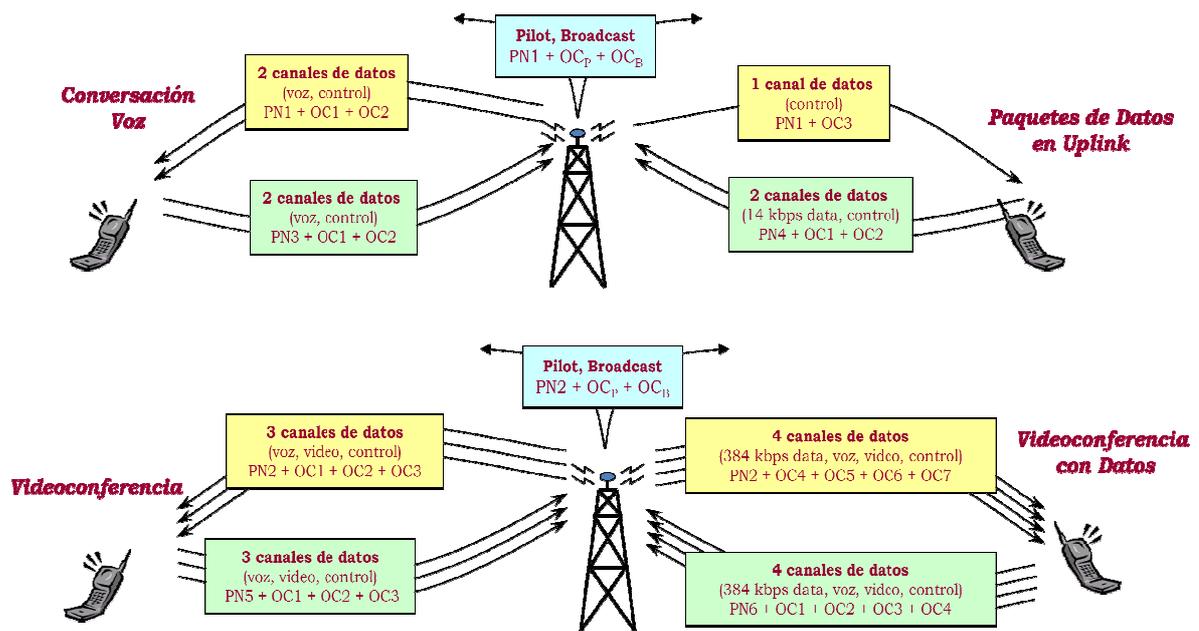


Figura 2.11: CDMA para Celulares (SSMA + Códigos Ortogonales).

En la figura anterior se muestra la forma en que es enviada la señal según cada tipo de funcionalidad. En ella se puede ver que cada BS emite un único código PN a todos los UE's que tenga asociados, en el cual además de incluir los canales de datos requeridos por cada usuario se adicionan el canal piloto y el canal de *broadcast*, todos ellos enviados con códigos ortogonales. A su vez, cada usuario emite la señal hacia la BS con un código PN único, es decir, distinto a los otros UE's asociados a la BS. La señal contendrá la cantidad de códigos ortogonales necesarios tal que permita enviar todos los canales que requiera el usuario. Además, no es necesario que estos sean diferentes a los de otro UE ya que la BS diferenciará a cada usuario a partir del código PN y no por los códigos ortogonales.

2.2.5.2. Principales características de WCDMA

Dentro de las principales características que presenta WCDMA, pueden ser consideradas:

- WCDMA es un sistema de acceso de múltiple división de código (*Direct-Sequence Code Division Multiple Access DS-CDMA*) de banda ancha, es decir, la información del usuario en bits es esparcida sobre una banda ancha a través de la multiplicación de los datos del usuario con bits cuasi aleatorios (llamados chips) derivados de los códigos de esparcimiento de CDMA. Para ofrecer tasas muy altas de bits (sobre los 2 Mbps) son soportados el uso de un factor de esparcimiento y conexiones multi-códigos.

- La tasa de chips de 3,84 Mcps permite obtener una portadora de aproximadamente 5 MHz. Sistemas DS-CDMA con un ancho de banda de alrededor de 1 MHz, como IS-95, son comúnmente señalados como sistemas de banda angosta. La portadora ancha de WCDMA soporta altas tasas de transmisión de datos y el usuario recibe también ciertas ventajas de rendimiento, tales como el incremento de la diversidad multitrayectoria. Sujeto a la licencia de operación, el operador de red puede desarrollar transmisión múltiple en los 5 MHz para incrementar la capacidad, posiblemente en forma de capas jerárquicas de celdas. El actual espaciamiento de portadoras puede ser seleccionado en una grilla de 200 kHz a 4,4 o 5 MHz, dependiendo de la interferencia en la transmisión.
- WCDMA soporta tasas muy variables de datos de usuarios, en otras palabras el concepto de ancho de banda sobre demanda (*Bandwidth on Demand BoD*) se lleva a cabo de manera correcta. Sin embargo, la capacidad de datos entre los usuarios pueden cambiar de trama a trama. Esta rápida capacidad de asignación de radio suele ser controlados por la red para lograr el rendimiento óptimo de los servicios de paquetes de datos.
- WCDMA permite dos modos básicos de operación:
 - División de frecuencia dúplex (*Frequency Division Duplex FDD*).
 - División de tiempo dúplex (*Time Division Duplex TDD*⁶).

En el modo FDD, se utiliza separación en frecuencia de 5MHz para el enlace ascendente (*uplink*) y canal descendente (*downlink*) respectivamente, mientras que en TDD sólo 5 MHz son requeridos los cuales se comparten en el tiempo entre *uplink* y *downlink*. *Uplink* es la conexión entre el móvil a la estación base y *downlink* es entre la estación al móvil.

- WCDMA soporta el funcionamiento de estaciones base asincrónicas, por lo que, a diferencia del sistema IS-95 el cual es sincrónico, no hay necesidad de un tiempo de referencia mundial, como un GPS. Desarrollo de estaciones base en interiores (*indoor*) y micro BS es simple cuando no se necesita señal de GPS para ser recibida.
- WCDMA emplea la detección coherente de enlace ascendente y descendente basado en el uso de símbolos piloto o un piloto común. Si bien ya se utiliza en el *downlink* de IS-95, el uso de la detección coherente en el enlace ascendente es

⁶ El modo TDD se basa en gran medida en los conceptos del modo FDD y se ha añadido con el fin de aprovechar la base del sistema WCDMA también para la asignación de espectro impar (sin la posibilidad de entregar dúplex) de la ITU para los sistemas IMT-2000.

nuevo para el sistema CDMA público, lo cual se traducirá en un aumento global de la cobertura y capacidad en el enlace ascendente.

- La interfaz aérea WCDMA ha sido elaborado de tal manera que el receptor⁷ CDMA permite el desarrollo de avanzados conceptos, tales como la detección multiusuario y de adaptación de antenas inteligentes, los cuales pueden ser desplegados por el operador de la red como un sistema de opción para aumentar la capacidad y/o cobertura. En la mayoría de los sistemas de segunda generación no se ha previsto para tales conceptos el receptor y como consecuencia de ello, o bien no son aplicables o sólo puede aplicarse en virtud de graves restricciones con limitados aumentos en el rendimiento.
- WCDMA está diseñado para ser desplegado en conjunto con GSM⁸. Por lo tanto, trasposos entre GSM y WCDMA son compatibles con el fin de ser capaces de aprovechar la cobertura GSM para la introducción de WCDMA.

2.2.6. Planificación en WCDMA

A diferencia de GSM, la planificación de celdas en WCDMA posee un re-uso de frecuencias⁹ portadoras de 1. En este sentido, la portadora no tiene mayor influencia en el desempeño de la red. Así una forma de planificar para WCDMA se limita al factor de re-uso del código PN. En la figura 2.12 se puede apreciar un ejemplo de planificación de códigos con un factor de re-uso de 7 en el código PN (en la frecuencia de la portadora sigue siendo 1):

⁷ El principal receptor empleado en 3G corresponde al receptor RAKE el cual es tratado en los anexos.

⁸ Soporte para handover inter-frecuencia (HCS).

⁹ El re-uso de frecuencias será tratado en anexos.

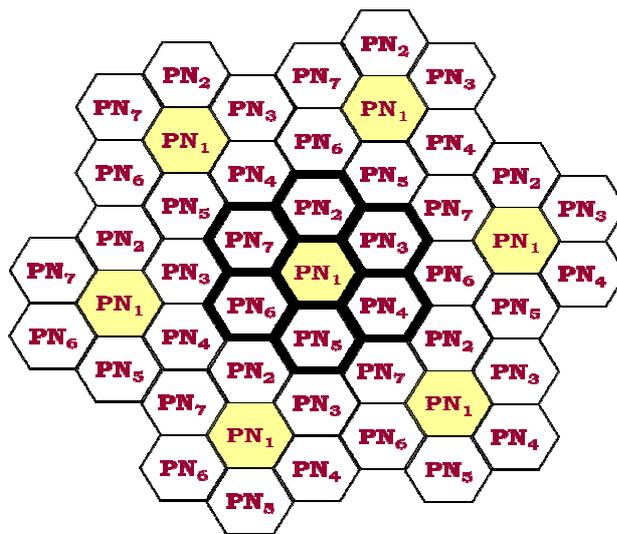


Figura 2.12: Planificación de Códigos en CDMA.

El re-uso de frecuencias portadoras al ser 1 presenta una importante ventaja sobre GSM ya que al no ser necesario que las celdas contiguas tengan frecuencias distintas, el espectro asignado a cada operador puede ser único, lo cual permite un mayor aprovechamiento de éste, sin perder capacidad en el sistema. Además, el número de usuarios no se encuentra limitado por el espectro asignado al operador, a diferencia de GSM que cada celda posee una capacidad limitada de usuarios dada por el ancho de banda disponible, sino que está dado por el umbral de potencia mínimo que permite la recepción en el terminal y por el número de códigos PN. Esto quiere decir que la celda no posee un número máximo de usuarios sino que en la medida que se adicionen terminales, la potencia emitida se divide entre más receptores disminuyendo la porción que recibe cada uno con lo cual en algún instante el terminal no pueda recibir señal (bajo el umbral mínimo). Esto último no implica degradación en la comunicación debido a que si se recibe señal, por mínima que esta sea, podrá decodificarse con el código PN adecuado y será recuperada la señal de manera íntegra.

A partir de las consideraciones previas, dado que la comunicación es afectada principalmente por la potencia que el terminal recibe, resulta de primordial importancia estimar la potencia recibida para una buena planificación. Es por esto que a continuación se analizará la forma de propagación de las ondas electromagnéticas, para ver los factores que afectan la recepción de las señales.

2.3. Propagación de Ondas Electromagnéticas

En primera aproximación Reflexión y Refracción, Difracción y Dispersión (*Scattering*) son los mecanismos básicos de propagación los cuales impactan en los sistemas de comunicaciones móviles. La potencia recibida (o su recíproco, pérdidas de trayectoria) es generalmente el parámetro más importante a predecir por los modelos de gran escala basados en la física de reflexión, *scattering* y difracción. En pequeña escala el desvanecimiento (fading) y propagación de multitrayectoria son también descritos por la física de estos tres mecanismos básicos de propagación.

2.3.1. Mecanismos básicos de propagación

A continuación se detallan los mecanismos básicos de propagación.

2.3.1.1. Reflexión y Refracción

La reflexión y refracción ocurre cuando la propagación de una onda electromagnética incide sobre un objeto el cual posee dimensiones grandes comparadas con la longitud de onda. La onda reflejada y refractada es ilustrada en la figura 2.13:

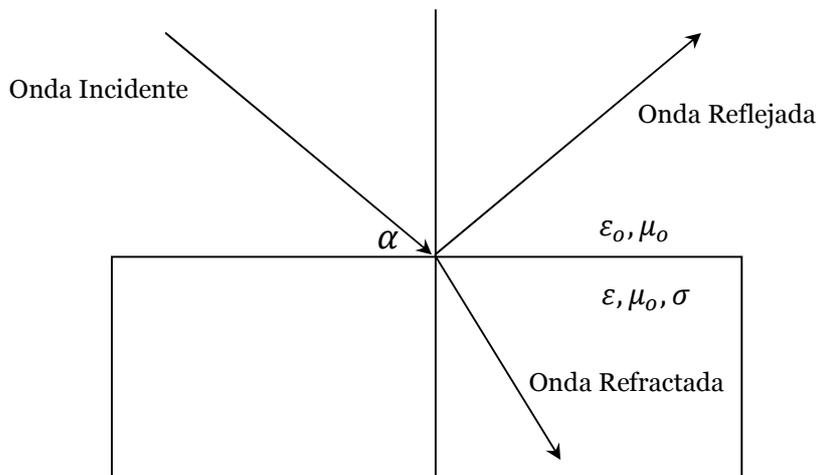


Figura 2.13: Reflexión y Refracción de Ondas Electromagnéticas.

2.3.1.2. Difracción

La difracción ocurre cuando la trayectoria de radio entre el transmisor y receptor es obstruida por una superficie la cual presenta irregularidades de puntas. Las ondas secundarias resultantes de la obstrucción de la superficie presente en la totalidad del

espacio e inclusive detrás del obstáculo, permitiendo el aumento de las ondas torcidas alrededor del obstáculo, incluso cuando no existe línea de vista (*Line of Sight: LOS*) entre transmisor y receptor. Esto se ilustra en la figura 2.14:

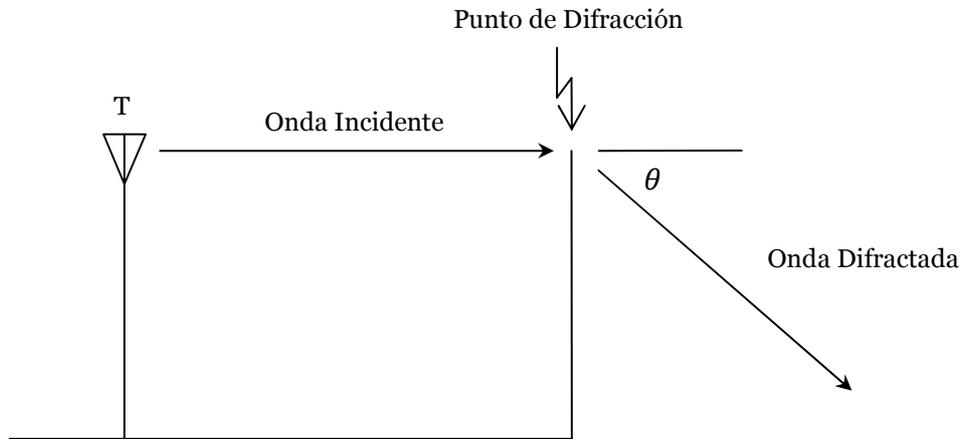


Figura 2.14: Difracción de Ondas Electromagnéticas.

2.3.1.3. Dispersión

La dispersión o *scattering* ocurre cuando el medio a través del cual la onda viaja está constituido por objetos con dimensiones que son menores comparadas con la longitud de onda, y el número de obstáculos por unidad de volumen es grande. Ondas con efectos de *scattering* son producidas por superficies rugosas, objetos pequeños o por otras irregularidades en el canal. En la práctica, follaje, señalética de las calles y postes de alumbrado producen este problema en comunicaciones móviles. Esto se ilustra en la figura 2.15:

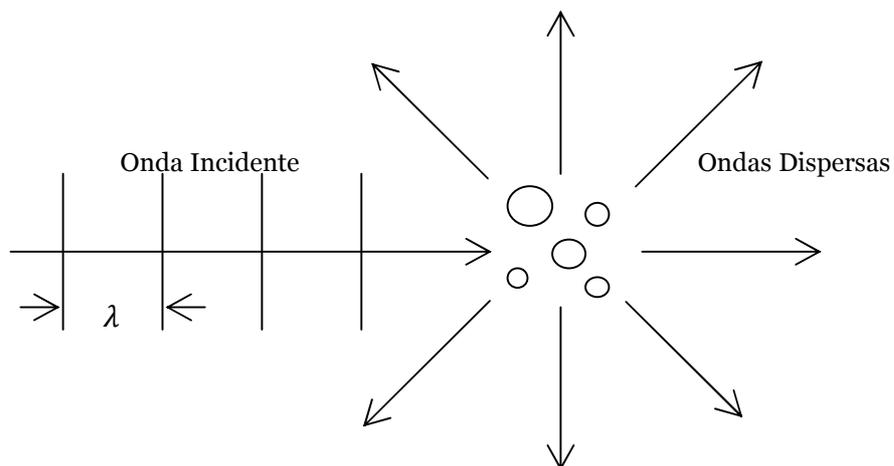


Figura 2.15: Dispersión de Ondas Electromagnéticas

2.4. Modelos de propagación

A partir de los mecanismos de propagación de ondas electromagnéticas detallados anteriormente, se han realizado distintos modelos de propagación. Estos van desde los más simples, los cuales se detallan a continuación, a modelos de una sofisticación avanzada. Los modelos avanzados serán estudiados en el siguiente capítulo, mientras que otros desarrollos serán incluidos en anexos como material complementario.

2.4.1. Modelo de propagación en espacio libre

El modelo de propagación en espacio libre es usado para predecir el nivel de la señal recibida cuando el transmisor y receptor tienen una línea de vista (*line of sight LOS*) clara y sin obstrucciones entre ellos¹⁰. La potencia de espacio libre recibida por una antena receptora la cual es separada por una distancia d de la antena transmisora, está dada por la ecuación de Friis de espacio libre:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

Donde:

P_t : Potencia transmitida

$P_r(d)$: Potencia recibida, la cual es función de la distancia entre T-R

G_t : Ganancia de la antena transmisora

G_r : Ganancia de la antena receptora

d : es la separación entre T-R en metros

L : Corresponde al factor de pérdidas del sistema relacionado a la propagación ($L \geq 1$)

λ : Longitud de onda en metros

La ganancia de una antena está relacionada con su apertura efectiva A_e (tamaño físico de la antena):

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

¹⁰ Sistemas de comunicación vía satélite y microondas típicamente se rigen bajo este tipo de propagación.

Según la ecuación (2.1), la potencia recibida decae respecto a la distancia en $20\text{dB}/\text{decada}$.

Las pérdidas de trayectoria (*Path Loss PL*), las cuales representan la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB, es definida como la diferencia entre la potencia efectiva transmitida y recibida¹¹.

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.3)$$

En el caso de no incluir las ganancias de las antenas se obtiene:

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.4)$$

El modelo de Friis de espacio libre es sólo válido para predecir la potencia P_r para valores de d los cuales se encuentren en la zona definida como campo lejano o región de *Fraunhofer*¹² de la antena transmisora. Esta región está definida luego de una distancia de d_f , la cual está relacionada con la más larga dimensión de la apertura de la antena transmisora y la longitud de onda de la portadora. La distancia de Fraunhofer está dada por:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

Donde:

D : la más larga dimensión lineal de la antena

Adicionalmente debe cumplirse que:

$$d_f \gg D \quad (2.6)$$

$$d_f \gg \lambda \quad (2.7)$$

2.4.2. Modelo Log-Distance para Path Loss

Los modelos teóricos y prácticos¹³ indican que en promedio la potencia de la señal recibida decrece logarítmicamente con la distancia, tanto en canales de radio *outdoor* como *indoor*. El promedio a gran escala de pérdidas de trayectoria por una separación

¹¹ Puede o no incluir el efecto de ganancia de las antenas.

¹² En anexos se encuentra un desarrollo más detallado de este fenómeno.

¹³ Modelos basados en mediciones.

arbitraria entre Transmisor-Receptor es expresado como una función de la distancia usando el exponente n de pérdidas de trayectoria (PL):

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_o}\right)^n \quad (2.8)$$

o en dB

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_o) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) \quad (2.9)$$

donde:

n : exponente de pérdidas el cual indica la tasa en que las pérdidas de trayectoria se incrementan con la distancia.

d_o : distancia cercana de referencia la cual se determina por medidas próximas al emisor.

d : separación entre Transmisor-Receptor.

El factor n varía según el entorno en que se están evaluando las pérdidas. Valores típicos para cada tipo de ambiente se señalan en la siguiente tabla:

Ambiente	Exponente n de PL
Espacio Libre	2
Área urbana de radio celular	2,7 a 3,5
Urbana con sombras (shadowed) radio celular	3 a 5
Edificios con línea de vista (LOS)	1,6 a 1,8
Obstruidas en edificios	4 a 6
Obstruidas en fábricas	2 a 3

Tabla 2.2: Exponentes de pérdidas de trayectoria para diferentes ambientes.

Las barras en ambas ecuaciones indican a que los valores expresados corresponden al promedio de los posibles valores que se pueden determinar a una distancia d .

2.4.3. Modelo Log-Normal Shadowing

El modelo anterior no considera el hecho de la distribución (orden) del ambiente que rodea al lugar puede ser muy diferente en dos lugares que tienen la misma distancia de separación entre T-R. Eso permite que señales medidas sean muy diferentes a los valores promedio estimados por la ecuación anterior. Han demostrado mediciones que a cualquier valor de d , las pérdidas de trayectoria en una ubicación particular $PL(d)$ son aleatorias y se distribuyen de forma Log-Normal (normal en dB) sobre la media distancia como valor dependiente [1]. Esto es:

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_o) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + X_\sigma \quad (2.10)$$

y

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - PL(d)[dB] \quad (2.11)$$

donde X_σ es una distribución Gaussiana de media cero (en dB) con desviación estándar σ . Las ganancias de la antena están incluidas en $PL(d)$.

La distribución Log-Normal describe los efectos aleatorios de sombra (*shadowing*) que ocurren sobre un gran número de mediciones de ubicaciones las cuales tienen la misma separación entre T-R, pero tienen diferentes niveles de desorden sobre el camino de propagación.

Debido a que $PL(d)$ es una variable aleatoria con una distribución normal en dB dependiente de la media de distancia, entonces $P_r(d)$ y la función Q o función de error (*erf*) pueden ser usadas para determinar la probabilidad que la señal recibida exceda (o esté bajo) un nivel en particular. La función Q está definida como:

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (2.12)$$

Capítulo 3:

Modelo de Propagación de Telefonía Móvil 3G en un Escenario con Trayectoria Outdoor e Indoor

3.1. Introducción

Debido a que las comunicaciones móviles se realizan en distintos tipos de ambientes, se hace presente la necesidad de clasificarlos de manera adecuada con el fin de elaborar un modelo que permita englobar las diversas condiciones que entrega cada uno de ellos.

Una manera habitual de dividir el espacio corresponde a tres etapas fundamentales:

- Ambiente *Outdoor*
- Penetración de Estructura (*Building Penetration*)
- Ambiente *Indoor*

En la siguiente figura se aprecia un diagrama esquemático de estos ambientes:

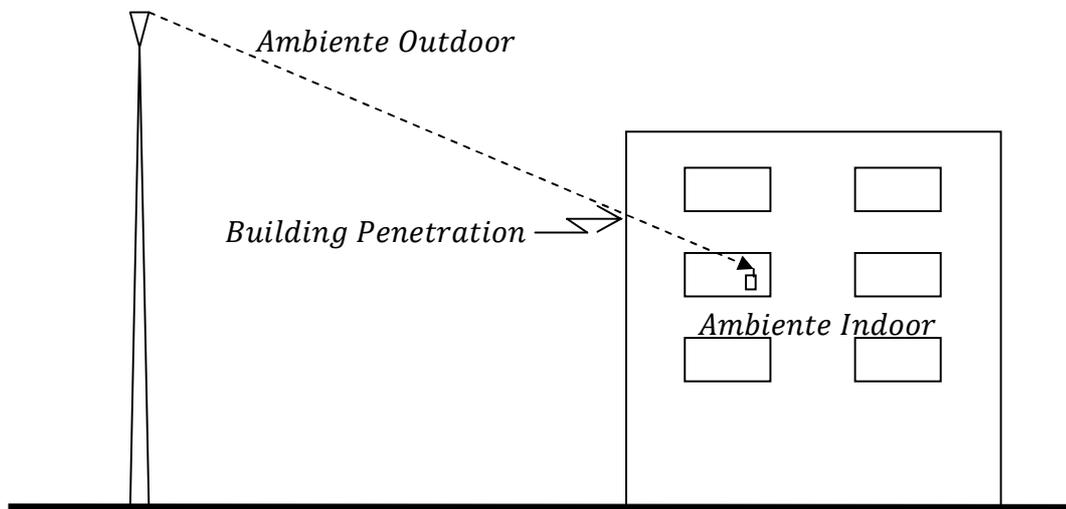


Figura 3.1: Esquema de una onda pasando por ambiente outdoor, penetración de edificio y ambiente indoor.

