
**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE ELECTRÓNICA**



**"PROPAGACIÓN DE ONDAS DE RADIO DE TELEFONÍA
MÓVIL PARA ARREGLOS MICROCELULARES Y
PICOCELULARES."**

**TESIS DE GRADUACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA.**

**PRESENTADO POR:
ANDRÉS RODRIGO HUGUET MÉNDEZ**

OCTUBRE 2003

SAN SALVADOR, EL SALVADOR C.A.

UNIVERSIDAD DON BOSCO



RECTOR

ING. FEDERICO MIGUEL HUGUET

VICERECTOR ACADÉMICO

VICTOR BERMÚDEZ

SECRETARIO GENERAL

LIC. MARIO RAFAEL OLMOS

DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERÍA

ING. CARLOS GUILLERMO BRAN

**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERÍA**



JURADO EVALUADOR DEL TRABAJO DE GRADUACIÓN

ING. GILBERTO RODRÍGUEZ

ING. JUAN CARLOS CASTRO

ING. WENCESLAO RIVAS

ING. JULIO HERNÁNDEZ

DEDICATORIA

A mi Señor y Dios, pues como dice en su palabra, "El hombre prepara el caballo para entrar en la batalla, pero el Señor es quien da la victoria" (Prov 21,31).

A mi padre, a quien admiro mucho, pues siempre me ha animado a ser mejor, y que con su ejemplo y consejos me ha mostrado el camino para llegar a serlo. A mi madre, pues su apoyo y amor han sido un pilar en mi vida, y con el cual es muy difícil tambalearse o dejarse vencer.

A Karla Renneé, mi futura esposa, pues en ella he encontrado una inmensa fuente de motivación para superarme y ser mejor (Karlita, lea por favor Gn 29,20).

A mis hermanos Lico, Gaby y Francho, pues yo se que comparten sinceramente este triunfo y que al cabo, es un triunfo de toda la familia.

A los catedráticos, instructores y asesores de la Universidad Don Bosco, pues los conocimientos y disciplina que ahora poseo es también reflejo de su esfuerzo e interés.

Andrés Rodrigo Huguet Méndez

PREFACIO

El Capítulo 1 expone algunos conceptos generales referentes a los modelos de propagación y a los distintos tipos de configuraciones de celdas.

El Capítulo 2 describe algunos de los modelos determinísticos utilizados para analizar la propagación en microceldas y picoceldas. Dos modelos determinísticos son revisados: La Óptica Física y la Teoría Geométrica de la Difracción en su formulación uniforme (GTD/UTD).

El Capítulo 3 abarca dos aspectos prácticos importantes utilizados para el análisis computacional de la propagación: los datos de entrada del entorno y las técnicas de seguimiento de rayos.

El Capítulo 4 presenta un listado de los modelos empíricos y semiempíricos más comunes utilizados para el cálculo de la propagación en macroceldas, microceldas y picoceldas.

El Capítulo 5 presenta algunas de las técnicas utilizadas para el diseño celular para sistemas microcelulares. En este se define cierta terminología utilizada en el diseño celular, así como algunos de los objetivos principales del diseño celular. El capítulo finaliza considerando casos reales de diseño microcelular.

El Capítulo 6 aborda el desvanecimiento y algunos fenómenos de interferencia como problemas inherentes de los sistemas móviles.

Finalmente, el Capítulo 7 presenta algunos métodos de reducción de desvanecimiento e interferencia. Además de los ya conocidos esquemas de diversidad y técnicas de combinación, se presenta una introducción a la tecnología de las antenas inteligentes.

ÍNDICE

<u>DEDICATORIA.....</u>	<u>5</u>
<u>PREFACIO</u>	<u>7</u>
<u>ÍNDICE.....</u>	<u>9</u>
<u>INTRODUCCIÓN.....</u>	<u>15</u>
<u>Capítulo 1.....</u>	<u>19</u>
<u>INTRODUCCIÓN A LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN, SISTEMAS</u> <u>MICROCELULARES Y SISTEMAS PICOCELULARES.....</u>	<u>19</u>
<u>1.1 Celdas, Microceldas y Picoceldas.....</u>	<u>19</u>
<u>1.2 Clasificación De Los Modelos de Propagación Y Entornos de la</u> <u>Comunicación Móvil.....</u>	<u>23</u>
<u>Capítulo 2.....</u>	<u>26</u>
<u>UNA REVISIÓN A LAS TÉCNICAS DE FÍSICA ÓPTICA Y A GTD/UTD.....</u>	<u>26</u>
<u>2.1 La Aproximación GTD/UTD.....</u>	<u>28</u>
<u>2.2 Campo Directo.....</u>	<u>32</u>
<u>2.3 Campo Reflejado.....</u>	<u>33</u>
<u>2.4 Campo Difractado en los Bordes.....</u>	<u>40</u>
<u>2.5 Campo Transmitido.....</u>	<u>46</u>
<u>2.6 Efectos Múltiples.....</u>	<u>50</u>
<u>2.7 Validación De Los Modelos GTD/UTD.....</u>	<u>51</u>
<u>2.8 Aplicación de GTD/UTD en Modelos Semi-Determinísticos.....</u>	<u>69</u>
<u>2.9 Óptica Física.....</u>	<u>72</u>
<u>2.10 Aplicación la Óptica Física en Modelos de Propagación Semi-</u> <u>Determinísticos: Difracción Filo-Borde Múltiple.....</u>	<u>73</u>
<u>2.11 Aplicación de la Óptica Física en modelos determinísticos de Propagación:</u> <u>Campo Dispersante.....</u>	<u>75</u>
<u>Apéndice 2A.....</u>	<u>78</u>