A partir de estas tres divisiones del ambiente global, se desarrolla un modelo conjunto el cual cubrirá el espacio de manera completa. A continuación se detallan consideraciones previas que darán validez al estudio, para posteriormente realizar un análisis detallado de los modelos de propagación para cada uno de los ambientes, los cuales serán finalmente unidos para entregar el desarrollo último del estudio.

3.2. Propagación en Banda Ancha

La relación entre las ecuaciones (2.3) y (2.9) nos entrega las pérdidas de trayectoria para una distancia de referencia d_o ,

$$PL = \left[\frac{4\pi d_o}{\lambda} \right]^2 [G_t G_r]^{-1} \left[\frac{d}{d_o} \right]^n \quad (3.1)$$

La ecuación (3.1) es válida para la propagación de ondas en banda-angosta. En el caso de telefonía 3G se requiere banda ancha (principalmente WCDMA), del orden de 5 [MHz]. La ecuación 3.1 puede escribirse como:

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi d_o} \right]^2 G_t G_r \left[\frac{d_o}{d} \right]^n = P_t \left[\frac{c}{4\pi d_o} \right]^2 G_t G_r f^{-2} \left[\frac{d}{d_o} \right]^{-n} \quad (3.2)$$

donde c corresponde a la velocidad de la luz en el vacío. La potencia transmitida es:

$$P_t = \int_{f_c - W/2}^{f_c + W/2} S(f) df \quad (3.3)$$

donde,

$S(f)$: densidad de potencia de la señal en $\left[\frac{\text{Watt}}{\text{Hz}} \right]$

W : ancho de banda en [Hz]

f_c : frecuencia de la portadora de RF en [Hz]

Así, la ecuación 3.2 queda:

$$P_r = \left[\frac{c}{4\pi d_o} \right]^2 G_t G_r \left[\frac{d}{d_o} \right]^{-n} \int_{f_c - W/2}^{f_c + W/2} S(f) f^{-2} df \quad (3.4)$$

Se puede suponer, sin pérdida de generalidad, que el espectro de potencia es constante en el intervalo de frecuencias de la señal:

$$S(f) = \frac{K}{W} \quad (3.5)$$

Por lo tanto la ecuación 3.4 queda:

$$P_r = K \left[\frac{c}{4\pi d_o} \right]^2 G_t G_r \left[\frac{d}{d_o} \right]^{-n} f_c^{-2} \left[1 - \left[\frac{W}{2f_c} \right]^2 \right]^{-1} \quad (3.6)$$

Esta última expresión es una fórmula general, válida tanto para banda-ancha como banda-angosta. En este último caso se cumple en particular que $f_c \gg W$, esto nos permite aproximar la ecuación 3.6:

$$P_r = K \left[\frac{c}{4\pi d_o} \right]^2 G_t G_r \left[\frac{d}{d_o} \right]^{-n} f_c^{-2} \quad (3.7)$$

A partir de las expresiones (3.6) y (3.7), para que la diferencia entre banda-ancha y banda-angosta sea menor a 1 [dB], se debe cumplir la siguiente condición:

$$-10 \log \left[1 - \left[\frac{W}{2f_c} \right]^2 \right] < 1 \text{ [dB]} \quad \Rightarrow \quad \frac{W}{f_c} < 0,91 \quad (3.8)$$

Para el caso de telefonía 3G la frecuencia de la portadora se encuentra cercana a los 2 [GHz] y el ancho de ésta no supera los 5 [MHz], cumpliéndose por lo tanto la relación 3.8.

3.3. Modelo de propagación en espacio outdoor

La propagación de ondas en telefonía móvil habitualmente es realizada sobre terrenos irregulares. Debido a que la forma en que son propagadas las ondas depende en gran medida de los obstáculos presentes en su camino, el perfil de terreno de un área particular necesita ser tomado en cuenta para estimar las pérdidas de trayectoria. La presencia de árboles, edificios y otros obstáculos debe ser considerado.

Se han propuesto diversos modelos¹⁴ para estimar las pérdidas de trayectoria sobre un terreno irregular. Los modelos desean predecir la potencia de la señal en un punto particular de recepción o en un área local específica (llamada *sector*), los métodos varían bastante en su aproximación, complejidad y lo adecuados que son.

¹⁴ Algunos de estos modelos de propagación en espacio outdoor serán tratados en los anexos.

El modelo propuesto por Walfisch y Bertoni [3] en conjunto con el modelo propuesto por Xia y Bertoni¹⁵ [8] permiten determinar las pérdidas en un medio *outdoor*.

Si bien el modelo propuesto por Walfisch y Bertoni asienta las bases del estudio de propagación a través de edificios, éste presenta limitaciones tanto en el método resolutivo como también restricciones en la aplicación. El modelo propuesto por Xia y Bertoni libera supuestos que restringen el modelo predecesor en conjunto con encontrar una metodología analítica más eficiente de resolución.

3.3.1. Modelo Outdoor propuesto por Walfisch, Bertoni y Xia

Un primer modelo desarrollado por Walfisch y Bertoni [3] y posteriormente una revisión realizada por Xia y Bertoni [8] considera el impacto de los techos y altura de edificios usando la difracción para predecir el promedio de potencia de señal a nivel de calle. Este modelo describe principalmente la influencia de construcciones en sectores residenciales, comercial y edificios industriales de mediana envergadura, los cuales utilizan la mayor parte del área urbana. La antena transmisora es vista como una fuente radiante la cual propaga por sobre los techos [3] y en su versión más reciente sobre los techos, a altura rasante y sobre ellos [8], a través de un proceso de difracción múltiple; una onda propagada pasa filas de edificios que actúan como obstáculos cilíndricos. Lo que se ilustra en la trayectoria 1 de la figura 3.2.

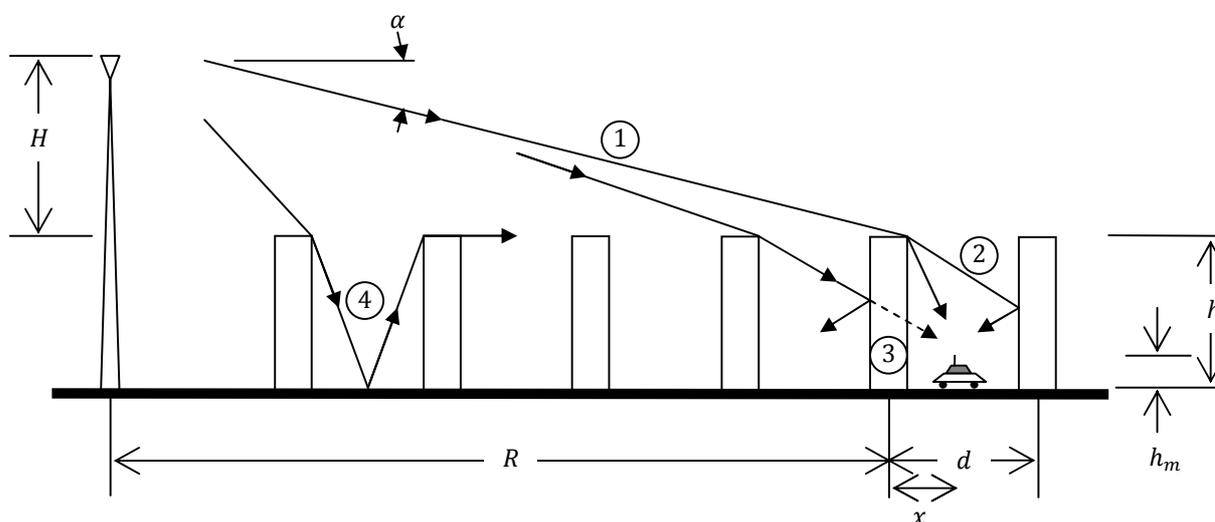


Figura 3.2: Variadas trayectorias para propagación UHF en presencia de edificios.

¹⁵ Son incluidas las modificaciones que introduce este nuevo modelo.

El cálculo fundamental que realiza el modelo es considerar que las pérdidas totales producidas por la trayectoria están dadas por tres factores, los cuales multiplicados por la potencia de origen entregan el nivel en el receptor. Cuando éstas son consideradas como dB , el resultado se obtiene a través de la suma de tres contribuciones independientes:

$$L = L_{fs} + L_{rts} + L_{md} [dB] \quad (3.9)$$

donde,

L_{fs} : pérdidas de espacio libre.

L_{rts} : pérdidas del techo hasta la calle

L_{md} : pérdidas producidas por la difracción múltiple de una onda plana pasando una fila de edificios.

Para realizar estos cálculos se debe tomar en cuenta la trayectoria que seguirá la onda desde el transmisor hasta el receptor. La propagación a través de edificios está acompañada de pérdidas debido a la reflexión, atenuación y dispersión por las paredes exteriores e interiores. Mientras el campo que penetra la fila de edificios adyacente al receptor puede ser significativo, como se sugiere a través de la trayectoria 3 de la figura 3.2, la trayectoria de mayor aporte al receptor no corresponde a ésta. Esto se debe a que cuando existen pasajes sin construcción entre los edificios, ellos no se encuentran frecuentemente alineados con la fuente transmisora. Como resultado, el mayor aporte no puede ser asociado con la propagación entre edificios.

Debido a que la fila de edificios tiene la forma de obstáculos cilíndricos en el terreno, la propagación arriba de ellos involucra la difracción sucesiva de las ondas por sobre los techos. Es decir, en cada cilindro una parte del campo incidente es difractada hacia el terreno. Dichas ondas pueden volver a unirse únicamente a través de múltiples reflexiones y difracciones como lo señala la trayectoria 4 en la figura 3.2. Ya que las difracciones se producen a través de ángulos de gran amplitud y/o la onda debe ser reflejada dos o más veces entre los edificios, estas contribuciones a la onda recibida son despreciables.

A partir de esto se concluye que el principal aporte corresponde a la trayectoria seguida sobre los techos de los edificios; esta corresponde a la trayectoria 1 de la figura 3.2. Así el campo que se alcanza a nivel de calle es el resultado de la difracción de las ondas incidentes sobre los techos en la vecindad de la antena receptora.

A partir de las consideraciones realizadas previamente, se obtiene un modelo el cual puede ser usado para estimar las pérdidas de trayectoria entre la antena transmisora y la estación móvil. Las pérdidas de trayectoria se componen de tres factores:

- Las pérdidas de trayectoria de espacio libre entre las antenas transmisora y receptora L_{fs} .
- El efecto de la difracción del campo en el techo en el trayecto de bajada a la antena receptora L_{rts} .
- La reducción del campo debido al paso por los techos L_{md} .

Así, sin considerar las ganancias de la antena, es decir, con antenas isotrópicas, la relación de potencia recibida con respecto a la transmitida es $(\lambda/4\pi R)^2$. Expresando esta tasa en dB entrega las pérdidas de trayectoria en espacio libre L_{fs} . Si R_k es el intervalo en km y λ es la longitud de onda, entonces:

$$L_{fs} = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R_k} \right)^2 \quad (3.10)$$

Para calcular la potencia perdida desde el techo al nivel de calle se emplea la teoría geométrica de la difracción [12].

A través de la aproximación de ángulos pequeños:

$$\tan \theta \approx \theta \quad \theta \ll 1 \quad (3.11)$$

puede encontrarse que $\alpha \approx H/R_k$. Si en esta última expresión se toma en cuenta la diversidad del terreno en el lugar de la estación móvil en conjunto con la curvatura de la tierra, donde R no se encuentra cercano al radio horizonte, α se encuentra dado por la ecuación:

$$\alpha = \frac{H}{R} - \frac{R}{2R_e} \quad (3.12)$$

donde, $R_e = 8,5 \times 10^3 km$ es el radio efectivo de la tierra.

Pérdidas de trayectoria asociada con la difracción en el descenso al nivel de calle depende de la forma y construcción de los edificios en la vecindad del móvil. Una aproximación simple para antenas receptoras cercanas al nivel de la calle es obtenida asumiendo que la fila de edificios actúa como una media pantalla absorbente ubicada en el centro de la fila. En este caso la amplitud de campo en el móvil es obtenida multiplicando el campo en el techo por el siguiente factor:

$$\frac{\sqrt{\lambda}}{2\pi} \frac{1}{[x^2 + (h - h_m)^2]^{1/4}} \left[\frac{-1}{\theta - \alpha} + \frac{1}{2\pi + \theta - \alpha} \right] \quad (3.13)$$

donde h es la altura de los edificios, h_m es la altura de la antena móvil y x es la distancia del móvil al último obstáculo como se indica en la figura 3.1. Los ángulos γ y α se expresan en radianes con:

$$\theta = \tan^{-1}[(h - h_m)/x] \quad (3.14)$$

La ecuación 3.16 es posteriormente simplificada considerando que $\alpha \ll \theta$.

Cuando las pérdidas de trayectorias son expresadas en términos como potencia, es apropiado usar el promedio *rms* del campo total. Así el campo *rms* se obtiene aumentando el valor original por $\sqrt{2}$.

Así se obtiene finalmente que:

$$L_{rts} = -10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] \quad (3.15)$$

donde,

$$r = \sqrt{x^2 + (h - h_m)^2} \quad (3.16)$$

Para la obtención del valor de pérdidas producido por el paso de los techos de los edificios L_{md} , el modelo de Walfisch y Bertoni [3] contaba con ciertas limitaciones las cuales fueron superadas a través del desarrollo de Xia y Bertoni [8], a partir del cual se pueden obtener expresiones que abarcan los casos en que la antena transmisora se encuentra:

- Sobre el nivel del techo de los edificios [3, 8].
- Al mismo nivel que el techo de los edificios [8].
- Bajo el nivel del techo de los edificios [8].

Además esta nueva versión del modelo presenta una gran ventaja en el método de resolución. Esto último se debe a que la metodología empleada para llegar a resultados analíticos es desarrollada a través de funciones que fueron previamente estudiadas por Boersma [13].

Para comenzar con el desarrollo analítico con el fin de obtener L_{md} se deben realizar ciertas consideraciones previas. Para hallar la dependencia con la distancia del campo promedio, se asume que las filas de edificios poseen la misma altura. Esta simplificación es realizada con el fin de que el desarrollo analítico no se presente aún más complejo y sea factible una aplicación práctica directa del modelo. La variación de la altura de las estructuras ha sido estudiada por Vogler [14], sin embargo no será abordada en este documento debido a que la respuesta que entregan resulta factible sólo para un número pequeño de obstáculos [10]. Otra simplificación es realizada para la antena usando la aproximación local de onda para encontrar la influencia de los edificios sobre la onda cilíndrica o plana [6] radiada por el transmisor. Las filas de edificios son reemplazadas por pantallas opacas absorbentes de ancho despreciable. Esto se elige de esta manera debido a la gran variedad de tipos de edificios que

existen, por lo cual la elección de un tipo arbitrario no sería representativa. Además, ya que las reflexiones en el suelo son despreciadas, se asume que las pantallas son semi infinitas, es decir, descienden hasta el infinito. El análisis además asume que la propagación es perpendicular a la fila de edificios y que el campo magnético se encuentra polarizado paralelo a la superficie. La descripción anterior es representada de manera gráfica a través de la figura 3.3.

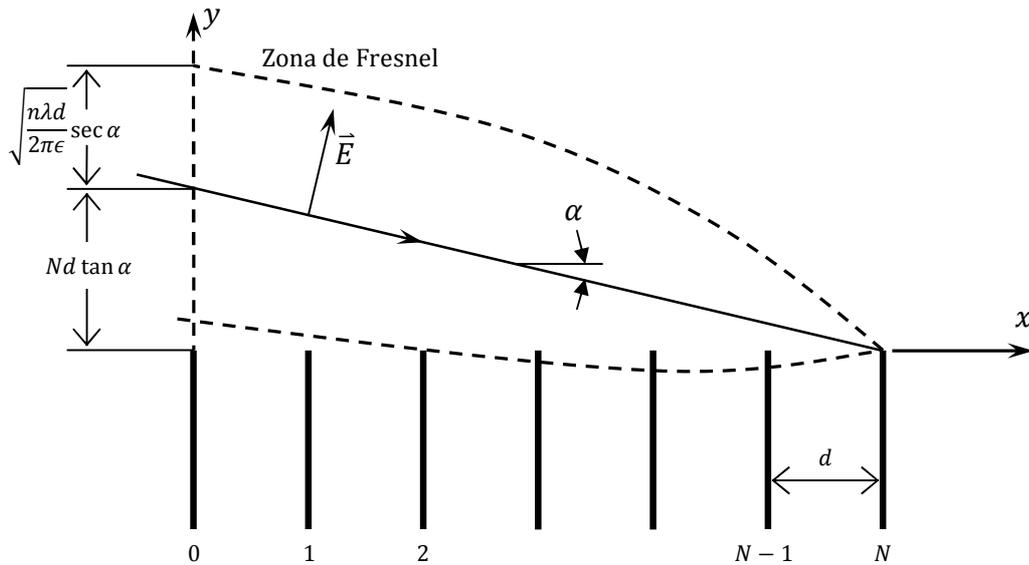


Figura 3.3: Geometría de la difracción de una onda plana por una serie de pantallas.

Estudios de difracción sobre colinas en la mayoría de los casos están limitados a una o dos medias pantallas [3, 15, 16], sin embargo un método de aproximación ha sido sugerido para más de dos pantallas el cual será empleado en este caso [6].

La figura 3.4 representa la serie de medias pantallas paralelas ubicadas en los planos $x = (n - 1)d$ para $n \geq 1$, donde la separación d entre las pantallas se asume grande comparada con la longitud de onda λ . Los puntos de difracción se encuentran ubicados en el plano de $y = 0$, y por conveniencia un eje vertical denotado por y_n es asociado con cada pantalla. El origen $x = 0$ coincide con la primera pantalla de difracción, la línea de corriente de magnetización se encuentra paralela al eje z , ubicada en $x = -d_0$, $y = y_0$, radiando un campo magnético que sólo tiene componente en el eje z . Para una dependencia armónica en el tiempo correspondiente a $\exp(-j\omega t)$, asumiendo que $d_0 \gg \lambda$ y donde $k = 2\pi/\lambda$ es el número de onda, el fasor del campo en el plano $x = 0$ puede ser aproximado por

$$H(y) = \frac{e^{ikr_0}}{\sqrt{kr_0}} \quad (3.17)$$

donde

$$r_0 = \sqrt{d_0^2 + (y - y_0)^2} \quad (3.18)$$

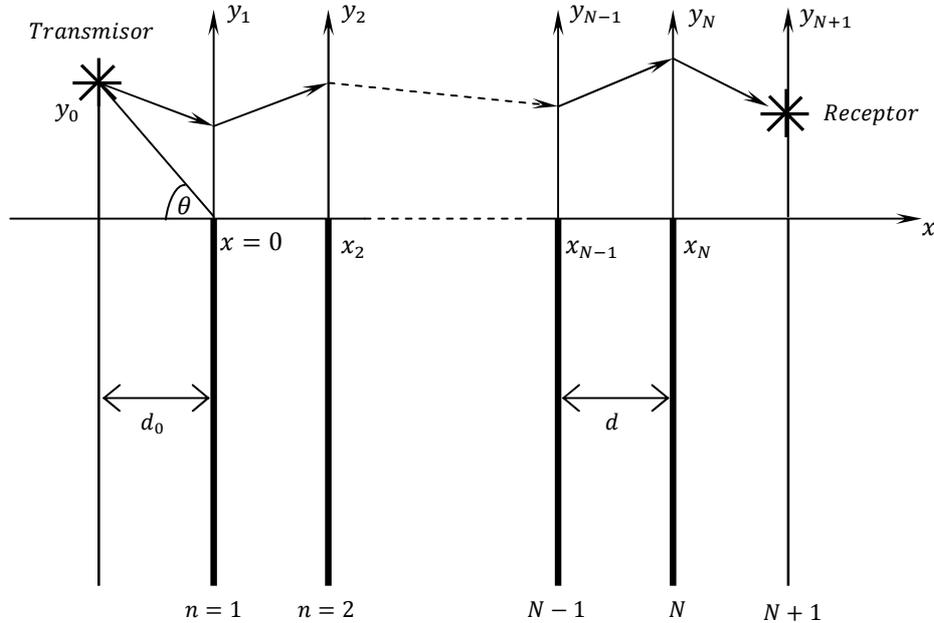


Figura 3.4: Arreglo de pantallas absorbentes utilizando el medio plano $x = x_n, y_n < 0$.

La aproximación que se realizará consiste en asumir que el campo de la ecuación 3.17 incidirá en el plano de la media pantalla $n = 1$. Para obtener el campo incidente en cada una de las pantallas se empleará un método recursivo. El valor del campo incidente en el plano $n + 1$ es hallado en términos del campo incidente en la n -ésima media pantalla, como se puede apreciar en la figura 3.4.

La distribución de corriente magnética en el n -ésimo plano es la misma que la inducida por el campo incidente sobre una superficie conductora perfecta. Esta corriente equivalente está dada por [12]

$$M_z(y_n) = -\frac{2k}{\omega\epsilon} \frac{1}{jk} \frac{\partial H(y_n)}{\partial x} \quad (3.19)$$

La ecuación 3.19 es válida para $y_n \geq 0$, y es cero para $y_n < 0$. Donde $H(y_n)$ es el campo magnético orientado sobre z en el plano de la n -ésima pantalla.

Usando la corriente magnética equivalente, ecuación 3.19, en la apertura del plano x_n , el campo incidente en el plano x_{n+1} puede ser calculado mediante la integración del producto de M_z y la correspondiente función de dos dimensiones de Green [9, 17, 18]

$$H(y_{n+1}) = j\omega\epsilon \int_0^{\infty} M_z(y_n)G(R)dy_n \quad (3.20)$$

donde

$$R = \sqrt{d^2 + (y_{n+1} - y_n)^2} \quad (3.21)$$

La función de espacio libre de Green en dos dimensiones $G(R)$ es proporcional a la función de Hankel de primer tipo [18, 19]. Debido a esto, y dado que $d \gg \lambda$, la función de Hankel puede ser aproximada por su expresión asintótica, entonces

$$G(R) \approx \frac{j}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi k R}} e^{jkR - j\pi/4} \quad (3.22)$$

Así, reemplazando las ecuaciones 3.19 y 3.22 en la ecuación 3.20 se obtiene

$$H(y_{n+1}) = \frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{\lambda}} \int_0^{\infty} \frac{1}{jk} \frac{\partial H(y_n)}{\partial x} \frac{e^{jkR}}{\sqrt{R}} dy_n \quad (3.23)$$

La validez de esta aproximación cuando se trata de difracción con pequeños ángulos de incidencia ha sido discutida en [17].

Para ángulos de incidencia pequeños, la principal contribución a la integral para un valor particular de y_{n+1} proviene por una región limitada de y_n cercano al valor de y_{n+1} . Esto permite realizar una aproximación cuadrática de Fresnel [20]:

$$R \approx d + \frac{(y_{n+1} - y_n)^2}{2d} \quad (3.24)$$

Debido a que la propagación se produce principalmente por el eje x , se puede usar la aproximación

$$\frac{\partial H(y_n)}{\partial x} \approx jkH(y_n) \quad (3.25)$$

Además, la cantidad R en el denominador puede ser aproximada a d debido a que el valor obtenido no difiere en gran medida realizando esto. Así, finalmente se obtiene que:

$$H(y_{n+1}) = \frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{\lambda d}} e^{jkd} \int_0^{\infty} H(y_n) e^{jk(y_{n+1}-y_n)^2/2d} dy_n \quad (3.26)$$

Así, para obtener el campo difractado luego de pasar por una serie de N planos absorbentes se hace uso repetidamente de la ecuación 3.26. Usando lo anterior, el campo en el punto de recepción y_{N+1} en el plano de la pantalla $N + 1$ se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$H(y_{N+1}) = \frac{e^{-jN\pi/4}}{\sqrt{k d_0} (\lambda d)^{N/2}} \exp\{jk(d_0 + Nd)\} \int_0^{\infty} dy_1 \int_0^{\infty} dy_2 \cdots \int_0^{\infty} dy_N \quad (3.27)$$

$$\cdot \exp\left\{jk \left[(y_1 - y_0)^2/2d_0 + \sum_{n=1}^{N-1} (y_{n+1} - y_n)^2/2d + (y_{N+1} - y_N)^2/2d \right]\right\}$$

La ecuación 3.27 para el caso en que $N = 1$ se reduce a la integral de Fresnel. En el caso en que $N = 2$ se obtiene el resultado obtenido por Millington [12].

Para realizar la evaluación de la ecuación 3.27 es necesario asumir que $d_0 = d$ y que $y_{N+1} = 0$. Estas consideraciones en una aplicación para propagación UHF en ciudades no son restrictivas [6].

Definiendo la variable:

$$v_n = \sqrt{-j \frac{k}{2d}} y_n, \quad n = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.28)$$

La ecuación 3.27 correspondiente a una onda cilíndrica se reduce a:

$$H_{N+1} = \frac{e^{jk[(N+1)d + y_0^2/(2d)]}}{\sqrt{k d} (\sqrt{\pi})^N} \int_0^{\infty} dv_1 \int_0^{\infty} dv_2 \cdots \int_0^{\infty} dv_N \cdot \exp\{2\sqrt{-j\pi} g_c v_1\} \quad (3.29)$$

$$\cdot \exp\left\{-2v_1^2 - 2 \sum_{n=2}^N v_n^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} v_n v_{n+1}\right\}$$

donde

$$g_c = \frac{y_0}{\sqrt{\lambda d}} \quad (3.30)$$

Una expresión equivalente puede ser derivada para una onda plana de ángulo de incidencia θ como se señala en la figura 3.4. Reemplazando el campo incidente de una onda cilíndrica por el campo de una onda plana $\exp(-jk y_1 \sin \theta)$ en $x = 0$ el campo incidente en la media pantalla $N + 1$ es:

$$H_{N+1} = \frac{e^{jkNd}}{(\sqrt{\pi})^N} \int_0^\infty dv_1 \int_0^\infty dv_2 \cdots \int_0^\infty dv_N \cdot \exp\{2\sqrt{-j\pi} g_p v_1\} \cdot \exp\left\{-v_1^2 - 2 \sum_{n=2}^N v_n^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} v_n v_{n+1}\right\} \quad (3.31)$$

donde

$$g_p = \sqrt{\frac{\lambda}{d}} \sin \theta \quad (3.32)$$

Ahora se realizan expansiones de Taylor para la expresión $\exp\{2\sqrt{-j\pi} g_c v_1\}$ en la ecuación 3.29 y para la expresión $\exp\{2\sqrt{-j\pi} g_p v_1\}$ en la ecuación 3.31 en torno a $v_1 = 0$. Con estas expansiones, se obtiene para una onda incidente cilíndrica

$$H_{N+1} = \frac{e^{jk[(N+1)d + y_0^2/(2d)]}}{\sqrt{kd}} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{[2\sqrt{-j\pi} g_c]^q}{q!} I_{N,q}(2) \quad (3.33)$$

Mientras que para una onda incidente plana

$$H_{N+1} = e^{jkNd} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{[2\sqrt{-j\pi} g_p]^q}{q!} I_{N,q}(1) \quad (3.34)$$

Donde

$$I_{N,q}(\alpha) = \frac{1}{(\sqrt{\pi})^N} \int_0^\infty dv_1 \int_0^\infty dv_2 \cdots \int_0^\infty dv_N \cdot v_1^q \cdot \exp\left\{-\alpha v_1^2 - 2 \sum_{n=2}^N v_n^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} v_n v_{n+1}\right\}, N = 1, 2, 3, \dots, q = 0, 1, 2, \dots \quad (3.35)$$

La evaluación de esta integral múltiple es un problema que fue estudiado por Boersma [13], quien evaluó explícitamente $I_{N,q}(1)$ y $I_{N,q}(2)$ para $q = 0, 1$ y entregó una recursión para $q \geq 1$. Para $\alpha = 1$ el encontró que

$$I_{N,0}(1) = \frac{(1/2)_N}{N!} \quad (3.36)$$

$$I_{N,1}(1) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{(1/2)_n}{n! (N-n)^{1/2}} \quad (3.37)$$

Donde $(a)_n$ corresponde al símbolo de Pochhammer definido como

$$(a)_0 = 1, \quad (a)_n = a(a+1) \cdots (a+n-1), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.38)$$

Para el caso de $\alpha = 2$, se obtiene

$$I_{N,0}(2) = \frac{1}{(N+1)^{3/2}} \quad (3.39)$$

$$I_{N,1}(2) = \frac{1}{4\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^N \frac{1}{n^{3/2} (N+1-n)^{3/2}} \quad (3.40)$$

Además esta función satisface la relación recursiva

$$I_{N,q}(\alpha) = \frac{N(q-1)}{2(N+1)^{\alpha-1}} I_{N,q-2}(\alpha) + \frac{1}{2\sqrt{\pi}(N+1)^{\alpha-1}} \sum_{n=\alpha-1}^{N-1} \frac{I_{N,q-1}(\alpha)}{(N-n)^{1/2}} \quad (3.41)$$

Así, evaluando la integral de la ecuación 3.35 se obtiene que las pérdidas en dB producidas por el paso de los edificios están dadas por

$$L_{md} = -10 \log Q_N^2 \quad (3.42)$$

Donde el valor de Q_N se encuentra a partir de las funciones de Boersma y corresponde al módulo del campo magnético percibido luego del paso por las N pantallas.

A continuación serán provistas las soluciones para el valor de Q_N en que la antena se encuentra por sobre el alto promedio de los techos, cercano al promedio del alto de los techos y bajo el promedio del alto de los techos.

3.3.1.1. Caso 1: antena por sobre el nivel promedio de los techos

En este caso la evaluación de la integral entrega que:

$$Q_N = 2,35 \left(\frac{g_c}{N} \right)^{0,9} \approx 2,35 \left(\frac{H}{R_k} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{0,9} \quad (3.43)$$

En esta última expresión se ha realizado la aproximación que $R_k = Nd$. A partir de la ecuación 3.43 en conjunto con las ecuaciones 3.10, 3.15 y 3.42 se obtiene que las pérdidas totales en el trayecto son

$$L = -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi R_k} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] - 10 \log \left[(2,35)^2 \left(\frac{H}{R_k} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{1,8} \right] \quad (3.44)$$

3.3.1.2. Caso 2: antena en el nivel promedio de los techos

En este caso debido a que $H = 0$, la mayor parte de los términos que involucra la ecuación 3.33 pasan a ser nulos, por tanto la evaluación de la integral se simplifica y su resultado es:

$$Q_N = \frac{1}{N} \approx \frac{d}{R_k} \quad (3.45)$$

Empleando las ecuaciones 3.10, 3.15 y 3.42 con el último valor encontrado dado por la ecuación 3.45, se obtiene que las pérdidas de la trayectoria son

$$L = -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi R_k} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\left(\frac{d}{R_k} \right)^2 \right] \quad (3.46)$$

En este caso ha sido modificado el término correspondiente a las pérdidas de espacio libre en un factor de 2. Este factor multiplica la expresión debido a que la estación base se encuentra dentro del clúster de edificios donde se toma en cuenta la dispersión local debida a obstáculos rodeando la antena transmisora lo cual permite que la señal sea reforzada [3].

3.3.1.3. Caso 3: antena por debajo del nivel promedio de los techos

En este caso se hace presente el efecto de la onda que debe subir desde la antena transmisora hasta el primer techo. La forma en que se considera esta primera difracción, adicional a los dos casos anteriores, es multiplicando el campo magnético inicial por el factor asociado a las ecuaciones 3.13 y 3.14:

$$Q_N = \left[\frac{d}{2\pi(R_k - d)} \right] \sqrt{\frac{\lambda}{\sqrt{H^2 + d^2}}} \left(\frac{1}{\phi} - \frac{1}{2\pi - \phi} \right) \quad (3.47)$$

Donde

$$\phi = -\tan^{-1}(H/d) \quad (3.48)$$

A través de las ecuaciones 3.10, 3.15 y 3.42 con el último valor encontrado dado por la ecuación 3.47, y considerando nuevamente el factor de 2 producido por la dispersión local al encontrarse la antena inmersa en la celda¹⁶, se obtiene que las pérdidas de la trayectoria son

$$L = -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{2\sqrt{2}R_k} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] \quad (3.49) \\ - 10 \log \left[\left[\frac{d}{2\pi(R_k - d)} \right]^2 \frac{\lambda}{\sqrt{H^2 + d^2}} \left(\frac{1}{\phi} - \frac{1}{2\pi - \phi} \right)^2 \right]$$

¹⁶ Esto fue detallado en la explicación del caso 2.

3.4. Building Penetration

La propagación de ondas RF ha sido hasta ahora analizada en un ambiente abierto, el cual ha sido caracterizado mediante el modelo detallado en la sección 3.2. La necesidad de analizar el recorrido completo de una onda electromagnética, es decir tanto el ambiente *outdoor* como *indoor*, hace necesario estudiar de manera aparte esta transición.

Diversos estudios han sido realizados en este ámbito [21, 22, 23, 24, 25, 26], los cuales indican que la penetración de las ondas en edificios está principalmente influenciada por los siguientes factores:

- Frecuencia en la cual se realiza la transmisión.
- Material de construcción externa del edificio.
- Altura en que la señal penetra la estructura.

A partir de los factores anteriormente nombrados se desea introducir un modelo que refleje estas variables. Una manera de caracterizar la penetración de edificios [21- 25] consiste en asignar un valor de pérdida de penetración inicial a nivel de calle en dB , la cual es disminuida a través de un factor de $[dB/Piso]$ a medida que se aumenta el número de pisos en que se encuentra el receptor. Además, el factor de $[dB/Piso]$ de incremento de potencia depende de la altura, debido a que se ha observado que en la medida que se aumentan los pisos se produce una menor diferencia entre las pérdidas de recepción. El factor que asocia la pérdida que se produce en cada piso será separado por grupos de niveles los cual representa de manera matemática lo sugerido en las mediciones realizadas en [21-25].

A partir de las consideraciones previas, es propuesta una forma general que representa dichos efectos los cuales se ven reflejados a partir de la siguiente expresión:

$$L_{bp} = BP - f(h_m) \times \left[\frac{h_m}{h_f} \right] [dB] \quad (3.50)$$

donde,

BP : corresponde a las pérdidas de penetración producidas a nivel de calle (altura 0).

$f(h_m)$: factor de incremento de potencia debido al aumento de piso en el edificio.

h_m : altura de la antena receptora sobre el nivel de calle.

h_f : altura de cada uno de los pisos del edificio.

La ecuación 3.50 refleja las pérdidas base a partir del factor BP : y luego asigna una disminución de éstas en la medida que se aumenta de piso, lo cual intenta englobar lo que entrega como modelos la literatura [21-25].

Los parámetros empleados en la ecuación 3.50 serán determinados de manera experimental y a su vez serán comparados con los datos entregados por la bibliografía [21-25], de manera de correlacionar estos valores.

3.5. Modelo de propagación en espacio indoor

El canal de radio *indoor* difiere al canal tradicional móvil de radio en dos aspectos fundamentales:

- Las distancias de cobertura son mucho menores.
- La variabilidad de los ambientes es mucho mayor para pequeños intervalos de distancias de separación entre Transmisor-Receptor.

La comparación entre las distancias de separación entre el ambiente *outdoor* y el ambiente *indoor* pueden ser observadas a partir de la figura 3.2. En esta figura se puede apreciar que en términos generales el mayor tramo recorrido por las ondas RF corresponde al ambiente *outdoor*.

La variabilidad de los ambientes *indoor* puede ser apreciada en la figura 3.5. En la ilustración de la izquierda la señal no enfrenta obstáculos, mientras que en la de la derecha al cerrarse la puerta se agrega un obstáculo adicional a la señal.

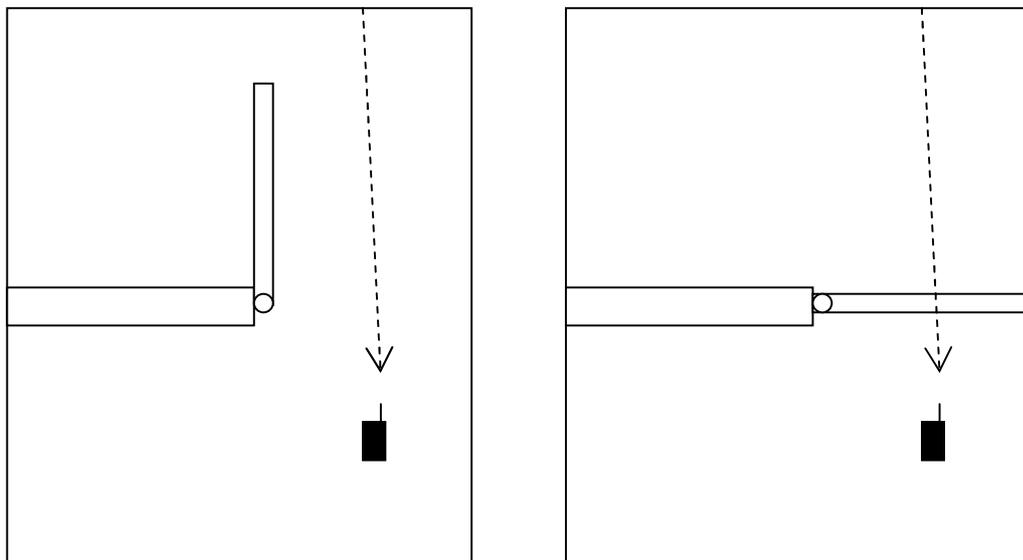


Figura 3.5: Variabilidad del entorno para un ambiente indoor.

Se ha observado que la propagación dentro de edificios es fuertemente influenciada por situaciones específicas tales como el *layout* del edificio, los materiales de construcción y el tipo de edificio [1, 2, 21, 27].

La propagación de radio *indoor* es dominada por los mismos mecanismos que en el ambiente *outdoor*: reflexión, difracción y *scattering*. Sin embargo, las condiciones son mucho más variables, lo cual se puede apreciar en la figura 3.5.

A continuación se mostrará un modelo de propagación *indoor*, el cual tomará en consideración las variables predominantes dentro de un ambiente *indoor*.

3.5.1. Modelo de factor de atenuación de divisiones simples y paredes de concreto

Este modelo considera que las pérdidas que se producen en el espacio *indoor* se pueden atribuir principalmente a tres efectos [27]:

- Pérdidas de espacio libre.
- Pérdidas producidas debido a las divisiones removibles dentro del piso del edificio.
- Pérdidas producidas debido a las paredes de concreto dentro del piso del edificio.

En la siguiente figura se puede observar como estos distintos tipos de divisiones pueden afectar a una señal propagándose en espacio *indoor*.

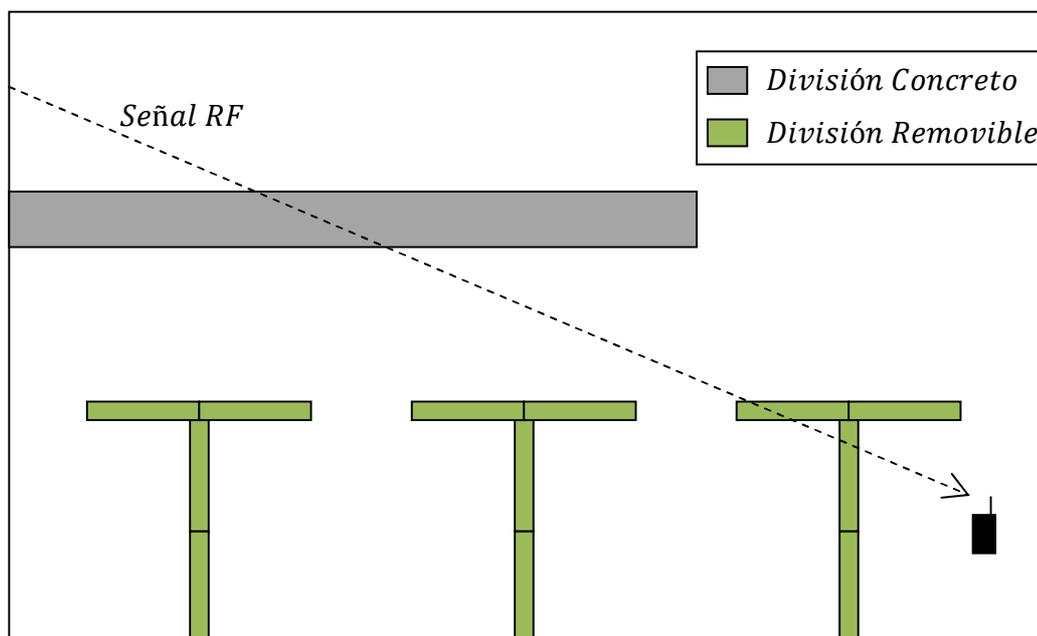


Figura 3.6: Onda RF en propagación indoor enfrentando divisiones de concreto (1) y divisiones removibles (2).

Es considerado además que el transmisor y receptor se encuentran situados dentro del mismo piso. Además, las divisiones y paredes consideradas dentro del análisis deben

corresponder al número existente entre un rayo trazado entre transmisor y receptor, y no así la totalidad de particiones que existen dentro de la totalidad del espacio.

Finalmente el modelo que describe las pérdidas de trayectorias L corresponde a [27]:

$$L = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 + p \times AF_{ds}[dB] + q \times AF_{pc}[dB] \quad (3.51)$$

donde,

d : distancia entre transmisor y receptor.

p : número de divisiones removibles entre transmisor y receptor.

AF_{ds} : factor de atenuación producido por cada una de las divisiones removibles.

q : número de paredes de concreto entre transmisor y receptor.

AF_{pc} : factor de atenuación producido por cada una de las paredes de concreto.

3.6. Modelo de propagación propuesto

En las secciones anteriores han sido estudiados distintos modelos de propagación para los ambientes *outdoor*, *building penetration* y ambiente *indoor*. La finalidad del estudio precedente radica en considerar los factores fundamentales que permitirán analizar las perturbaciones que recibirá una señal al propagarse por los tres ambientes señalados de manera íntegra, considerando además la diversidad que ellos presentan, con el fin de obtener las pérdidas de la trayectoria en este escenario.

Un esquema básico de lo que el modelo propuesto pretende entregar se muestra en la figura 3.7. En ella puede ser apreciada la propagación de una onda RF a partir de una antena la cual se encuentra en el espacio *outdoor*, para luego penetrar al edificio del receptor y finalmente atravesar el ambiente *indoor* con el objetivo de alcanzar al terminal móvil.

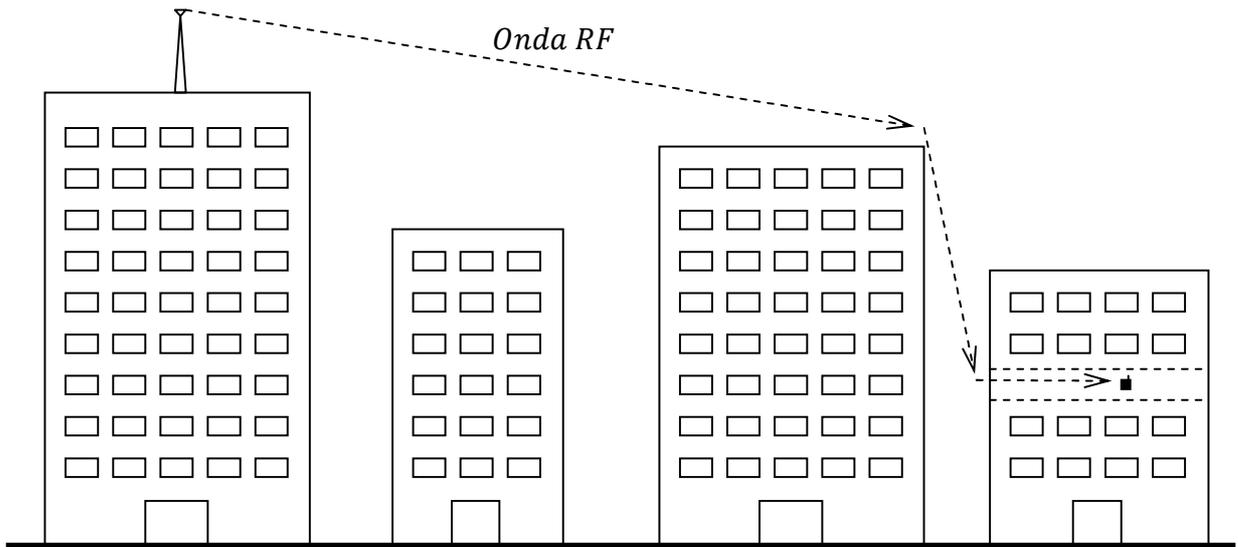


Figura 3.7: Onda RF atravesando el ambiente outdoor, realizando building penetration y luego desplazándose por el ambiente indoor para alcanzar el terminal móvil.

En la figura anterior, pese a la simpleza del esquema, se ha introducido la primera consideración que será llevada a cabo en el modelo. Esta reside en que la componente de ondas que será considerada en la penetración corresponde a la señal que penetra dentro del mismo piso en que se encuentra el equipo móvil que recibirá la señal. Es decir, son despreciadas las contribuciones que se pueden obtener de los pisos contiguos. Esto se muestra en la siguiente figura, donde la trayectoria 1 es la que será considerada y los recorridos 2 y 3 serán despreciados.

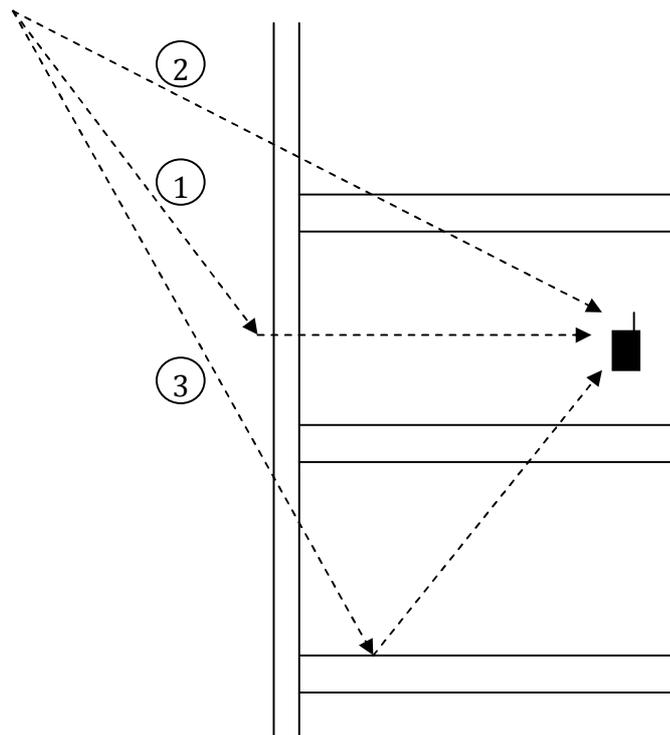


Figura 3.8: Onda RF ingresando a un edificio con 3 trayectorias: 1 mismo piso, 2 piso superior y 3 piso inferior.

Esta consideración se basa principalmente en el desarrollo de los modelos de propagación entre piso [2, 27]. En ellos se considera que las pérdidas base producidas por el traspaso de piso, sin siquiera considerar la distancia recorrida por la onda, alcanzan valores mínimos de 60 [dB]. Es así como la potencia que entregará una onda que no llega directamente al piso de análisis, es decir, que no realiza la penetración de estructura en el nivel en cuestión resulta despreciable, por lo cual la omisión de las trayectorias adyacentes es aceptable.

Otro detalle a considerar corresponde a la variación de la señal recibida con respecto al valor medio. Los modelos detallados en las secciones anteriores entregan un valor de pérdida medio, es decir, las pérdidas de trayectoria halladas por dichos modelos entregan un valor que considera una situación estática del medio. Como es de esperar, en intervalos pequeños de tiempo, la trayectoria sufrirá interferencias las cuales no pueden ser estimadas a partir de un modelo estático. Es por esto que en la práctica esta variación es asociada a una variable aleatoria del tipo Log-Normal¹⁷ (distribución normal de media cero del logaritmo de la variable aleatoria). Es así como en cada uno de los ambientes fundamentales de propagación del modelo, los cuales corresponden al ambiente *outdoor* e *indoor*, será realizado un tratamiento estadístico con el fin de asociar una variación respecto al valor medio y así obtener la desviación estándar σ

¹⁷ La Distribución Log-Normal será tratada en anexos.

respectiva, con lo cual queda caracterizada la variable aleatoria. Para obtener dicho valor será necesario realizar mediciones para el caso *outdoor* e *indoor* de manera separada. Esto es debido a que las mediciones conjuntas no permitirían ver errores que posteriormente pueden ser considerados para una validación (corrección de parámetros) y no simplemente atribuidos a una varianza. Cuando se haya realizado este tratamiento previo, será efectuada la unión de estas variables aleatorias con el fin de analizar el modelo como un todo.

Los estudios realizados en modelos de propagación se caracterizan principalmente en que los modelos *outdoor* provienen de investigaciones previas a las realizadas a *building penetration*, y éstas a su vez preceden a los modelos *indoor*. El no existir un estudio previo que realice la unión de estos modelos radica principalmente en la diferencia que presenta cada uno de los entornos, en donde el escenario *indoor* es el que presenta la mayor dificultad de ser caracterizado. Sin embargo, lo anterior no impide el análisis en conjunto de dichos escenarios, pero si se disminuye el grado de exactitud de los resultados debido a que un análisis más exhaustivo, sobre todo en el espacio *indoor*, haría presente la necesidad de un modelo más complejo lo cual dificultaría su aplicación posterior.

Para una caracterización correcta del espacio, el modelo contará con dos variables que reflejan el radio de cobertura *outdoor* e *indoor*, R_k y d_{in} respectivamente, las cuales se muestran en la siguiente figura.

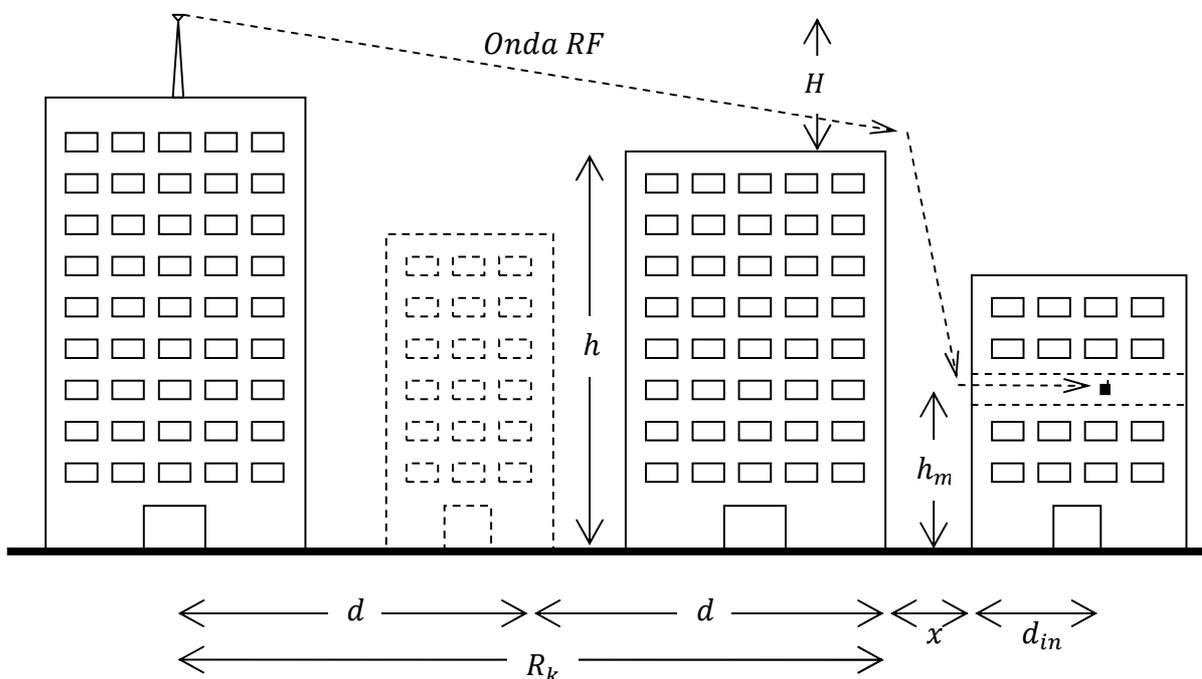


Figura 3.9: Parámetros del modelo propuesto.

Podemos ver en la figura anterior que el segundo edificio de izquierda a derecha ha sido realizado con líneas entrecortadas. Esto se debe a que como se encuentra entre edificios de mayor envergadura no ha sido considerado en los efectos de la difracción pasando por él (modelo *outdoor*). A su vez la distancia d entre edificios ha sido calculada como la distancia entre la antena transmisora y el borde del último edificio previo al terminal, lo cual corresponde a R_k , dividido por el número de edificios involucrado, los cuales consideran al que contiene la antena transmisora y el último previo a la antena del receptor. Esto se hace con el fin de considerar una cantidad adecuada de edificios, es decir, los que efectivamente se encuentran involucrados en la propagación por sobre los techos. La longitud x refleja la distancia outdoor restante entre el último edificio que realiza difracción y el terminal móvil.

Las alturas h_m , h y H representan la altura del equipo móvil, la altura promedio de los edificios y la altura de la antena respecto a la altura promedio de los edificios respectivamente.

Además, el valor d_{in} corresponde a la distancia indoor que debe recorrer la onda RF desde que realiza la penetración de edificio hasta que llega al equipo móvil.

Finalmente las pérdidas de trayectoria otorgadas por el modelo propuesto corresponderán a una función del tipo:

$$L_{pt} = L_{pt}(R_k, d_{in}) \quad (3.52)$$

Donde las variables citadas se señalan en la figura 3.9.

Al igual que el modelo *outdoor* propuesto, este modelo tendrá también los 3 casos dependiendo de la altura en que se ubica la antena transmisora (sobre nivel, al mismo nivel y bajo el nivel de los edificios). Los aportes fundamentales provendrán de las pérdidas de espacio (*outdoor* e *indoor*), la difracción por el paso sucesivo de los edificios, el descenso de la señal desde el techo hasta la altura del receptor, la penetración de edificios y la propagación a través de obstáculos *indoor*.

Es así como las ecuaciones que engloban el modelo son:

$$L_{sp}(R_k, d_{in}) = -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi(R_k/s + d_{in}^n)} \right)^2 \right] \quad (3.53)$$

La ecuación anterior representa las pérdidas de espacio L_{sp} que se producen cuando la señal recorre una distancia R_k en ambiente outdoor y una distancia d_{in} en ambiente indoor. El factor s corresponde a:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } H > 0 \\ \sqrt{2} & \text{si } H \leq 0 \end{cases} \quad (3.54)$$

Esto último corresponde al factor asociado al reforzamiento de la señal transmitida debido a la dispersión local producida debido a que la antena se encuentra inmersa en el clúster en que es originada (sección 3.3.1.2).

A su vez el exponente n de la distancia d_{in} toma en cuenta el hecho de que la señal es propagada por un ambiente *indoor* y por lo tanto se considera como propagación en espacio generalizado (ecuación 2.9). Este exponente puede ser determinado a través de regresión lineal de mediciones en ambiente puramente *indoor*, gracias a que al encontrarse dentro de un logaritmo puede ser expresado como un elemento multiplicando el término anterior (es posible si $R_k = 0$).

No ha sido considerada la distancia x ya que esta se encuentra incluida en el término de propagación desde el último edificio hasta el punto de traspaso al ambiente indoor.

Las pérdidas por el paso a través de los edificios se encuentran dadas por el término:

$$L_{md} = -10 \log Q_N^2 \quad (3.55)$$

Donde Q_N tiene el valor de:

$$Q_N = \begin{cases} 2,35 \left(\frac{H}{R_k} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{0,9} & \text{si } H > 0 \\ \frac{d}{R_k} & \text{si } H = 0 \\ \left[\frac{d}{2\pi(R_k - d)} \right] \sqrt{\frac{\lambda}{\sqrt{H^2 + d^2}}} \left(\frac{1}{\phi} - \frac{1}{2\pi - \phi} \right) & \text{si } H < 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

Donde λ es la longitud de onda y $\phi = -\tan^{-1}(H/d)$.

Las pérdidas asociadas a la difracción desde el último techo de edificio hasta la altura que tiene el receptor (donde se comienza la transmisión *indoor*) se encuentran dadas por:

$$L_{rti} = -10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] \quad (3.57)$$

donde $r = \sqrt{x^2 + (h - h_m)^2}$. En esta última expresión son contenidos los términos de propagación en espacio libre de la señal y la pérdida producida por la difracción en el último techo.

La pérdida adicionada por la penetración de edificios está reflejada por la siguiente expresión:

$$L_{pe} = cte [dB] \quad (3.58)$$

La modificación en el modelo de *building penetration* que ha sufrido la ecuación 3.58 respecto del original dado por la ecuación 3.50 radica en que en el caso previamente estudiado (sección 3.4), las pérdidas de penetración varían según la altura debido a que las mediciones han sido realizadas con una antena fija ubicada en el ambiente *outdoor* y luego se mide la señal *indoor*, lo cual influye en que varíe la recepción según la altura en que es medida [21-25]. La disminución de potencia entregada por un muro que separa *outdoor* de *indoor* corresponde a un valor constante, mientras que el ascenso en los niveles y su consiguiente aumento en el nivel de recepción de señal se encuentra ya incluido en el término que se refleja en la ecuación 3.57, por lo cual no corresponde en este modelo global incluir dichas ganancias por nivel.

Finalmente el paso por las divisiones de concreto y removibles de la señal en el ambiente *indoor* se encuentra reflejado por la siguiente expresión:

$$L_{in}(d_{in}) = d_{in} \times (AF_{ds}(d_{in}) + AF_{pc}(d_{in})) \quad (3.59)$$

Las pérdidas *indoor* corresponden a las introducidas por la ecuación 3.51 sólo debido a las particiones sin considerar el desplazamiento de la señal por el espacio, el cual ya está considerado en la ecuación 3.53 con el término d_{in} . En este caso se ha introducido una dependencia de la distancia de los factores de atenuación $AF(d_{in})$, con el fin de disminuir la subordinación existente al conocimiento del *layout* del espacio a analizar y de esta forma obtener un valor promedio, que pese a ser menos representativo, es más fácil de manejar con el fin de realizar las simulaciones. El valor $AF(d_{in})$ estará medido de manera de considerar una atenuación promedio dentro de los espacios en que serán realizadas las mediciones de validación, por lo cual la asociación encontrada tendrá validez dentro del espacio de interés de prueba y no así dentro de un ambiente *indoor* generalizado.

A partir de las ecuaciones 3.52 a 3.59 se obtiene que el modelo propuesto corresponde a:

$$L_{pt}(R_k, d_{in}) = L_{sp}(R_k, d_{in}) + L_{md} + L_{rti} + L_{pe} + L_{in}(d_{in}) \quad (3.60)$$

Debemos considerar que en la ecuación anterior dos casos particulares en los cuales sólo se tiene una propagación en el espacio *outdoor* o *indoor*. La representación de cada una de estas situaciones son:

$$L_{pt}(R_k, 0) = L_{sp}(R_k, 0) + L_{md} + L_{rti} \quad (3.61)$$

$$L_{pt}(0, d_{in}) = L_{sp}(0, d_{in}) + L_{in}(d_{in}) \quad (3.62)$$

En la siguiente sección el modelo presentado en la ecuación 3.60 será validado de manera de ver el intervalo de aplicabilidad que posee. Con el fin de encontrar los parámetros particulares de cada modelo en conjunto con la variación respecto al valor medio determinado, serán realizados los estudios en un ambiente puramente *outdoor* (ecuación 3.61) y un ambiente completamente *indoor* (ecuación 3.62), para finalmente comprobar los valores entregados por el modelo de la ecuación 3.60.

Capítulo 4:

Estudio Experimental de Propagación en UMTS

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados de las mediciones experimentales, el cual tiene como objetivo entregar un cuadro cualitativo y cuantitativo de la propagación de ondas electromagnéticas por diversos ambientes.

En primer lugar serán realizadas ciertas definiciones que permitirán la comprensión de la capacidad efectiva del link entre transmisor y receptor. En este sentido serán explicitadas pérdidas adicionales a las de trayectoria con el fin de caracterizar la disponibilidad de potencia efectiva que se puede tener en una comunicación. A continuación serán detalladas las principales variables a considerar en la medición, en conjunto con la forma en que éstas serán realizadas. Posteriormente se observarán los resultados experimentales en comparación con las predicciones realizadas por cada uno de los modelos. A partir de los resultados que entreguen las mediciones de cada modelo por separado, serán considerados estos parámetros con el fin de caracterizar los valores finales del modelo conjunto y así obtener un análisis adecuado del comportamiento de éste.

4.2. Determinación de Link Budget

El modelo propuesto en la sección 3.6 entrega el valor de pérdidas de trayectoria entre el transmisor y receptor. Sin embargo, deben ser considerados ciertos parámetros para conocer con exactitud qué cantidad de pérdidas son permitidas dentro de una comunicación efectiva. A continuación son definidos estos parámetros que influyen en el *link budget* de WCDMA.

Pérdidas de cuerpo (*body loss*): las pérdidas de cuerpo son tomadas en cuenta cuando el terminal se encuentra cercano a la cabeza del usuario. Es así como valores típicos para este tipo de pérdida son de 3 dB cuando el terminal se encuentra en modo conversacional y de 0 dB cuando el equipo móvil se encuentra en modalidad de datos, ya que en este último caso el equipo permanece en la mano del usuario.

Energía por bit sobre densidad espectral de ruido (E_b/N_0): la densidad de energía de bit requerida por sobre la densidad de nivel de interferencia, luego de la decodificación de la señal a través del código de pseudo ruido (*despreading*) es llamada E_b/N_0 [28], donde E_b es la densidad de energía por bit de usuario y N_0 es la interferencia y densidad de potencia de ruido. Para servicio conversacional E_b/N_0 se encuentra típicamente en el orden de los 5 dB.

Cifra de ruido (*noise figure NF*): el rendimiento del receptor de RF se caracteriza a través de la cifra de ruido de RF, lo que representa la pérdida de la potencia de la señal en el receptor de RF en sus partes. El cálculo de la cifra de ruido de RF puede ser realizado cuando el desempeño de la banda base E_b/N_0 es conocida:

$$NF = \text{Sensibilidad de Referencia} - (-174\text{dBm} + 10 \log 12,2 \cdot 10^3 + E_b/N_0) \quad (4.1)$$

Donde el nivel requerido de sensibilidad de referencia para comunicaciones de voz a 12,2 kbps para una estación base es de -121dBm y para una estación móvil es de -117dBm . El valor -174dBm corresponde a la densidad de ruido térmico a temperatura ambiente. Considerando que valores típicos para E_b/N_0 son 5 dB para una estación base y 7,4 dB para un equipo móvil y además que la sensibilidad de -121dBm de la estación base no considera la diversidad de la antena, la cual entrega una ganancia de 2,5 dB [28] que se adiciona al valor de E_b/N_0 . Es así como valores típicos de cifra de ruido son de 4,5 dB para una estación base y de 8,7 dB para un equipo móvil en servicio conversacional.

Margen de interferencia (*interference margin*): el margen de interferencia es necesario en el *link budget* debido a que la carga de la celda, dada por el factor de carga, afecta la cobertura. Mientras más cargado se encuentra el sistema, más grande es el margen de interferencia en el *uplink* y más pequeña es el área de cobertura. Para casos de cobertura limitada un margen pequeño de interferencia es sugerido, mientras que en casos de capacidad limitada un gran margen de interferencia debería ser usado. En los casos de cobertura limitada, el tamaño de la celda es limitado por las máximas pérdidas de trayectoria permitidas y la capacidad máxima de la interfaz aérea del sitio de la estación base no es usada. Valores típicos para el margen de interferencia en los casos de cobertura limitada son 1,0 – 3,0 dB, correspondientes al 20 – 50% de carga.

Margen de desvanecimiento rápido (*fast fading margin*): para una cierta posición de desfase de tiempo usualmente existen muchos caminos similares en distancia sobre los cuales la señal de radio viaja. Por ejemplo, trayectorias con una diferencia de distancia de media longitud de onda (a 2 GHz son aproximadamente 7 cm) llegan virtualmente al mismo instante cuando son comparadas con la duración de un único chip, la cual es 78 m a 3,84 Mcps. Como resultado la cancelación de señal o *fast fading*, toma lugar cuando el receptor se mueve sobre distancias pequeñas. Cierta espacio es necesario

en la potencia de transmisión en la estación móvil para mantener un lazo cerrado en el control rápido de potencia. Esto se aplica para movimientos lentos (de manera pedestre) cuando el control rápido de potencia está habilitado para compensar efectivamente el desvanecimiento rápido. Valores típicos para el margen de desvanecimiento rápido son 2,0 – 5,0 *dB* para móviles con desplazamiento lento.

Ganancia de soft handover (*soft handover gain*): *handovers*, *soft* o *hard*, entregan una ganancia en oposición del desvanecimiento lento (lognormal *fading*) debido a que reducen el margen requerido de log-normal fading. Esto es debido a que el desvanecimiento lento no está correlacionado entre las estaciones base y debido a que al hacer *handover* el móvil puede seleccionar la mejor estación base. *Soft handover* entrega una ganancia adicional por macro diversidad en comparación al desvanecimiento rápido al reducir el E_b/N_0 relativo a un único link de radio, debido al efecto de combinación de macro diversidad. La ganancia total de *soft handover* se asume que se encuentra entre los 2,0 y 3,0 *dB*, incluyendo la ganancia comparada con el desvanecimiento lento y rápido.

En anexos se muestran ejemplos de diversos cálculos de *link budget* en los modos de operación del teléfono móvil (conversacional y transacción de datos).

4.3. Trabajo Experimental

El trabajo que será presentado a continuación tiene por finalidad obtener el valor medio de la señal recibida. El estudio será realizado en ambientes diversos, entre los cuales se involucra un espacio *outdoor*, *indoor* y una mezcla de ambos.

A continuación son presentados los antecedentes experimentales. Posteriormente serán detallados los ambientes dentro de los cuales son realizadas las mediciones y el resultado obtenido a partir de las mediciones.

4.4.1. Características de la medición

El equipo encargado de recibir las ondas RF y de realizar las mediciones corresponde a un equipo Nokia N95 el cual se encuentra adaptado de manera de poder emplear un programa llamado *Temps Pocket* [31], esta aplicación permite obtener los parámetros de interés. TEMS Pocket es una herramienta avanzada de diagnóstico para una red celular desarrollada dentro de un teléfono Nokia o Sony Ericsson. *TEMS Pocket* es adecuado para una verificación diaria, mantención y solución de problemas para redes celulares y además es simple su uso para muchos de los problemas de planificación.

Este programa en conjunto con el equipo de prueba, permitirá obtener los siguientes parámetros de interés (entre otros valores):

Potencia por código de señal recibida (*Received Signal Code Power RSCP*): corresponde a la potencia recibida para un código luego de haber sido decodificada la señal a través del código PN, definida sobre los símbolos pilotos.

Indicador de potencia de señal recibida (*Received Signal Strength Indicator RSSI*): el cual es la potencia recibida en la banda ancha dentro del ancho de banda del canal.

E_c/N_0 : es la razón de la energía recibida por código de señal dividida por la energía total de ruido recibida en el ancho de banda del canal, lo cual es definido como $RSCP/RSSI$.

Pérdidas de trayectoria (*path loss*): representa el valor en dB de las pérdidas que se producen dentro de la trayectoria de propagación.

A su vez, debido a que la tecnología de tercera generación no tiene limitado el número de usuarios dentro de cada celda, a diferencia de su predecesora GSM, será necesario emplear una interfaz adecuada de comunicación con el fin de que la recepción no sea afectada por los usuarios presentes en la zona. Así es empleado el canal piloto común (*Common Pilot Channel CPICH*) que corresponde a un canal de código sin modulación, el cual es esparcido en espectro (*scrambled*) con el primer código de esparcimiento asociado a la celda. La función del CPICH es ayudar la estimación del canal en el terminal para el canal dedicado y proveer la referencia de estimación de canal para los canales comunes cuando ellos no están asociados a los canales dedicados o no se encuentran involucrados en las técnicas adaptativas de antenas.

Este canal no se ve degenerado por la presencia de usuarios debido a que los requerimientos que presenta son mínimos para su funcionamiento. La emisión de este canal por parte de las estaciones base es realizada con una potencia de 33 [dBm].

4.4.2. Mediciones en espacio outdoor

Las mediciones de espacio *outdoor* son realizadas con el fin de observar el comportamiento de la señal recibida para el modelo presentado en la sección 3.3. Para ello serán empleados dos sitios pertenecientes a la red de tercera generación de Entel PCS.

Las características de las antenas transmisoras [32, 33] ubicadas en los sitios empleados para la medición se detallan en la siguiente tabla:

Dirección	Alt.	Marca	Modelo	Códigos Scr.	Azimuth	Máx. Long.
Vitacura N°2808	48 [m]	Andrew	932QDG65T4EM	57-65-73	20-140-240	1295 [mm]
San Crescente N°19	39 [m]	Kathrein	742215	250-258-266	70-260-350	1302 [mm]

Tabla 4.1: Descripción antenas transmisoras para mediciones outdoor.

Podemos observar a partir de la tabla anterior que la máxima longitud de cada antena es aproximadamente 130 [cm], por lo que la zona de Fraunhofer para estas antenas transmisoras según la ecuación 2.5 está dada por:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (1,3)^2}{0,158} = 21,4 [m] \quad (4.2)$$

De esta forma para que cobre validez el modelo en el caso *outdoor*, las mediciones deberán ser realizadas a una distancia superior a los 21,4 [m]. Es así que para llevar a cabo esto serán consideradas distancias mínimas de 30 [m].

A su vez, cada una de estas antenas entrega 3 sitios debido a la orientación que ellos poseen en conjunto con su respectivo código *scrambling*. Es así que para la antena ubicada en Vitacura, la orientación de los sitios es 20°, 140° y 240°, y los códigos scrambling son 57, 65 y 73 respectivamente. En el caso de la antena ubicada en San Crescente la orientación de los sitios es 70°, 260° y 350°, y los códigos scrambling son 250, 258 y 266 respectivamente. La importancia de saber la orientación de las antenas radica principalmente en conocer de manera adecuada hacia dónde se está emitiendo la onda electromagnética debido a que no son antenas isotrópicas. El código *scrambling* entrega la información de cuál es el sitio dentro de la celda con el que se está realizando el link de la comunicación.

El modelo desarrollado, está basado en mediciones sobre antenas isotrópicas, por lo cual no son incluidas las ganancias, en los resultados del modelo, que se producen al realizar la transmisión mediante una antena direccionada. Con el fin de incluir estos efectos, serán consideradas las ganancias de la antena como parte de las pérdidas de trayectoria dentro de las mediciones, es decir, al valor medido de manera práctica como pérdida, le será adicionada la ganancia de la antena con el fin de contrarrestar este efecto. Para llevar a cabo esto, serán empleados los diagramas de radiación de las antenas tanto en su componente vertical (*tilt* o inclinación) y su componente horizontal (azimut).

Junto a las consideraciones previas, las mediciones son realizadas en sucesivas ocasiones [35] mostrándose el valor promedio que se obtuvo en cada punto. Esto es realizado con el fin de eliminar posibles errores de medición junto con agregar representatividad a los valores obtenidos.

4.3.2.1. Medición Vitacura 2808 orientación 20°

A continuación será mostrada la geometría del sector *outdoor* en el cual es realizada la medición. En esta figura se señala la ubicación de la antena (origen verde), la orientación de los sitios (líneas amarillas) y el radio en el cual son realizadas las mediciones (línea roja).



Figura 4.1: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 20°.

La antena transmisora se encuentra ubicada a 48 [m] de altura, con una orientación de 20° y con un *tilt* de 4°, muy cercana a la línea de la calle donde son realizadas las mediciones. Las obstrucciones se encuentran dadas por 3 estructuras de 8 [m] de alto, contiguas al edificio de la antena y se extienden por 60 [m]. Las distancias entre los puntos de medición fueron realizadas en terreno, y para determinar las extensiones totales de longitud fue empleado el software *Google™ Earth* [34].

Debido a que la antena se encuentra a una distancia considerablemente superior a la de sus obstáculos, se ha empleado el modelo de propagación *outdoor* en su variante dada por la ecuación 3.44 que refleja dicha consideración sobre el transmisor.

En la siguiente figura son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas predichas por el modelo (L):

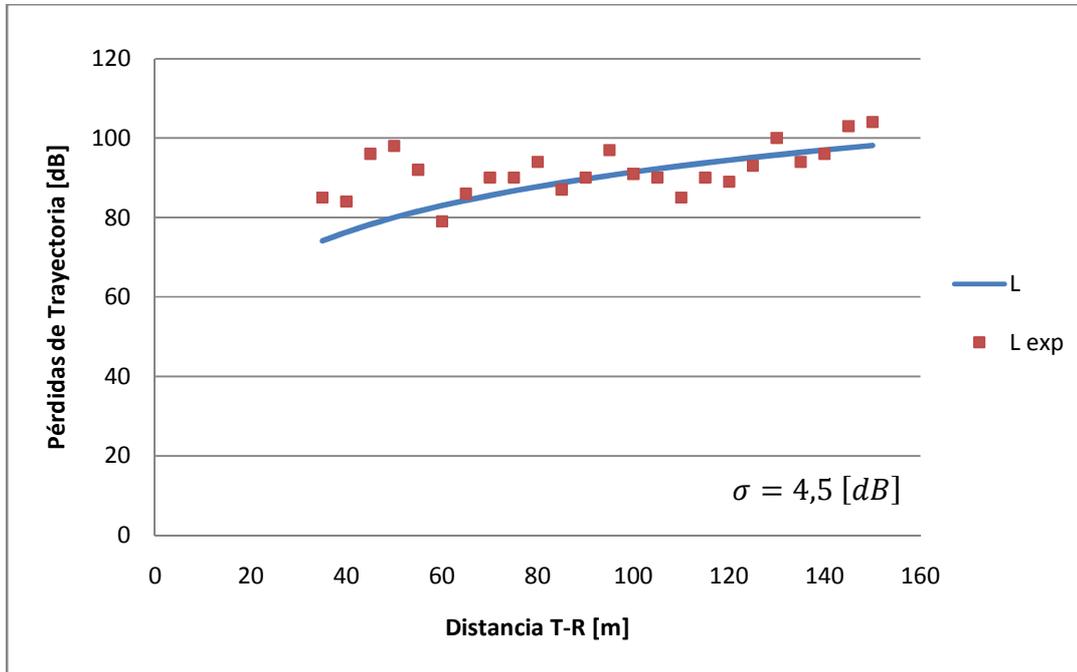


Figura 4.2: Modelo propagación outdoor con antena de mayor altura que obstáculos.

Realizando una regresión lineal a través de Excel (minimizando el error cuadrático medio) con los valores obtenidos y empleando como variable independiente el logaritmo de la distancia, con el fin de emular una propagación en espacio libre, se obtienen los siguientes parámetros para definir la ecuación de la recta:

m	n	σ
61,42	15,73	3,48

Tabla 4.2: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 20°.

Se puede apreciar que la desviación estándar σ es inferior en el caso de la interpolación lineal realizada a través de la regresión. Sin embargo estos parámetros carecen significado físico sino que sólo representan grados de libertad para ajustar el modelo a los datos experimentales, por lo cual la extensión de estos para diversos casos es cuestionable.

4.3.2.2. Medición Vitacura 2808 orientación 140°

En la figura 4.3 se señala la ubicación de la antena (origen azul), la orientación de los sitios (líneas amarillas), el radio inicial y final en el cual son realizadas las mediciones (línea roja y verde respectivamente).



Figura 4.3: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 140°.

La antena transmisora se encuentra ubicada a 48 [m] de altura, con una orientación de 140° y con un tilt de 4°. En este caso la antena receptora obtiene la señal a partir de los sitios orientados en 140° y 240° por lo que será necesario fijar el sector que se desea medir a través del software *Temps Pocket* con la opción de bloquear el código de esparcimiento. Las obstrucciones se encuentran dadas en el peor caso¹⁸ por 3 estructuras de aproximadamente 46 [m] de alto (se ha considerado la estructura más alta, que es la primera que debe atravesar la onda RF), ubicadas en el trayecto de

¹⁸ Se habla del peor caso ya que no en todo momento el receptor se encontrará obstruido por las tres estructuras.

transmisión-recepción. Las distancias parciales entre los puntos fueron medidas en terreno, y para determinar las extensiones totales de longitud, en este caso la inicial y final, fue empleado el software *Google™ Earth*.

Debido a que la antena se encuentra a una distancia levemente superior a la de sus obstáculos, se han empleado dos variantes del modelo de propagación *outdoor* dadas por la ecuaciones 3.44 (antena sobre obstáculos) y 3.46 (antena en el nivel promedio de los obstáculos).

En la siguiente figura son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}), las pérdidas estimadas por el modelo en el caso de antena sobre el nivel de los obstáculos (L_s) y en el nivel promedio de los obstáculos (L_p):

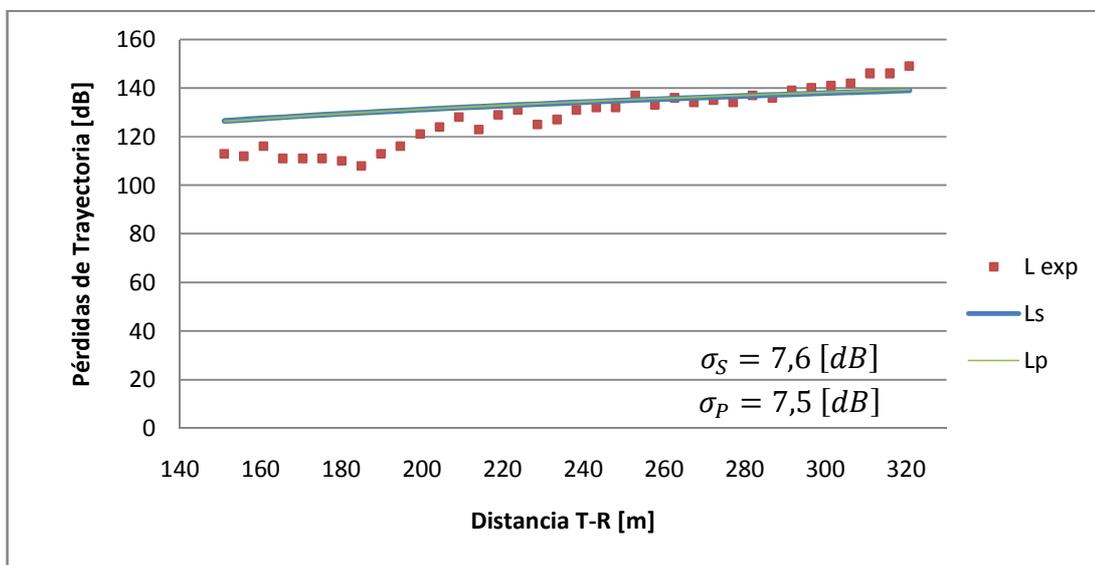


Figura 4.4: Modelo propagación outdoor con antena sobre y en el nivel promedio de los obstáculos.

Se pueden apreciar que las curvas son muy similares. Sin embargo a partir de la desviación estándar σ de los datos, podemos ver que el modelo que caracteriza de mejor manera la propagación, sin ser una diferencia significativa, corresponde a la variación en que se supone que la antena se encuentra en el nivel promedio de los edificios.

Realizando una regresión lineal a través de Excel con los valores obtenidos y empleando como variable independiente nuevamente el logaritmo de la distancia se obtienen los siguientes parámetros para definir la recta:

m	n	σ
116,29	-146,68	2,7

Tabla 4.3: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 140°.

Se puede apreciar que nuevamente la desviación estándar σ es inferior en el caso de la interpolación lineal realizada a través de la regresión. Sin embargo en este caso se puede apreciar aun más la carencia de sentido físico de estos valores ya que el valor del coeficiente de posición es negativo, lo cual indica que al encontrarnos a distancias cercanas al origen se producirán ganancias en vez de pérdidas, lo que no hace sentido para un modelo de propagación.

A su vez, podemos notar que los parámetros han cambiado de manera substancial con respecto a los señalados en la tabla 4.2, lo cual nos indica que no tienen una validez general como había sido señalado.

4.3.2.3. Medición Vitacura 2808 orientación 240°

En la figura 4.5 se muestra la geometría del sector *outdoor* en el cual son realizadas dos mediciones con distintas trayectorias. En esta figura se señala la ubicación de la antena (origen azul), la orientación de los sitios (líneas amarillas) y las trayectorias de cada una de las mediciones (línea roja y verde). Se han elegido estas dos trayectorias ya que la cantidad de edificios que se interponen en cada una de estas son diferentes, lo cual permite ver la variación de las pérdidas que entrega el modelo en estos casos.

La antena transmisora se encuentra ubicada a 48 [m] de altura, con una orientación de 240° y un tilt de 7°. La primera medición será realizada por la trayectoria que se encuentra obstruida por un solo edificio (línea color verde). La obstrucción corresponde a un edificio de altura 65 [m]. A su vez existen sectores entre edificios los cuales no pueden ser transitados por lo cual no pueden ser obtenidos la totalidad de los puntos, debido a esto la curva será construida a partir de los datos que se dispongan, sin embargo esto no será impedimento para realizar un análisis. Al igual que en los casos anteriores las distancias parciales entre los puntos fueron medidas en terreno, y para determinar las extensiones totales de longitud fue empleado el software *Google™ Earth*.

A diferencia de los casos anteriores la antena se encuentra por debajo del nivel de los obstáculos, por lo cual se deberá emplear el modelo de la ecuación 3.49. Con el fin de ver comparaciones del modelo, se ha decidido incluir además la variación en la que la

antena se encuentra en el nivel de los obstáculos la cual se representa a partir de la ecuación 3.46.

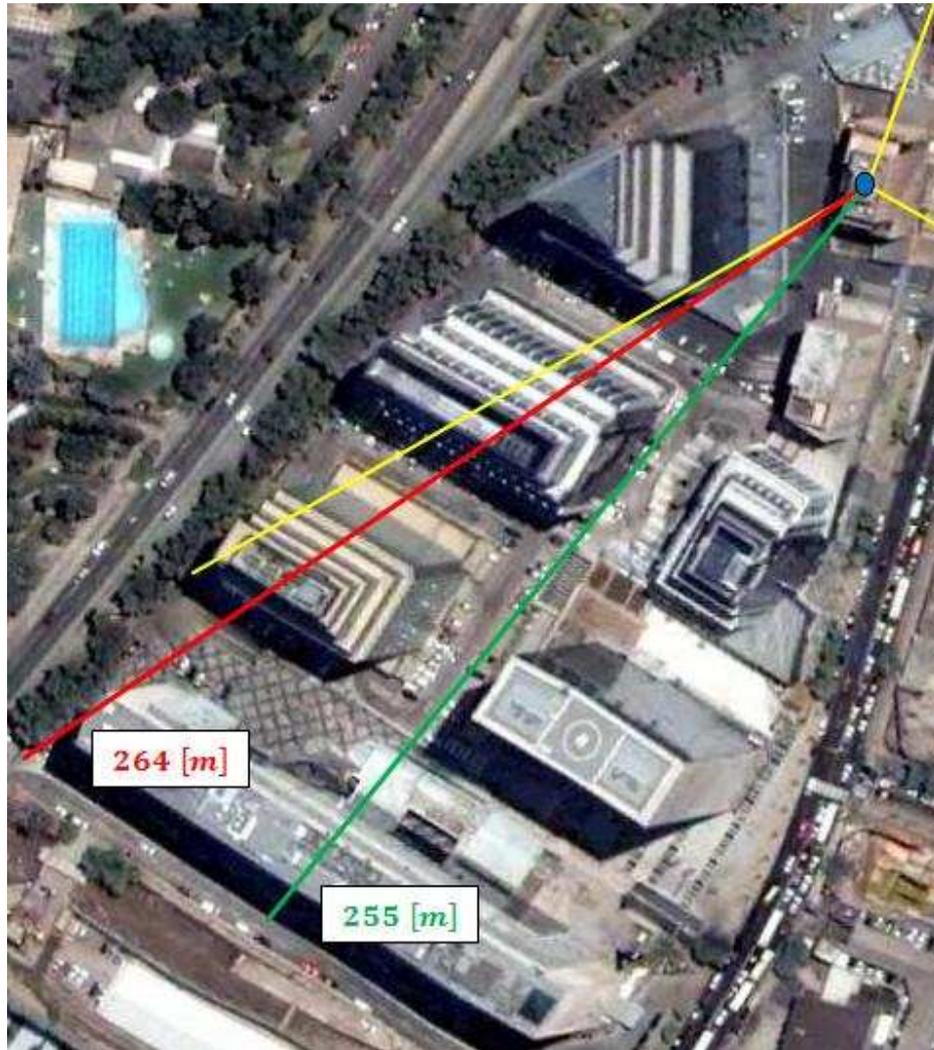


Figura 4.5: Distribución geográfica antena Vitacura orientada en 240°.

En la siguiente figura son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas estimadas por el modelo en el caso en que la antena se encuentra en el nivel de los edificios (L_p) y cuando se encuentra por debajo de éstos (L_B):

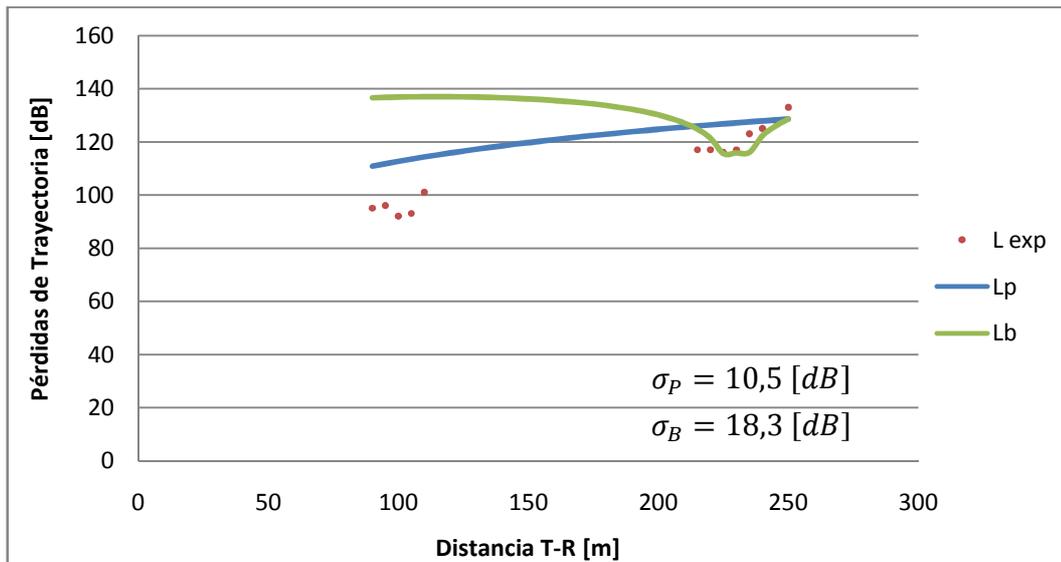


Figura 4.6: Modelo propagación outdoor con antena de inferior altura que obstáculo.

Se puede apreciar que las curvas difieren en gran medida. A partir de la desviación estándar de los datos, podemos ver que el modelo que caracteriza de mejor manera la propagación corresponde a la variación en que se supone que la antena se encuentra en el nivel promedio de los edificios.

En este caso debido a la ausencia de una gran cantidad de datos se ha decidido no realizar una regresión lineal debido a que no presentará un gran aporte al análisis.

La segunda medición será realizada por la trayectoria que se encuentra obstruida por tres edificios (línea color rojo). Las obstrucciones se encuentran dadas en el peor caso por 3 estructuras de aproximadamente 70 [m] de alto (se ha considerado la estructura más alta, la cual es la segunda que debe atravesar la onda RF), ubicadas en el trayecto de transmisión-recepción. Al igual que en los casos anteriores las distancias parciales entre los puntos fueron medidas en terreno, y para determinar las extensiones totales de longitud fue empleado el software *Google™ Earth*.

La antena se encuentra por debajo del nivel de los obstáculos, por lo cual se deberá emplear el modelo de la ecuación 3.49 y al igual que el caso anterior será empleado el modelo en que la antena se encuentra en el nivel de los obstáculos la cual se representa a partir de la ecuación 3.46.

En la siguiente figura son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas predichas por el modelo en el caso en que la antena se encuentra en el nivel de los edificios (L_p) y cuando se encuentra por debajo de éstos (L_b):

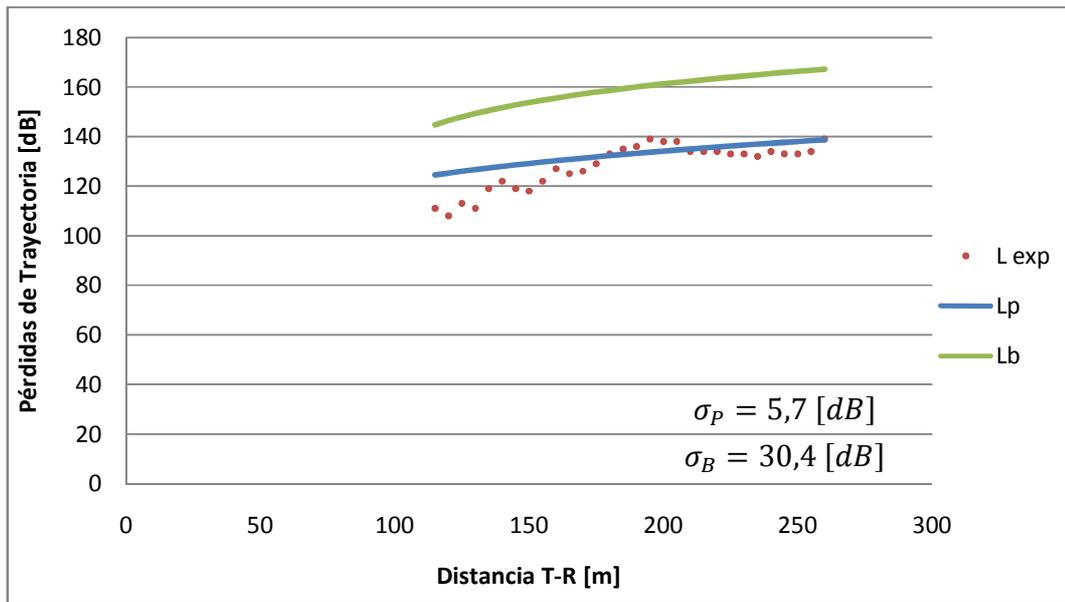


Figura 4.7: Modelo propagación outdoor con antena de inferior altura que obstáculos.

Se puede apreciar que las curvas nuevamente difieren en gran medida, resultado que a simple vista entrega un mejor pronóstico para el modelo en que se asume que la antena se encuentra al nivel de los edificios. Al observar la desviación estándar puede ser ratificado esto.

Realizando una regresión lineal a través de Excel con los valores obtenidos y empleando como variable independiente nuevamente el logaritmo de la distancia se obtienen los siguientes parámetros para definir la recta:

m	n	σ
76,46	-44,79	3,42

Tabla 4.4: Valores de regresión lineal caso Vitacura orientado en 240° con 3 obstrucciones.

Al igual que en todos los casos la desviación estándar σ es inferior a la de cualquier variante del modelo. Sin embargo nuevamente se observan valores sin ningún sentido físico (coeficiente de posición negativo) y además la diferencia con los anteriores valores obtenidos hacen perder toda representatividad del resultado.

4.3.2.4. Medición San Crescente 19 orientación 350°

En la figura 4.8 se señala la ubicación de la antena (origen azul), la orientación de los sitios (líneas amarillas) y el radio en el cual son realizadas las mediciones (línea roja).



Figura 4.8: Distribución geográfica antena San Crescente orientada en 350°.

La antena transmisora se encuentra ubicada a 39 [m] de altura y con una orientación de 350° y con un tilt de 9°. Las obstrucciones se encuentran dadas por estructuras de aproximadamente 10 [m] de alto ubicadas en el trayecto de transmisión-recepción. Las distancias parciales entre los puntos fueron medidas en terreno, y para determinar las extensiones totales de longitud, en este caso la inicial y final, fue empleado el software *Google™ Earth*.

Debido a que la antena se encuentra a una distancia superior a la de sus obstáculos, se ha empleado el modelo de propagación *outdoor* en su variante dada por la ecuación 3.44 que refleja dicha consideración sobre la antena.

En la figura 4.9 son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas estimadas por el modelo (L):

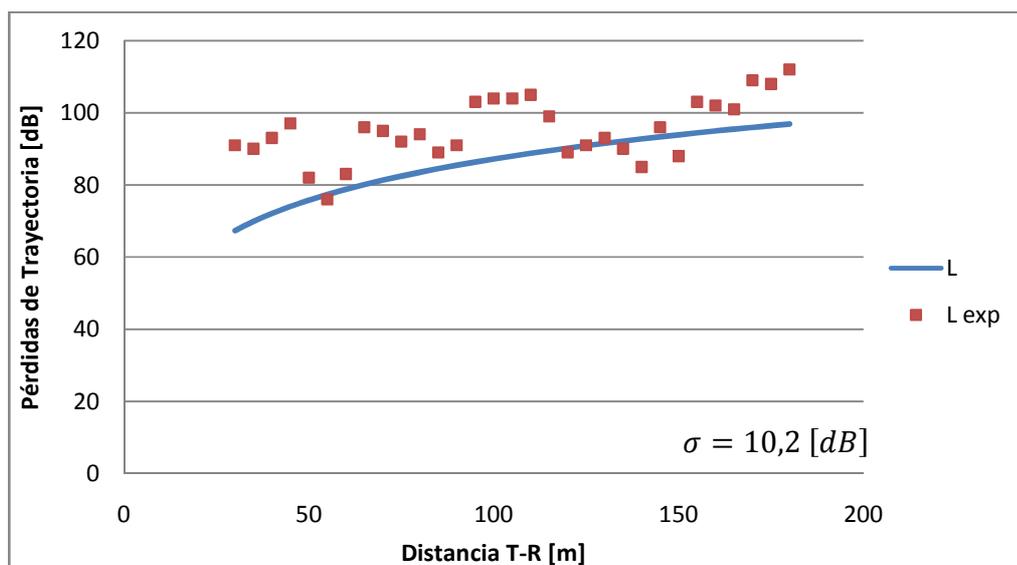


Figura 4.9: Modelo propagación outdoor con antena de mayor altura que obstáculos.

Realizando una regresión lineal a través de Excel se obtienen los siguientes parámetros:

m	n	σ
19,35	57,02	6,26

Tabla 4.5: Valores de regresión lineal caso San Crescente orientado en 350°.

Podemos ver que los parámetros obtenidos nuevamente entregan un resultado satisfactorio comparado con el resultado dado por el modelo, sin embargo carecen de sentido físico.

4.4.3. Mediciones en espacio indoor

Las mediciones del modelo *indoor* serán realizadas en un piso de oficinas tipo, el cual se encuentra en el nivel 13 del edificio corporativo de Entel PCS ubicado en Av. Andrés Bello 2711. Se ha empleado esta ubicación debido a la facilidad de realizar mediciones prestadas por la empresa, además de contar con antenas internas que permiten una correcta caracterización de este espacio.

La geometría de la oficina se muestra en la figura 4.10. En total hay aproximadamente 1800 [m²] de superficie, distribuidos en cubículos de trabajo, oficinas y salas de reunión. Los cubículos de trabajo se encuentran separados por divisiones móviles de madera forrada de 1,6 [m] de altura.

La ubicación de la antena transmisora se señala con un círculo rojo en la figura 4.10. La máxima dimensión horizontal que ésta presenta es de aproximadamente 20 [cm]. A partir de esto, en conjunto con la ecuación 2.5, se puede calcular que la región de Fraunhofer está dada por

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (0,2)^2}{0,158} = 0,51 [m] \quad (4.3)$$

Las mediciones serán realizadas desde distancias superiores a 1 [m] por lo cual el criterio desarrollado a partir de la ecuación 4.3 se cumple.

La separación entre transmisor y receptor es estimada a partir de un plano a escala 1:200 del piso, en el cual se encuentra actualizada la última distribución interna de divisiones.

En primer lugar serán realizadas mediciones que cuenten con línea de vista con el fin de determinar el exponente de atenuación de propagación en ambiente *indoor*. A continuación serán mostrados los resultados de las mediciones que sólo sean obstruidas por particiones móviles donde se obtendrá el factor de atenuación de ese tipo de obstrucciones. Las mediciones finales incluirán los valores obtenidos sin línea de vista y que incluyan divisiones concretas con el fin de obtener este último factor de atenuación.



Figura 4.10: Layout edificio Entel PCS piso 13.

4.3.3.1. Medición con línea de vista

En este caso entre la antena transmisora y receptora existe línea de vista, esto con el fin de aislar los efectos que pudieran introducir en las mediciones las particiones que obstruyeran el paso de la onda. Para determinar el factor n , correspondiente al exponente de atenuación reflejado en la ecuación 2.9, se realiza una regresión lineal a través del software Excel minimizando el error cuadrático medio. La variable independiente será el logaritmo de la distancia. A partir de dichas consideraciones, los valores determinados son mostrados en la tabla 4.6:

Exponente de Atenuación n	σ [dB]
3,8	8,01

Tabla 4.6: Regresión realizada a modelo outdoor.

A partir de los valores encontrados se traza la curva que refleja las mediciones realizadas en contraste con el modelo propuesto a partir de los parámetros. En la siguiente figura son mostradas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas estimadas por el modelo (L):

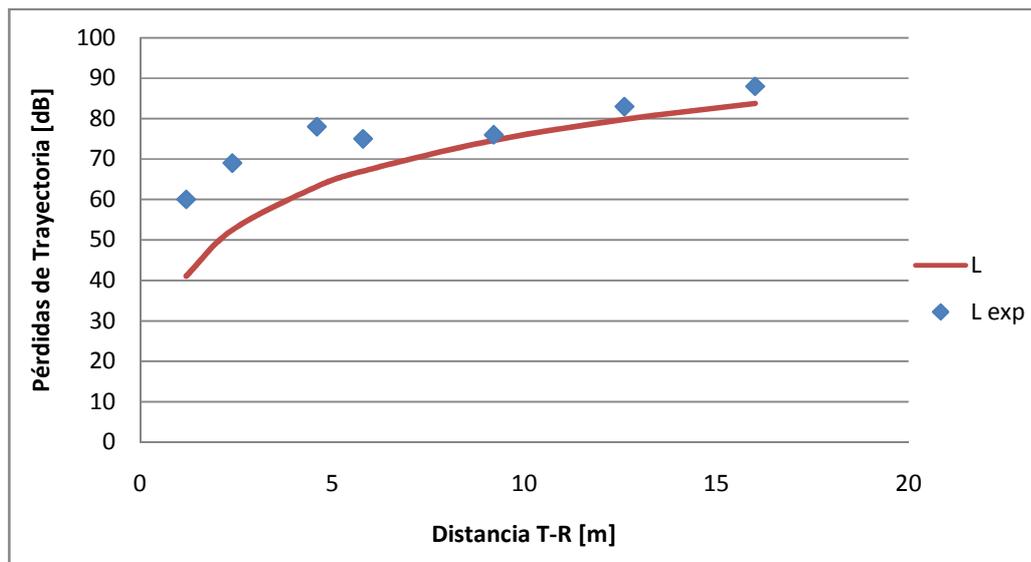


Figura 4.11: Resultados modelo indoor con línea de vista.

El valor encontrado como exponente de atenuación, será empleado de ahora en adelante en las mediciones *indoor* ya que refleja la forma en que se propagan las ondas en interiores a diferencia del modelo de propagación en espacio libre.

4.3.3.2. Medición sin línea de vista

En estas mediciones son considerados trayectos entre transmisor y receptor que incluyan divisiones móviles con el fin de determinar el factor de atenuación que producen estas obstrucciones. Para realizar esto, se busca minimizar el error a partir de las mediciones realizadas comparadas con el modelo *indoor* en conjunto con un factor desconocido asociado a las pérdidas que produce cada partición móvil dentro de la trayectoria. Los resultados obtenidos son mostrados en la siguiente tabla:

Factor de Atenuación AF_{DS}	σ [dB]
3,1	4,26

Tabla 4.7: Factor de atenuación en división móvil AF_{DS} .

Conocido el valor anterior de atenuación, se procede a realizar el mismo análisis pero ahora son incluidas las particiones concretas. Así, nuevamente se busca minimizar el error a partir de las mediciones realizadas comparadas con el modelo *indoor* sumado al factor de atenuación de los obstáculos móviles en conjunto con un factor desconocido, asociado a las pérdidas que produce cada división de concreto dentro de la trayectoria. Los resultados obtenidos son mostrados en la siguiente tabla:

Factor de Atenuación AF_{PC}	σ [dB]
3,9	1,87

Tabla 4.8: Factor de atenuación en partición concreta AF_{PC} .

En el gráfico de la figura 4.12 se puede apreciar el resultado completo generado por el modelo *indoor*. En este caso se han estimado las pérdidas considerando la totalidad de las obstrucciones (móviles y concretas). Además se incluyen en él los datos experimentales obtenidos para el caso en que la onda es propagada con línea de vista, los cuales corresponden a la estimación realizada en la sección precedente. En la figura 4.12 pueden ser observadas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}) y las pérdidas determinadas por el modelo (L) en conjunto con la varianza σ obtenida.

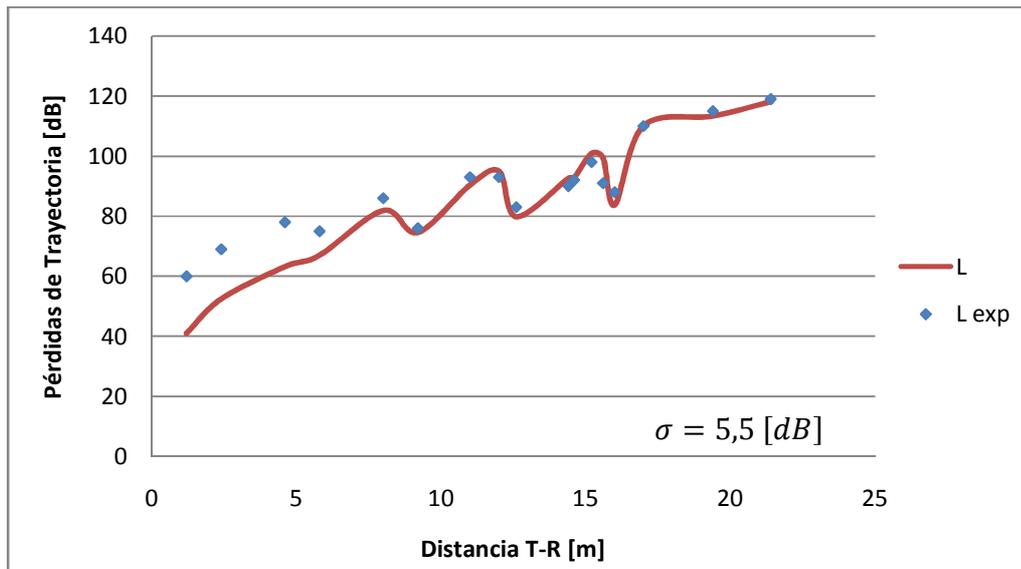


Figura 4.12: Comparación del modelo indoor con mediciones de todo ámbito.

Los parámetros encontrados en este modelo, los cuales corresponden al exponente de atenuación n y los factores de atenuación AF_{DS} y AF_{PC} serán empleados para el desarrollo del modelo final propuesto.

4.4.4. Mediciones modelo propuesto

En estas mediciones la antena transmisora se encuentra en un ambiente *outdoor* mientras que el receptor está ubicado en la espacio *indoor*. Debido a esto será empleado el modelo propuesto que involucra los dos ambientes nombrados, en conjunto con considerar la pérdida de penetración de edificio.

A continuación, en la figura 4.13 se muestra la geometría del sector *outdoor* en el cual es iniciada la propagación. En esta figura se señala la ubicación de la antena transmisora (origen azul), la orientación de los sitios (líneas amarillas) y la trayectoria *outdoor* hasta que llega al edificio (línea roja).

La antena se encuentra ubicada a 48 [m] de altura, con una orientación de 240° y un tilt de 7°, con lo cual se obtiene una ganancia de 6 [dB]. La trayectoria se encuentra obstruida por un edificio de altura 60 [m]. La extensión externa de longitud fue medida gracias al software *Google™ Earth*.

En este caso la antena transmisora se encuentra a una altura similar al edificio que la obstruye por lo que será empleada dicha variante del modelo, dada por la ecuación 3.46.



Figura 4.13: Distribución geográfica antena del sector outdoor.

Las mediciones del sector *indoor* serán realizadas en el nivel 6 del edificio corporativo de Entel PCS ubicado en Av. Andrés Bello 2711. Se ha empleado esta ubicación debido a la facilidad de realizar mediciones prestadas por la empresa, además de que en este nivel no existen antenas *indoor* lo cual permite captar la señal *outdoor* sin que la propagación de una antena interna impida esto debido a la interferencia.

La geometría de la oficina se muestra en la figura 4.14. En total hay aproximadamente $1800 [m^2]$ de superficie, distribuidos en cubículos de trabajo, oficinas y salas de reunión. Los cubículos de trabajo se encuentran separados por divisiones móviles de madera forrada de $1,6 [m]$ de altura.

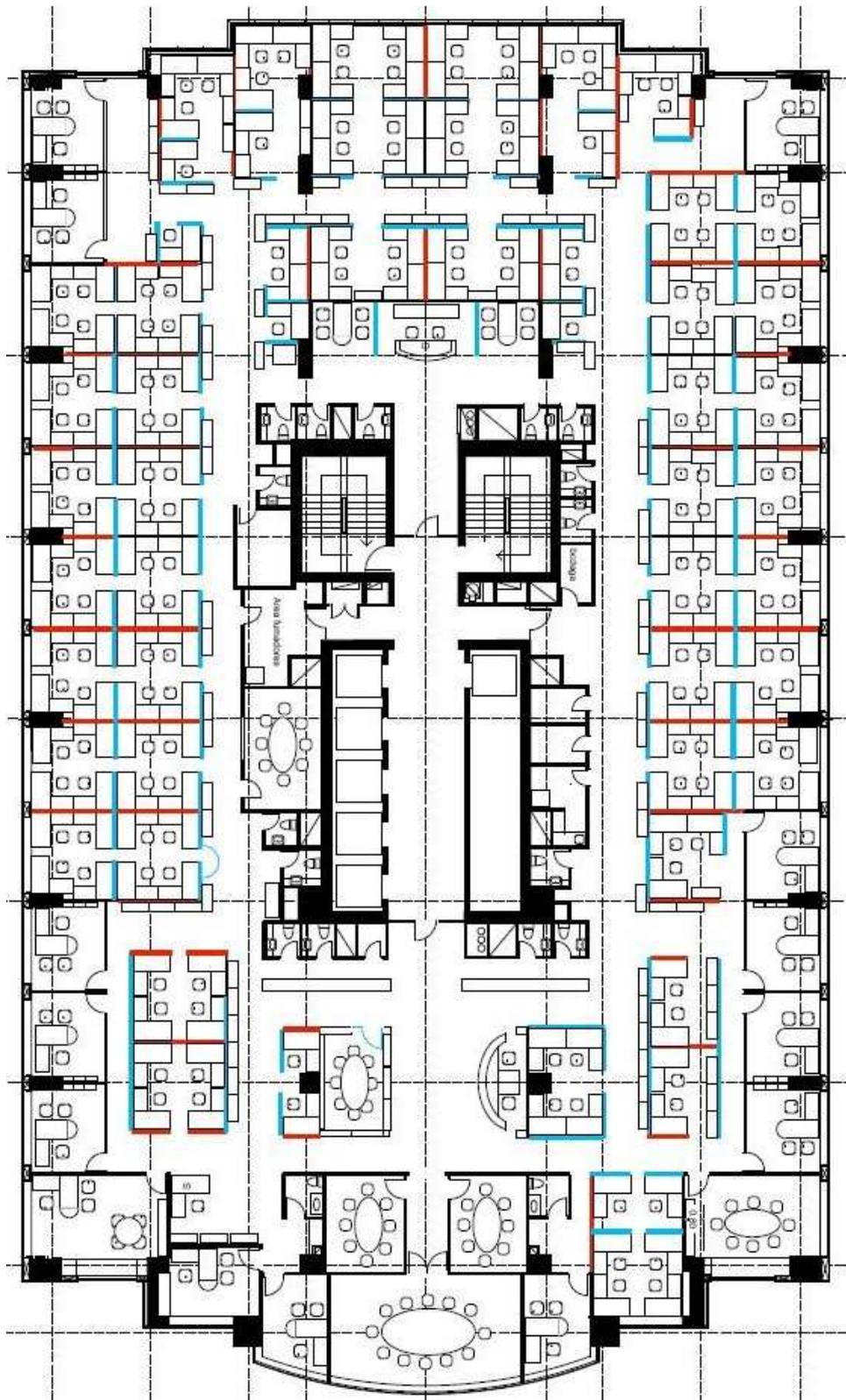


Figura 4.14: Layout edificio Entel PCS piso 6.

Para la penetración de edificio (*building penetration*) ha sido empleado un factor de pérdida dado por 10 [dB]. Esto ha sido considerado de esta forma basado en los estudios realizados [25, 26], en los que se considera edificios con una estructura externa de vidrio. Además, debido a la estructura interna de antenas presente en la construcción no ha sido posible llevar a cabo una medición que permita obtener un valor experimental de esta pérdida. Es por esto que se ha optado por emplear valores tabulados por sobre un valor determinado para este caso. Pese a esto, el empleo de un dato dado por otros estudios no representa una dificultad para el desarrollo de este modelo.

La evaluación del modelo ha sido realizada para dos situaciones distintas. Para ambos casos es evaluada la pérdida producida en el ambiente *outdoor* a través del modelo dado por la ecuación 3.46, es adicionada la pérdida de penetración de edificios y se considera la pérdida en el espacio. La diferencia radica en la evaluación de los factores de atenuación. En el primer caso es considerado el *layout* del piso con el fin de determinar las obstrucciones reales que impiden la propagación de la señal. En el segundo caso, son consideradas las obstrucciones promedio que pueden estar interactuando por metro de distancia *indoor*. Las representaciones matemáticas de ambos modelos se muestran a continuación, siendo $L(R_k, d_{in})$ la ecuación que representa al modelo que considera el *layout* y $L_p(R_k, d_{in})$ en el que son consideradas los factores promedio.

$$L(R_k, d_{in}) = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 (R_k^2/2 + d_{in}^{3,8})} \right] - 10 \log \left[\left(\frac{d}{R_k} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] + 10 [dB] + p \times 3,1 [dB] + q \times 3,9 [dB] \quad (4.4)$$

$$L_p(R_k, d_{in}) = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 (R_k^2/2 + d_{in}^{3,8})} \right] - 10 \log \left[\left(\frac{d}{R_k} \right)^2 \right] - 10 \log \left[\frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi - \theta} \right)^2 \right] + 10 [dB] + d_{in} \times 0,18 \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (4.5)$$

El factor de 0,18 [dB/m] corresponde a la suma de los factores de atenuación de división móvil y concreta. Al ser ambos un promedio de distancia, es decir dB/m pueden ser sumados sin causar inconvenientes en el cálculo final.

En el siguiente gráfico se puede apreciar el resultado completo generado por las dos variaciones del modelo propuesto. En la figura 4.15 pueden ser observadas las pérdidas de trayectoria obtenidas de manera experimental (L_{exp}), las pérdidas determinadas por el modelo que emplea el *layout* del piso (L) y el modelo que promedia las pérdidas de las obstrucciones (L_p). Además se muestra la desviación estándar σ y σ_p para cada caso.

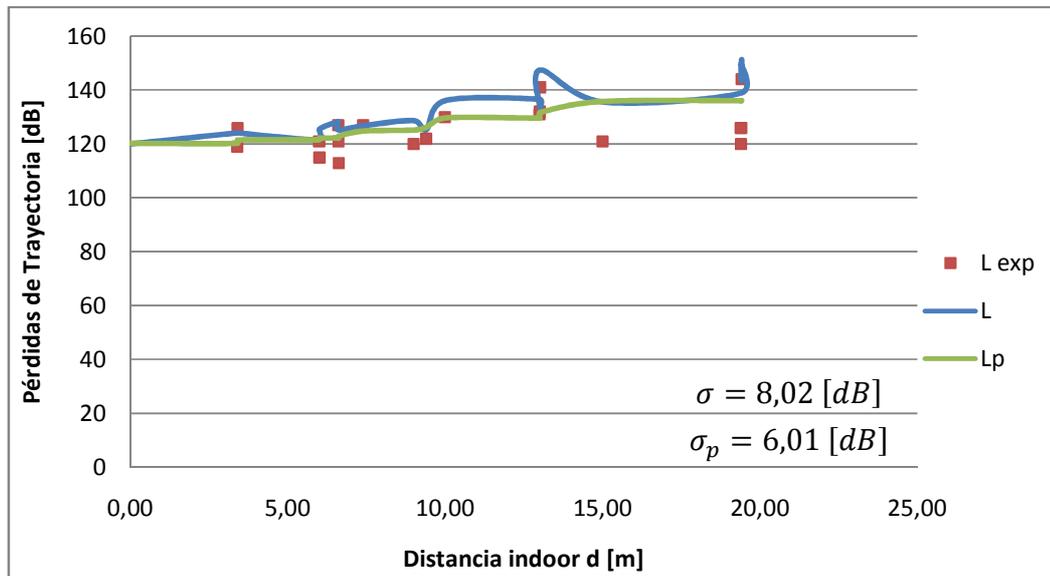


Figura 4.15: Resultados modelo propuesto.

Luego de obtenidos estos resultados, será realizado un análisis de los modelos para cada caso particular.

4.4. Análisis y Discusión de Resultados

A continuación se presenta un análisis y discusión de resultados para los experimentos de propagación. En primer lugar se estudia la propagación *outdoor*, luego la propagación *indoor* y finalmente la propagación que involucra ambos ambientes.

4.4.1. Análisis mediciones espacio outdoor

Para obtener el valor medio de la señal recibida fueron realizadas diversas pruebas con el fin de emplear la totalidad de las variantes del modelo de manera de lograr una representatividad en las mediciones. El factor de mérito de las variantes del modelo corresponde a la desviación estándar a partir de la cual se pueden observar distintos valores para la totalidad de los casos analizados.

Se puede apreciar a partir de las figuras 4.6 y 4.7 que los mayores valores de σ fueron encontrados en los casos en que el modelo de propagación *outdoor* se desarrollaba en su variante dada por la ecuación 3.49 la cual representa a una antena transmisora por debajo de la línea de edificios. Al ser diferencias por sobre los 18 [dB] en promedio,

permite considerar que esta variación del modelo no posee representatividad alguna. Es considerada que esta variación no se encuentra adaptada al medio en que se realiza este análisis, por lo cual, carece de sentido su aplicación. Es así como es propuesta la modificación del modelo en que se reduce a dos casos su aplicación. En el primero se consideran las antenas por sobre el nivel de los edificios y en el segundo son consideradas las antenas bajo o al nivel promedio de los edificios asociado a la ecuación 3.46 y considerando que la altura de la antena por sobre los edificios es nula.

A partir de la desviación estándar se puede apreciar además que los valores mayores que se obtuvieron, sin considerar los casos en que se empleó el modelo con su variante por debajo del nivel de los edificios, alcanzaron los 10 [dB]. Estos valores fueron obtenidos en las mediciones en que el entorno presentaba la mayor variabilidad y obtener los datos en un radio directo no era posible.

El comportamiento del modelo, en la totalidad de las curvas desarrolladas, entrega una mayor desviación estándar en las mediciones realizadas de manera más cercana a la antena de origen y estabilizándose para las mediciones realizadas de manera más lejana. Con el fin de realizar aplicaciones que determinen el tamaño máximo de una celda, esto representa un resultado favorable ya que en dichos casos importarán en mayor medida los valores que se puedan obtener a mayores distancias sin presentar una importancia gravitante los datos que estén en un tramo menor.

Debido a los diversos valores de la desviación estándar resulta difícil asociar un valor a cada modelo, sin embargo puede ser considerado el peor caso de cada uno de ellos con el fin de obtener una mayor holgura en una aplicación posterior. Es así que el modelo propuesto puede considerar la información estadística dada por la ecuación 2.9 a través de una variable aleatoria X_σ que sigue una distribución log-normal con desviación estándar $\sigma = 10$ [dB], donde este último valor contempla el peor caso. Así el modelo quedaría representado por:

$$L = L_{fs} + L_{rts} + L_{md} + X_\sigma \quad (4.6)$$

Un punto a destacar corresponde a la robustez del modelo, ya que los escenarios elegidos cumplen con la cualidad de representar diversos escenarios, en que las variaciones entre ellos los hacen ser disímiles y permiten observar su comportamiento en diversos casos. Como resultado de esto se puede apreciar que las curvas que se obtienen a partir del modelo poseen un grado mayor de adaptación lo que aumenta la confiabilidad de los datos obtenidos.

4.4.2. Análisis mediciones espacio indoor

Para obtener el valor medio de la señal recibida nuevamente fueron realizadas diversas pruebas con el fin de emplear la totalidad de las variantes del modelo de manera de lograr una representatividad en las mediciones. El factor de mérito del modelo corresponde a la desviación estándar.

La realización por etapas del análisis de las pruebas, es decir, comenzando con línea de vista para luego obstruir mediante obstáculos la trayectoria, puede ser considerada como una correcta estrategia, ya que a partir de ésta se pudo obtener los diversos parámetros con el fin de caracterizar de manera correcta el modelo.

A partir de la figura 4.11 puede ser observado que la predicción de los valores, al igual que en el caso *outdoor*, es reflejada de mejor manera en la medida que el terminal receptor es alejado de la antena transmisora. Por lo tanto los principales valores que aportan a la varianza, que resulta ser de $\sigma = 8 [dB]$, se encuentran en la cercanía del transmisor. Esto puede ser atribuido a la cercanía del terminal con la región de Fraunhofer, donde se pueden considerar efectos no lineales predominantes que no permitan una correcta parametrización mediante una recta, con el logaritmo de la distancia como variable independiente, a la propagación.

La determinación de los factores de atenuación entregó una varianza mínima respecto al análisis estadístico de todas las mediciones. Sin embargo, cabe destacar que a partir de la desviación estándar $\sigma = 1,9 [dB]$, asociado a los cálculos cuando la señal era obstruida por todo tipo de obstáculo, se puede considerar que el efecto producido por las particiones concretas posee una mayor estabilidad en la propagación. Esto último se refiere al hecho de que las particiones móviles no obstruyen completamente el espacio, por lo cual no en todo momento serán un impedimento significativo para la propagación de la señal, a diferencia de una partición concreta en que obstruirá en todo momento la línea de vista.

El modelo propuesto puede considerar la información estadística dada por la ecuación 2.9 a través de una variable aleatoria X_σ que sigue una distribución log-normal con desviación estándar $\sigma = 5,5 [dB]$, donde este último valor contempla el caso final analizado. Así el modelo quedaría representado por:

$$L = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 + p \times AF_{ds} + q \times AF_{pc} + X_\sigma \quad (4.7)$$

Un punto a destacar corresponde a la manera en que la curva del modelo propuesto, mostrada en la figura 4.12, se ajusta a los valores medidos de manera experimental. Esto explica la influencia que ejercen las obstrucciones tanto móviles como concretas dentro de una propagación *indoor*.

4.4.3. Análisis mediciones modelo propuesto

Para obtener el valor medio de las pérdidas de trayectoria fueron realizadas diversas mediciones en un ambiente *indoor* el cual era radiado con ondas provenientes del espacio *outdoor* con el fin de validar el modelo propuesto en un ambiente real.

La realización de esto fue posible gracias a las mediciones precedentes que permitieron obtener valores en un caso distinto al estudiado, las cuales serán aplicadas en esta estimación. En estos parámetros estimados son incluidos el coeficiente de atenuación dentro del ambiente *indoor*, el cual pese a no haber sido propuesto en el modelo en estudio, resultó ser un factor gravitante para obtener una relación directa en las curvas. Los factores de atenuación, al encontrarse dentro de los márgenes provistos por estudios [27], entregaron confiabilidad para ser empleados en este caso.

La penetración de edificio al no poder calcularse con exactitud debió ser obtenida mediante valores tabulados. Cabe destacar que el valor elegido intenta asumir la cualidad de la estructura externa del edificio bajo análisis (primordialmente basada en vidrios). Este tipo de estructura presenta la ventaja de una mayor calidad de recepción, por lo cual no se encuentra dentro de los valores típicos normalmente considerados (que resultan ser mayores).

La realización del modelo nos entrega una menor desviación estándar para el caso en que los factores de atenuación son ponderados por la distancia. Esto se debe primordialmente a que al realizar esto es suavizada la curva, eliminando grandes diferencias para ciertos puntos presentes en ella. En el caso analizado, se observan diferencias apreciables entre la señal medida y la cuantificada por el modelo cuando la onda debe atravesar por una gran cantidad de particiones móviles. Al parecer en la medida que aumenta el número de obstáculos removibles, las pérdidas de trayectoria no aumentan de manera lineal, sino que decaen. Es decir, el factor de atenuación para partición móvil no sería constante sino que decae en la medida que aumenta el número de obstáculos. A diferencia de esto, en el caso en que los obstáculos son concretos, el modelo realiza una correcta predicción de las pérdidas.

El correcto comportamiento del modelo, para el caso en que se emplea un factor de atenuación dependiente de la distancia, simplifica en gran medida los cálculos ya que no se hace gravitante el conocimiento del *layout* del espacio *indoor*, sino que sólo se requiere saber la distancia a la cual se encuentra la antena transmisora y las longitudes internas donde se realiza la medición. En el caso de una planificación de potencia con el fin de saber si puede radiar correctamente en el interior de algún piso de un edificio, este modelo permite una evaluación a priori sin un conocimiento vasto del lugar que se pretende analizar.

El tratamiento estadístico indica que para obtener la varianza del modelo final es necesario considerar las varianzas de cada modelo. Sea σ_o la varianza del modelo outdoor y σ_i la varianza del modelo indoor. A partir de esto, la varianza del modelo propuesto sería:

$$\sigma = \sigma_o + \sigma_i \quad (4.8)$$

En este caso se puede apreciar que el resultado obtenido superaría el valor obtenido en la práctica, el cual es de $\sigma = 6 [dB]$. Esto se influencia principalmente en el hecho que al haber considerado el peor caso para el modelo outdoor, estamos incluyendo un mayor error que el que se obtuvo en esta medición. Debido a esto el valor que será empleado en este caso, corresponderá al hallado de manera experimental, ya que la ecuación 4.8 no posee representatividad para esta situación. Así el modelo propuesto considerará la información estadística dada por la ecuación 2.9 a través de una variable aleatoria X_σ que sigue una distribución log-normal con desviación estándar $\sigma = 6 [dB]$, donde este último valor es obtenido de manera empírica. Así el modelo quedaría representado por:

$$L = L_p(R_k, d_{in}) + X_\sigma \quad (4.9)$$

Donde $L_p(R_k, d_{in})$ representa el modelo de propagación propuesto.

Capítulo 5:

Conclusiones

En esta memoria fue realizado un estudio de propagación de ondas electromagnéticas al exterior (*outdoor*) e interior (*indoor*) de edificios y en ambientes que incluyen ambos espacios. El trabajo intentó destacar el uso de la teoría electromagnética con el fin de entregar un cuadro físico del problema, en conjunto con estudios analíticos realizados y resultados empíricos, mediante lo cual fue modelado el canal de radio frecuencia. Los modelos fueron aplicados en cada uno de los ambientes considerados en este estudio mediante un desarrollo experimental.

En este trabajo fueron planteados como objetivos generales el estudio de la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio, mediante la consideración de los factores que la dominan y los principales modelos que las caracterizan en conjunto con la realización un modelo que permita predecir el nivel de potencia en un terminal móvil considerando las variaciones espaciales que experimenta la señal de radio frecuencia propagada. En relación a estos objetivos se puede concluir que:

- Para caracterizar la propagación en los ambientes estudiados se requiere una relación entre los modelos teóricos estudiados y los resultados experimentales desarrollados. La complejidad del canal RF no permite un desarrollo puramente teórico, y a su vez, los datos experimentales no permiten extraer características representativas y leyes generales.
- El modelamiento del canal de RF en los diversos ambientes que fue realizado requiere de un buen conocimiento de los mecanismos físicos de propagación. Esto puede reafirmarse debido a que las mediciones experimentales corresponden a la suma de distintos mecanismos de propagación, tales como reflexión, difracción y dispersión.
- Las pérdidas de trayectoria promedio quedan bien definidas a partir del modelo general propuesto en el cual son considerados los diversos ambientes de propagación. Para su aplicación queda descartada la variante en que la antena transmisora se encuentra por debajo del nivel de los edificios y es reemplazada por las expresiones que consideran que la antena se encuentra en el nivel promedio de las estructuras.

Como objetivos específicos fueron planteados entender el funcionamiento de una red de tercera generación 3G bajo el estándar UMTS, identificando sus componentes,

interfaces y factores principales que determinan su comportamiento; la realización de un modelo que permita obtener las pérdidas de trayectoria que sufre una onda de radio frecuencia y su respectiva validación considerando su grado de eficiencia en la red de tercera generación de Entel PCS. En relación a estos objetivos, se puede concluir que:

- Los elementos que garantizan el funcionamiento de una red 3G bajo el estándar UMTS quedaron caracterizados, de tal forma que pudo ser apreciada su interacción dentro del conjunto como la influencia que presentan en los distintos aspectos requeridos para este desarrollo.
- La realización de un modelo conjunto fue posible gracias al conocimiento de los aspectos físicos que dominan a la propagación de ondas en el canal de RF. Esto se puede apreciar debido al desempeño que entrega el modelo comparado con las mediciones experimentales que fueron realizadas.
- El grado de eficiencia del modelo final queda ratificado en los resultados obtenidos y de esta forma se valida la propuesta realizada en este trabajo.

La validez de los resultados experimentales en el caso *outdoor* no se limita a los casos estudiados. Esto se debe principalmente a la variedad de escenarios que fueron analizados y su correcto desempeño entregando una robustez en el modelo. Sin embargo, en el caso *indoor* la validez de los resultados queda circunscrita a los casos analizados. A pesar de esto, el procedimiento empleado es totalmente general, lo cual extiende su aplicabilidad a diversos casos específicos.

Este estudio espera servir como referencia o herramienta en la planificación del tamaño de las celdas para comunicaciones móviles de tercera generación bajo el estándar UMTS. Además de lo anterior, la realización de modelos que involucren la trayectoria íntegra en la propagación de una onda electromagnética no ha sido abordada por la literatura, por lo cual este estudio entrega herramientas para posteriores desarrollos en este ámbito.

Como futuros trabajos en el tema, sería interesante la evaluación experimental en un mayor número de casos del modelo de propagación propuesto. Esto con el fin de determinar de manera más general la parte estadística del modelo, en lo que se refiere a la varianza dentro de otros ambientes bajo los mismos parámetros. Además se propone la asociación de diversos modelos con el fin de obtener parámetros que permitan realizar una evaluación comparativa con respecto a otras alternativas.

Referencias

- [1] Rappaport, Theodore S., "Wireless Communications: Principles and Practice", *Prentice Hall Communications and Emerging Technologies Series*, Second Edition, 2002.
- [2] Jaime A. Rojas V., "Estudio de la Propagación al Interior de Edificios en la Banda de 1.9 GHz", *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas Universidad de Chile*, Octubre 1999.
- [3] Joram Walfisch and Henry L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 36, No. 12, pp. 1788-1796, December 1988.
- [4] H. H. Xia, H. L. Bertoni, L. R. Maciel, A. Lindsay-Stewart, and R. Rowe, "Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 41, pp. 1439–1447, Oct. 1993.
- [5] H. H. Xia, "Multiple knife-edge diffraction and radio propagation in urban environments," Ph.D. dissertation, Polytech. Univ., Brooklyn, NY, Sept. 1990.
- [6] H. H. Xia and H. L. Bertoni, "Diffraction of cylindrical and plane waves by an array of absorbing half screens", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 40, pp. 170–177, Feb. 1992.
- [7] L. R. Maciel, H. L. Bertoni, and H. H. Xia, "Unified approach to prediction of propagation over buildings for all ranges of base station antenna height", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 42, pp. 41–45, Feb. 1993.
- [8] Howard H. Xia, "A Simplified Analytical Model for Predicting Path Loss in Urban and Suburban Environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46, No. 4, pp. 1040-1046, November 1997.
- [9] Max Born, Emil Wolf, A. B. Bhatia, "Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light", *Cambridge University Press*, Seventh Edition, 1999.
- [10] C. Tzaras and S.R. Saunders, "Rapid, uniform computation of multiple knife-edge diffraction", *IEEE Electronic Letters*, Vol. 35, pp. 237-238, Feb 1999.
- [11] L. R. Maciel, H. L. Bertoni, and H. H. Xia, "Propagation Over Buildings for Paths Oblique to the Street Grid", *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1992.

- Proceedings, PIMRC apos;92., Third IEEE International Symposium on*, pp. 75–79, Oct 1992.
- [12] L. B. Felsen and N. Marcuvitz, “Radiation and Scattering of Waves”, *Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall*, 1973.
- [13] J. Boersma, “On certain multiple integrals occurring in a waveguide scattering problem”, *SIAM J. Math. Anal.*, Vol. 9, No. 2, pp. 377-398, 1978.
- [14] L. E. Vogler, “An attenuation function for multiple knife-edge diffraction”, *Radio Sci.*, pp. 1541-1546, 1982.
- [15] K. Furutsu, “On the theory of radio wave propagation over inhomogeneous earth”, *J. Res. Nat. Bur. Stand.*, sec. D, 67, pp. 39-62, 1963.
- [16] G. Millington, R. Hewitt and F. S. Immirzi, “Double knife-edge diffraction in field strength predictions”, *Proc. Inst. Elec. Eng. Monogr.*, 507E. pp. 419-429, 1962.
- [17] G. L. James, “Geometrical Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves”, *U.K.: Peregrinus*, 1986.
- [18] Carlos E. Valcárcel F., “Funciones de Green para un problema del electromagnetismo”, Vol 7, No. 1, pp. 70-76, Febrero 2003.
- [19] José Rogan, “Apunte del curso: Métodos de la Física Matemática II”, *Facultad de Ciencias Universidad de Chile*, <http://macul.ciencias.uchile.cl/~jrogan/cursos/mfm2p00/>, 2000.
- [20] J. M. Rodríguez-González, “Sensor de curvatura en telescopios con espejos segmentados”, *Instituto de Astrofísica de Canarias, Universidad de La Laguna*, http://www.iac.es/proyecto/gare/eng/varios/difusion/arcon/c1_dea_web.pdf, Dic. 2001.
- [21] S. Stavrou and S. R. Saunders, “Factors influencing outdoor to indoor radio wave propagation”, *Antennas and Propagation, 2003 (ICAP 2003). Twelfth International Conference on (Conf. Publ. No. 491)*, Vol. 2, pp. 581-585, 2003
- [22] A. M. D. Turkmani A. F. de Toledo, “Radio transmission at 1800 MHz into, and within, multistory buildings”, *IEE Proceedings-I*, Vol. 138, No. 6, pp. 577-584, Dec. 1991.
- [23] R. Gahleitner and E. Bonek, “Radio Wave Penetration into Urban Buildings in Small Cells and Microcells”, *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, vol.2, pp. 887-891, 1994.

- [24] A. F. De Toledo, A. M. D. Turkmani, J. D. Parsons, "Estimating coverage of radio transmission into and within buildings at 900, 1800, and 2300 MHz", *Personal Communications, IEEE*, Vo. 5, Issue 2, pp. 40-47, Apr 1998.
- [25] W. J. Tanis, G. J. Pilato, "Building penetration characteristics of 880 MHz and 1922 MHz radiowaves", *Vehicular Technology Conference, 1993 IEEE 43rd*, pp. 206-209, May 1993.
- [26] R. Hoppe, G. Wolfle, F. M. Landstorfer, "Measurement of building penetration loss and propagation models for radio transmission into buildings", *Vehicular Technology Conference, IEEE VTS 50th*, Vol. 4, pp. 2298-2302 1999.
- [27] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 40, Issue 2, pp. 207-217, Feb 1992.
- [28] Harri Holma and Antti Toskala, "WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications", *John Wiley and Sons, Ltd*, 2004.
- [29] Renzo Mare, "Introducción a la Telefonía Celular", *Universidad Nacional de Rosario*, 2003.
- [30] <http://www.3GPP.org>, 3GPP.
- [31] Ericsson, "TEMS™ Pocket 6.1 for Nokia N95: User's Manual", *Ericsson*, 2008.
- [32] Andrew Wireless Solutions, "Base Station Antenna Systems: Product Selection Guide 2008", *Andrew Wireless Solutions*, 2008.
- [33] www.allforsite.com/include/extra/download.php?id_product_attachment=119, Kathrein Antennen – Electronic.
- [34] <http://earth.google.es/>, Google™ Earth.
- [35] George E. P. Box, William G. Hunter, J. Stuart Hunter, "Statistics for Experimenters: An Introduction to Design, Data Analysis and Model Building", *John Wiley and Sons*, 1978.

Anexos

A.1. Lista de Acrónimos

3GPP:	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
BS:	<i>Base Station</i>
CN:	<i>Core Network</i>
CPICH:	<i>Common Pilot Channel</i>
CS:	<i>Circuit Switched</i>
Eb/No:	<i>Bit Energy over noise</i>
Ec/No:	<i>Chip Energy over noise</i>
FDD:	<i>Frequency Division Duplex</i>
GGSN:	<i>Gateway GPRS Support Node</i>
GMSC:	<i>Gateway MSC</i>
GPRS:	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM:	<i>Global System for Mobile communications</i>
HLR:	<i>Home Location Register</i>
HSPA:	<i>High Speed Packet Access</i>
IMS:	<i>IP Multimedia Sub-system</i>
LOS:	<i>Line of Sight</i>
ME:	<i>Mobile Equipment</i>
MSC:	<i>Mobile Services switching Centre</i>
PL:	<i>Path Loss</i>
PLMN:	<i>Public Land Mobile Network</i>
PN:	<i>Pseudo Noise</i>
PS:	<i>Packet Switched</i>
RF:	<i>Radio Frecuencia</i>
RNC:	<i>Radio Network Controller</i>
RNS:	<i>Radio Network Subsystem</i>

RSCP:	<i>Received Signal Code Power</i>
RSSI:	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
SGSN:	<i>Serving GPRS Support Node</i>
TDD:	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA:	<i>Time Division Multiple Acces</i>
UE:	<i>User Equipment</i>
UMTS:	<i>Universal Mobile Telecommunications Systems</i>
USIM:	<i>UMTS Subscriber Identity Module</i>
VLR:	<i>Visitor Location Register</i>
WCDMA:	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>

A.2. Receptor RAKE

Las ondas de radio pueden tomar diferentes rutas para llegar a la antena receptora. En WCDMA se intenta aprovechar este efecto de multi trayectoria a través del receptor RAKE. En la siguiente figura se muestra un diagrama de bloques simplificado del funcionamiento de este receptor:

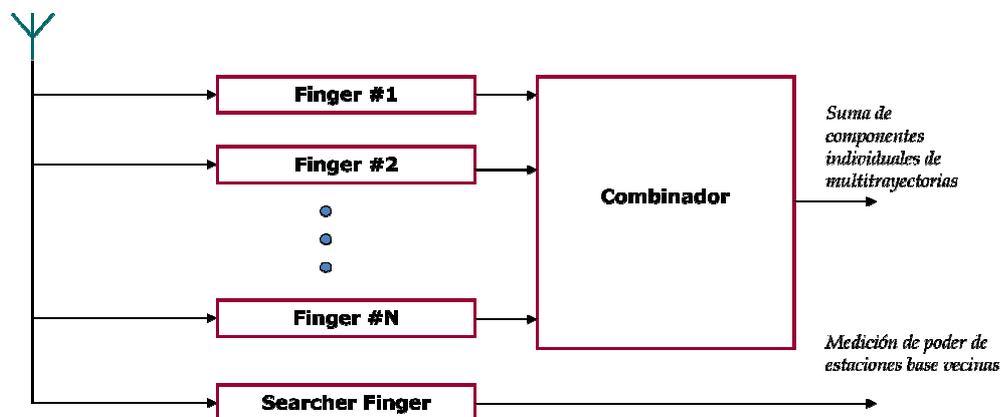


Figura A.1: Arquitectura de Receptor RAKE.

Dentro del diagrama se pueden identificar distintos dedos (*finger*). La función de cada uno de ellos es seguir una de las reflexiones de la multi trayectoria. A su vez puede ser usado para seguir una señal de otra estación base durante un *soft-handover*. Uno de ellos tiene un uso particular el cual corresponde al *Searcher Finger* que es empleado para identificar otras estaciones base. Lo que realiza cada uno de estos “dedos” es correlacionar la señal con el mismo código *scrambling* pero a distinta fase. La salida de cada dedo no alimenta directamente el combinador, ya que previo esto, es

correlacionada con la señal recibida con el código *scrambling* de una estación base vecina (*searcher finger*), con el fin de medir su poder. Esta información resulta útil para determinar cuándo es oportuno realizar un *handover*.

Para que sea todo esto posible de realizar en el receptor RAKE, es decir seguir estas distintas componentes de multi trayectoria, debe haber alguna forma de medir los niveles de señal y fase. Esto es logrado por la estación base al transmitir símbolos pilotos conocidos en los datos transmitidos. El receptor RAKE observa esos bits y los usa para determinar la fase y fuerza de la señal de cada componente.

A.3. Handover

La calidad de conexión debe ser mantenida en el movimiento del equipamiento de usuario (UE) entre celdas. Esa es la función del *handover*. En un sistema WCDMA, el *handover* es realizado a través de:

- *Soft/Softer Handover*
- *Hard Handover* (frecuencia)
- *Handover* entre sistemas

A.3.1. Soft/Softer Handover

Provee al UE la capacidad de sumar, remover y reemplazar links de radio con la misma frecuencia. En un *soft handover* el UE es conectado a más de una Radio Estación Base (RBS) simultáneamente. Al menos un link de radio está siempre activo y no hay interrupción en el flujo de datos durante el *handover* actual. Las señales son recibidas en el UE y combinadas en el receptor RAKE que entrega protección contra el desvanecimiento de la señal.

En un *softer handover* el UE está comunicado con una RBS a través de distintos links de radio. El *softer handover* es un *handover* entre 2 o más celdas de la misma RBS.

A.3.2. Hard Handover (Inter Frequency Handover)

Este tipo de *handover* ocurre cuando el UE hace un *handover* a otra frecuencia WCDMA. En este caso el canal de tráfico y control son desconectados y deben reconectarse.

A.3.3. Inter-System Handover (Handover entre sistemas)

Handover entre sistema con tecnología WCDMA a un sistema análogo (1G) o un sistema con tecnología TDMA (2G, por ejemplo GSM). En este caso los canales de tráfico y control son desconectados y deben reconectarse. Esto también corresponde a un tipo de *hard handover*.

Durante un *hard handover* o un *inter-system handover*, el UE tiene sólo un link de radio activo. Durante estos tipos de *handover* la conexión se quiebra por un corto periodo de tiempo.

A.4. Reutilización de frecuencias y división en celdas

En los sistemas celulares, el área de cobertura de un operador es dividida en celdas. Una celda corresponde a una zona cubierta por un transmisor o una pequeña colección de transmisores. El tamaño de la celda depende de la potencia del transmisor, banda de frecuencia utilizada, altura y posición de la torre de la antena, el tipo de antena, la topografía del área y la sensibilidad del radio receptor.

Un canal de radio consiste en un par de frecuencias, una en la dirección *uplink* y otra para *downlink*, que son usadas para una operación *full-duplex*. Un canal de radio en particular f_1 , es usado en una zona geográfica llamada celda C_1 , con un radio de cobertura R . Este mismo canal puede ser usado en otra celda con el mismo radio de cobertura a una distancia D de separación, como se muestra en la figura A.2.

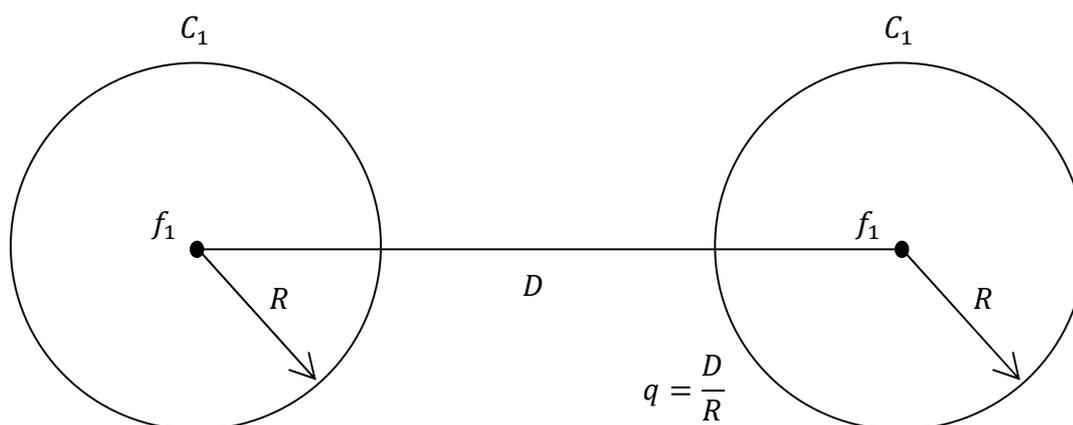


Figura A.2: Relación entre separación y radio de cobertura D/R .

Por lo anteriormente expuesto, el concepto de re-uso de frecuencias (*frequency reuse*) se refiere al uso de las mismas frecuencias portadoras para cubrir distintas áreas separadas por una distancia suficientemente grande para evitar interferencia co-canal.

En lugar de cubrir un área desde un único sitio de transmisión con alta potencia y alta elevación, el proveedor de servicios puede subdividir el área en celdas en donde cada una posee un transmisor de menor potencia.

Las celdas con distintas letras van a ser servidas por un juego de frecuencias diferentes. Así celdas que estén suficientemente apartadas (A_1 y A_2) pueden usar el mismo juego de frecuencias como se ve en la figura A.3, de esta manera, el sistema móvil basado en el concepto de celular puede atender simultáneamente una cantidad mayor de llamadas que el número total de canales asignados.

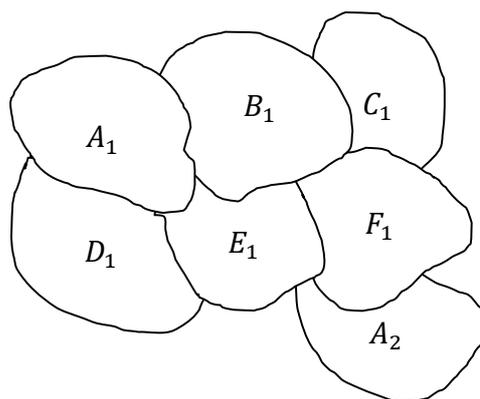


Figura A.3: Celdas amorfas.

En principio, el área de cobertura de los sitios de transmisión no necesita ser regular, y las células no necesitan tener una forma geométrica definida. *La división en celdas permite concentrar mayor número de canales en las zonas de mayor demanda.* Tomando una demanda equilibrada si tenemos N canales asignados y lo dividimos en K juegos, luego cada juego tendrá $S = N/K$ canales.

Con el fin de trabajar apropiadamente un sistema celular debe seguir dos condiciones:

- El nivel de potencia del transmisor dentro de una celda debe estar limitado con el fin de reducir la interferencia entre transmisores de celdas vecinas.
- Celdas vecinas no pueden compartir los mismos canales. Con el fin de reducir la interferencia las frecuencias pueden ser re-usadas siguiendo ciertas reglas.

El principal propósito de definir celdas es delinear zonas en las cuales cada canal es usado, ya que es necesario un grado de confinación geográfica del canal para evitar la interferencia co-canal.

Las zonas amorfas mostradas en la figura A.3 podrían ser aceptables para sistemas que no se modifiquen. En la práctica, es necesaria una estructura geoméricamente que facilite la adaptación al crecimiento del tráfico.

Así un sistema podría estar diseñado con celdas en forma de cuadrados o triángulos equiláteros pero, por razones de dibujo y relaciones geométricas los diseñadores de sistemas de los Laboratorios Bell adoptaron la forma de hexágono. En este caso, en una matriz de celdas no existe solapamiento ni espacios vacíos.

Al área formada por K celdas adyacentes que utilizan canales diferentes, se le llama clúster, tal como se muestra en la figura A.4.

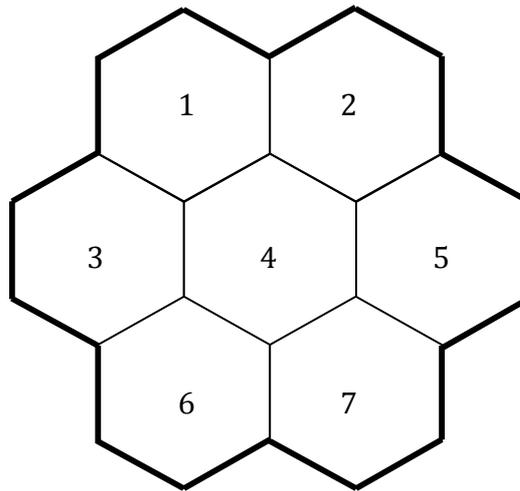


Figura A.4: Clúster con $K = 7$.

En la práctica las configuraciones más empleadas por tecnologías FDMA y TDMA corresponden a 21 frecuencias proporcionadas por 7 estaciones bases (sitios). Esta configuración llamada 7/21 es posible ya que cada sitio aporta con 3 frecuencias portadoras. También son empleadas, en menor medida, configuraciones del tipo 5/15 y 3/9. En la siguiente figura se muestra a modo de ejemplo la configuración de clúster 7/21.

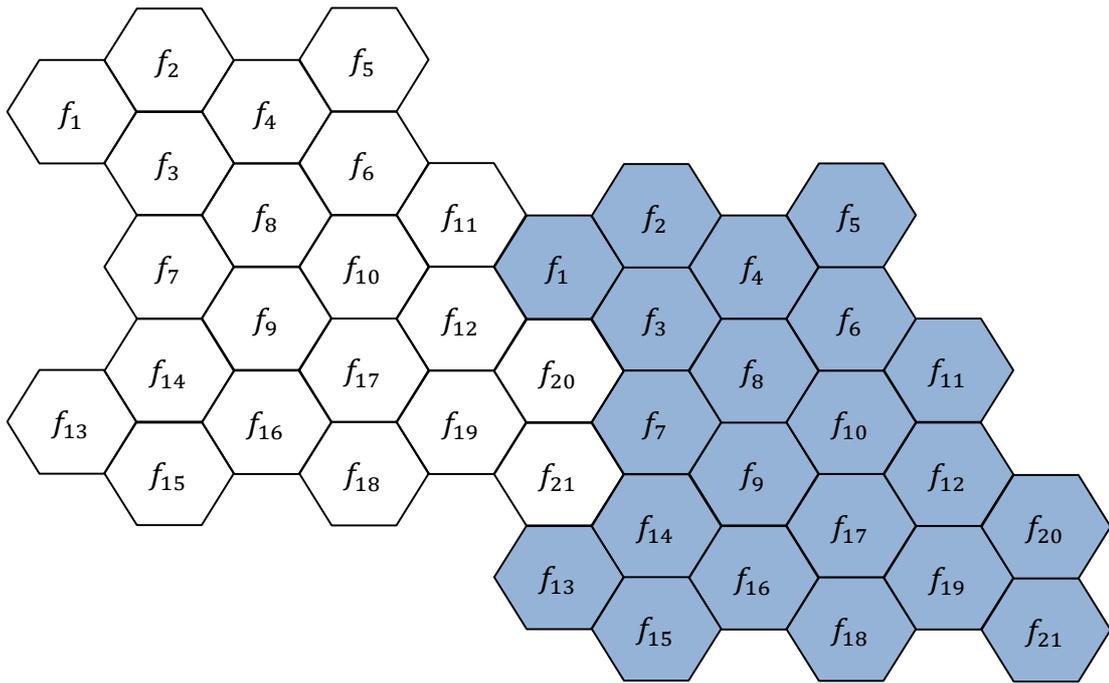


Figura A.5: Configuración de clúster 7/21.

A.5. Ondas Electromagnéticas de Radio-Frecuencia: Región de Fraunhofer

La creación de una onda RF propagada en el espacio se realiza mediante la auto-generación alternada de campos eléctrico y magnético de acuerdo a la ley de Faraday. Estas ondas varían en el tiempo con la misma frecuencia que la fuente de RF.

La forma del campo electromagnético radiado se encuentra a partir de la resolución de la ecuación de onda deducida de las ecuaciones de Maxwell. Cuando se incluyen las fuentes y para excitación sinusoidal, resulta la ecuación de Helmholtz no-homogénea, cuya solución para estructuras radiantes simples tiene la forma:

$$E_{\theta}(r, \theta, \phi) = \frac{E(\theta, \phi)}{r} \exp(-jkr) = \frac{E_0}{r} f(\theta, \phi) \exp(-jkr) \quad (\text{A.1})$$

donde:

E_0 : campo-fasor máximo a la unidad de distancia.

$f(\theta, \phi)$: función del diagrama de radiación.

$k = 2\pi/\lambda$: número de onda en espacio libre.

En el desarrollo analítico anterior resultan términos proporcionales al inverso del cuadrado y cubo de la distancia, los cuales pertenecen al campo cercano. En cambio, para grandes distancias, los términos proporcionales al inverso de la distancia son los que predominan y definen el campo lejano para el cual cobra validez la ecuación A.1. En términos prácticos, la aproximación de campo lejano se considera válida cuando el error introducido en la fase no supera los $\pi/8$ radianes [2]. Así, si D es la mayor dimensión lineal de la antena y λ la longitud de onda de operación, la condición anterior se cumple para

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{A.2})$$

Además debe cumplirse

$$r \gg D \quad (\text{A.3})$$

$$r \gg \lambda \quad (\text{A.4})$$

La región definida por las ecuaciones A.2 - A.4 es conocida como región de campo lejano o región de Fraunhofer.

A.6. Modelos de Propagación Outdoor

A continuación se detallan modelos de propagación *outdoor* adicionales a los estudiados en los capítulos previos.

A.6.1. Modelo de Okumura

Este modelo es uno de los más ampliamente usados para predicción de señal en áreas urbanas. Es aplicable para frecuencias en el rango de 150 [MHz] a 1920 [MHz] (también es extrapolado típicamente hasta 3000 [MHz]) y distancias de 1 [km] a 100 [km]. Puede ser usado para estaciones base con antenas de altura desde 30 [m] a 1000 [m].

Okumura desarrolló un set de curvas entregando la media de atenuación relativa al espacio libre (A_{mu}), en un área urbana sobre a un terreno cuasi suave, con una altura efectiva de la antena de estación base (h_{te}) de 200 [m] y una altura de antena móvil (h_{re}) de 3 [m]. Estas curvas fueron desarrolladas por mediciones extensivas usando antenas verticales omnidireccionales en ambos lugares (base y móvil), y fueron graficadas en función de la frecuencia en el rango de 100 [MHz] a 1920 [MHz] y como función de la distancia de la estación base en el rango de 1 [km] a 100 [km]. Para determinar las pérdidas de trayectoria en función del modelo de Okumura, son

determinadas primero la disminución de potencia debida al espacio libre entre los puntos de interés, y luego el valor de $A_{mu}(f, d)$ (leídas de las curvas) son adicionadas a este con factores de corrección para tomar en cuenta el tipo de terreno. El modelo puede ser expresado como:

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (A.5)$$

donde L_{50} es al 50% (i.e. mediana) el valor de las pérdidas de trayectoria de la propagación, L_F es la pérdida de propagación en espacio libre, A_{mu} es la mediana de la atenuación relativa al espacio libre, $G(h_{te})$ es el factor de ganancia de la antena de estación base, $G(h_{re})$ es el factor de ganancia de la antena móvil y G_{AREA} es la ganancia del tipo de ambiente. Debemos notar que la ganancia de antena es una función sólo dependiente de la altura y no tiene ninguna influencia la forma de ésta.

Okumura halló que $G(h_{te})$ varía a una tasa de $20dB/decada$ y que $G(h_{re})$ varía a una tasa de $10dB/decada$ para alturas menores a $3 [m]$:

$$G(h_{te}) = 20 \log\left(\frac{h_{te}}{200}\right) \quad 1000m > h_{te} > 30m \quad (A.6)$$

$$G(h_{re}) = 10 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) \quad h_{re} \leq 3m \quad (A.7)$$

$$G(h_{re}) = 20 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) \quad 10m > h_{re} > 3m \quad (A.8)$$

Otras correcciones también pueden ser aplicadas al modelo de Okumura. Algunas importantes relacionadas con parámetros son las realizadas debido a las alturas de ondulación de terreno, aislación provocada por las alturas de cumbres, promedios de diversidad de terreno y el parámetro de la mezcla de tierra y mar. Una vez que los parámetros de terrenos son calculados, los factores de corrección pueden ser sumados o sustraídos como sea requerido. Todas estas correcciones se encuentran disponibles en las curvas de Okumura.

El modelo de Okumura es basado en mediciones de datos y no provee ninguna explicación analítica. Para muchas situaciones, son realizadas extrapolaciones de las curvas para obtener valores fuera del rango de medición, sin embargo la validez de dichas extrapolaciones depende de las circunstancias y de la regularidad de la curva en cuestión.

La principal desventaja de este modelo es la baja respuesta a cambios rápidos en terreno, por lo tanto este modelo es bastante adecuado en áreas urbanas y sub urbanas, pero no así en áreas rurales. Desviaciones estándar comunes entre predicciones y mediciones de pérdidas de trayectoria toman valores alrededor de $10 [dB]$ a $14 [dB]$.

A.6.2. Modelo de Hata

El modelo de Hata corresponde a una formulación empírica de los datos gráficos proveídos por Okumura y es válido desde los 150 [MHz] a 1500 [MHz]. Hata presenta las pérdidas de propagación en área urbana como una fórmula estándar y entrega ecuaciones de corrección para aplicaciones en otras situaciones. La fórmula estándar para el promedio de pérdidas de trayectoria en zonas urbanas está dada por:

$$L_{50}(\text{urbano})(dB) = 69,55 + 29,16 \log f_c - 13,82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44,9 - 6,55 \log h_{te}) \log d \quad (\text{A.9})$$

donde:

f_c : frecuencia (en MHz) desde 150 [MHz] a 1500 [MHz].

h_{te} : altura efectiva del transmisor (estación base) en metros dentro del rango de 30 [m] a 200 [m].

h_{re} : altura efectiva del receptor (móvil) en metros dentro del rango de 1 [m] a 10 [m].

d : es la distancia de separación entre Transmisor-Receptor (en km).

$a(h_{re})$: factor de corrección de antena efectiva móvil el cual es función del tamaño del área de cobertura.

Para ciudades desde pequeñas a medianas, este factor está dado por:

$$a(h_{re}) = (1,1 \log f_c - 0,7)h_{re} - (1,56 \log f_c - 0,8) [dB] \quad (\text{A.10})$$

Para ciudades de gran tamaño:

$$a(h_{re}) = 8,29(\log 1,54h_{re})^2 - 1,1 [dB] \quad \text{para } f_c \leq 300 [MHz] \quad (\text{A.11})$$

$$a(h_{re}) = 3,2(\log 11,75h_{re})^2 - 4,97 [dB] \quad \text{para } f_c \geq 300 [MHz] \quad (\text{A.12})$$

Para obtener las PL en un área sub urbana, la fórmula estándar de Hata es modificada como:

$$L_{50}(dB) = L_{50}(\text{urbano}) - 2[\log(f_c/28)]^2 - 5,4 \quad (\text{A.13})$$

Y para PL en áreas rurales abiertas, la fórmula es modificada como:

$$L_{50}(dB) = L_{50}(\text{urbano}) - 4,78(\log f_c)^2 + 18,33 \log f_c - 40,94 \quad (\text{A.24})$$

Además el modelo de Hata no tiene ninguna de las correcciones de trayectoria específica las cuales están disponibles para el modelo de Okumura. Las predicciones del modelo de Hata son comparables de manera muy cercana con el modelo original de

Okumura, en la medida que d excede 1 [km]. Este modelo es recomendado para sistemas de celulares de gran envergadura, pero no PCS los cuales poseen celdas de orden de 1 [km] de radio.

A.6.3. Extensión a PCS del modelo de Hata

La corporación europea para investigación científica y técnica (EURO-COST) formó el comité de trabajo COST-231 para desarrollar una versión extendida del modelo de Hata. COST-231 propuso la siguiente fórmula para extender el modelo de Hata hasta 2 [GHz]. El modelo propuesto para pérdidas de trayectoria es:

$$L_{50}(\text{urbano}) = 46,3 + 33,9 \log f_c - 13,82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44,9 - 6,55 \log h_{te} \log d + C_M) \quad (\text{A.35})$$

donde:

$a(h_{re})$: es definido según el modelo de Hata (ecuaciones A.6-A.8)

$C_M = 0$ [dB] para ciudades de tamaño mediano y áreas sub urbanas

$C_M = 3$ [dB] para centros metropolitanos

El modelo COST-231 está restringido para el siguiente rango de parámetros:

f : 1500 [MHz] a 2000 [MHz]

h_{te} : 30 [m] a 200 [m]

h_{re} : 1 [m] a 10 [m]

d : 1 [km] a 20 [km]

A.7. Modelos de Propagación Indoor

A continuación se detallan ciertas consideraciones con respecto a los tipos de pérdidas que predominan en el ambiente *indoor*. Además se incluyen modelos de propagación adicionales a los estudiados en los capítulos previos.

A.7.1. Pérdidas de divisiones (Partition Losses) en un mismo piso

Los edificios tienen una gran variedad de divisiones y obstáculos los cuales forman la estructura interna y externa. Edificios de oficina habitualmente tienen grandes áreas

abiertas las cuales son construidas usando separadores movibles con el fin de reconfigurar el espacio fácilmente, además de usar metal reforzado entre pisos. Las divisiones que forman parte de la estructura del edificio son llamadas *particiones duras* y las pueden ser movidas son llamadas *particiones blandas*. Las divisiones varían de gran forma en sus características físicas y eléctricas, haciendo difícil aplicar modelos generales para instalaciones específicas *indoor*. Investigadores han determinado un gran número de casos agrupados en bases de datos los cuales se referencian en [1].

A.7.2. Pérdidas de partición entre pisos

Las pérdidas entre pisos de un edificio son determinadas por las dimensiones externas y el material de construcción, como también el tipo de construcción usado para crear los suelos y la capa externa. También el número de ventanas en el edificio y la presencia de pintura (la cual afecta la energía de radio) pueden impactar en la pérdida entre pisos. En [1] se pueden observar valores típicos de estas pérdidas a través de los *factores de atenuación de suelo (FAF)*¹⁹. Debido al tipo de construcción predominante dentro de Chile, este efecto no será considerado en el modelo final ya que la aislación que se emplea hace despreciable el paso de una onda de un piso a otro.

A.7.3. Modelo Log-Distancia para pérdidas de trayectoria

Las pérdidas de trayectoria pueden ser modeladas a partir de la siguiente ecuación:

$$PL(dB) = PL(d_o) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + X_\sigma \quad (A.46)$$

Donde el valor de n depende de la construcción alrededor además del tipo de edificio analizado y X_σ representa una variable aleatoria normal en dB con desviación estándar de σ dB . Un dato a considerar es que esta ecuación es idéntica en forma al modelo de Log-Normal *shadowing* (sección 2.3.3). Valores típicos se observan en [1].

A.8. La Distribución Log-Normal

La distribución log-normal es usada en comunicaciones móviles para representar las variaciones del valor medio en la señal recibida. Si el logaritmo de la variable aleatoria s se distribuye de manera normal, entonces se dice que la variable s se distribuye de

¹⁹ Estos valores fueron medidos para tres edificios en San Francisco, E.E.U.U.

manera log-normal. Así, si s corresponde a la potencia recibida expresada en dBm , entonces, la función de densidad de probabilidad PDF conjunta tiene la forma

$$p_s(s) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(s-m)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{A.57})$$

donde m y σ son el valor medio y la desviación estándar de la potencia recibida expresados en unidades de dB respectivamente. La distribución de probabilidad acumulada tiene la siguiente expresión

$$F_S(s) = \int_{-\infty}^s p_s(s) ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{(s-m)/\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2}\right] dy \quad (\text{A.68})$$

La probabilidad K de que el nivel de señal s supere el nivel predeterminado N , expresado en dBm , viene dado por

$$K = \int_N^{\infty} p_s(s) ds = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(N-m)/\sigma}^{\infty} \exp\left[-\frac{y^2}{2}\right] dy = Q\left[\frac{N-m}{\sigma}\right] \quad (\text{A.79})$$

El resultado puede encontrarse en base a la función Q , la cual corresponde a una distribución normal de valor medio nulo y desviación estándar unitaria. Por ejemplo, para asegurar un 90% de disponibilidad de señal en el borde de la celda de cobertura, se debe colocar

$$K = Q\left[\frac{N-m}{\sigma}\right] = 0,9 \Rightarrow \frac{N-m}{\sigma} = -1,28 \quad (\text{A.20})$$

Lo cual permite definir un margen F_m adicional por desvanecimientos para lograr el requerimiento anterior, de acuerdo a

$$(F_m)_{dB} = (m)_{dBm} - (N)_{dBm} = 1,28\sigma \quad (\text{A.21})$$

A.9. Tabla de link budget representativas

A continuación se detallan diversos cálculos de *link budget* realizados por Entel PCS para el enlace de *uplink* en conjunto con diversos tráficos representados por:

- *Speech*: servicio de voz con una tasa de 12,2 [kbps] y con una probabilidad de servicio del 97%.
- PS 64/HSDPA: servicio de paquetes de velocidad mínima de 64 [kbps] realizado con HSDPA.

- PS 384/HSDPA: servicio de paquetes de velocidad mínima de 384 [kbps] realizado con HSDPA.

La tabla es mostrada a continuación:

Uplink	Speech	PS 64/HSDPA	PS 384/HSDPA
UE Output Power	0,13W	0,25W	0,25W
UE Output Power	21dBm	24dBm	24dBm
Thermal Noise [dBm/Hz]	-174	-174	-174
Noise Factor RBS	2,0	2,0	2,0
User Bitrate	15,6 kbps	67,4 kbps	387,4 kbps
Eb/No	4,8	3,3	2,7
RBS Sensitivity	-125,3 dBm	-120,4 dBm	-113,4 dBm
Antenna Gain	18	18	18
Feeder Loss (0dB con TMA)	0	0	0
Jumper Loss	0,2	0,2	0,2
ASC insertion Loss	0	0	0
Body Loss	3	0	0
PC Margin	0,7	0,7	0,7
Area Coverage Probability	97%	90%	85%
$\sigma_{LNF(o)}$	10dB	10dB	10dB
Fading Margin (outdoor)	8,1	2,3	-0,1
Max Pathloss Unloaded (outdoor)	152,3 dB	159,2 dB	154,6 dB
Load UL	50%	50%	50%
Interference Margin	3,0	3,0	3,0
Max Pathloss Loaded (Outdoor)	149,3 dB	156,2 dB	151,6 dB
Building Penetration Loss	22	22	22
$\sigma_{LNF(i+o)}$	14dB	14dB	14dB
Fading Margin (indoor)	12,5	4,3	1,1
Max Pathloss Loaded (Indoor)	122,9 dB	132,2 dB	128,4 dB
Car Penetration Loss	8,0 dB	8,0 dB	8,0 dB
Max Pathloss Loaded (Incar)	141,3 dB	148,2 dB	143,6 dB
UL Lp Max Outdoor	149,3 dB	156,2 dB	151,6 dB
UL Lp Max Indoor	122,9 dB	132,2 dB	128,4 dB

Tabla A.1: Distintos cálculos de Link Budget.