<u>2A.1 Transformación de vectores entre sistemas de coordenadas Rectangulares y Esféricas.....</u>	<u>78</u>
<u>2A.1.1 Transformación de Vectores entre sistemas de coordenadas rectangulares.....</u>	<u>79</u>
<u>2A.1.1 Transformación de Vectores entre sistemas de coordenadas rectangulares.....</u>	<u>81</u>
<u>Capítulo 3.....</u>	<u>81</u>
<u>TÉCNICAS DE SEGUIMIENTO DE RAYOS.....</u>	<u>81</u>
<u>3.1 Modelos Morfológicos y Geométricos.....</u>	<u>82</u>
<u>3.1.1 Descripción Geométrica.....</u>	<u>82</u>
<u>Modelos Morfológicos.....</u>	<u>83</u>
<u>Modelos de Caras.....</u>	<u>84</u>
<u>3.2 Fundamentos para el Seguimiento de Rayos: El Problema de Sombra.....</u>	<u>90</u>
<u>3.3 Modelos de Propagación de Rayos.....</u>	<u>94</u>
<u>3.3.1 Método de tiro y bote de rayos.....</u>	<u>98</u>
<u>3.3.2 Método de las Imágenes.....</u>	<u>101</u>
<u>3.4 Técnicas De Aceleración de Seguimiento de Rayos.....</u>	<u>107</u>
<u>3.4.1 Algoritmo de Partición Binaria del Espacio.....</u>	<u>108</u>
<u>3.4.2 Algoritmo de Partición Volumétrica del Espacio.....</u>	<u>116</u>
<u>3.4.3 Algoritmo Z-Buffer Angular.....</u>	<u>118</u>
<u>Aplicación a rayos reflejados.....</u>	<u>123</u>
<u>Aplicación a rayos doble reflejados y reflexiones de orden mayor.....</u>	<u>125</u>
<u>Aplicación a rayos difractados en bordes.....</u>	<u>126</u>
<u>Aplicación a rayos reflejados-difractados.....</u>	<u>128</u>
<u>Aplicación a rayos difractados-reflejados.....</u>	<u>128</u>
<u>Aplicación a múltiples interacciones entre bordes y caras.....</u>	<u>130</u>
<u>3.5 Determinación Rigurosa de los Puntos de Difracción.....</u>	<u>130</u>
<u>3.6 Algoritmos De Intercepción Cara-Rayos Rigurosos.....</u>	<u>132</u>
<u>3.6.1 Algoritmos de intercepción de rayos con caras de 3D arbitrarias.....</u>	<u>132</u>
<u>Determinación del plano de la cara.....</u>	<u>133</u>

<u>Intercepción Cara-Plano.....</u>	<u>135</u>
<u>Punto dentro / fuera del polígono.....</u>	<u>136</u>
<u>Intercepción línea-Segmento en un Plano.....</u>	<u>137</u>
<u>3.6.2 Algoritmo de intercepción de rayos con caras 3D particulares.....</u>	<u>138</u>
<u>Intercepción de Segmentos en un Plano.....</u>	<u>139</u>
<u>Apéndice 3A.....</u>	<u>140</u>
<u> Algoritmo de extracción de cara trasera.....</u>	<u>140</u>
<u>Capítulo 4.....</u>	<u>141</u>
<u>MODELOS EMPÍRICOS Y SEMIEMPÍRICOS DE PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA.....</u>	<u>141</u>
<u>4.1 Pérdidas de Trayectoria.....</u>	<u>142</u>
<u>4.2 Modelos de Propagación para Macroceldas.....</u>	<u>144</u>
<u> 4.2.1 Modelo de Allsebrook.....</u>	<u>144</u>
<u> 4.2.2 Modelo de Okamura-Hata.....</u>	<u>144</u>
<u> 4.2.3 Modelo COST 231-Hata.....</u>	<u>146</u>
<u> 4.2.4 Modelo de Lee.....</u>	<u>146</u>
<u> 4.2.5 Modelos de Ibrahim y Parson.....</u>	<u>147</u>
<u> 4.2.6 Modelo de McGeehan y Griffiths.....</u>	<u>148</u>
<u> 4.2.7 Modelo de Atefi y Parsons.....</u>	<u>149</u>
<u> 4.2.8 Modelo de Sakagami-Kuboi.....</u>	<u>149</u>
<u> 4.2.9 Modelo de Ikegami.....</u>	<u>150</u>
<u> 4.2.10 Modelo de Walfisch y Bertoni.....</u>	<u>151</u>
<u> 4.2.11 Modelo de Xia y Bertoni.....</u>	<u>152</u>
<u> 4.2.12 Modelo COST 231-Walfisch-Ikegami.....</u>	<u>154</u>
<u> 4.2.13 Otros Modelos Basados en Arreglos de Pantallas Difractoras.....</u>	<u>156</u>
<u>4.3 Modelos De Propagación Para Microceldas.....</u>	<u>156</u>
<u> 4.3.1 Modelo de Dos Rayos.....</u>	<u>156</u>
<u> 4.3.2 Modelos de Rayos Múltiples.....</u>	<u>159</u>
<u> 4.3.3 Modelo de Guía Onda de Rejilla Múltiple.....</u>	<u>160</u>
<u> 4.3.4 Modelo Uni-Lund.....</u>	<u>160</u>

4.4 Modelos de Propagación Para Interiores.....	162
4.4.1 Modelo de pérdidas de trayectoria Log-Distancia.....	162
4.4.2 Modelos de Factor de Atenuación.....	163
4.4.3 Modelo de Keenan-Motley.....	164
4.4.4 Modelo de Paredes Múltiples.....	164
Capítulo 5.....	166
UNA INTRODUCCIÓN AL DISEÑO MICROCELULAR.....	166
5.1 Introducción.....	166
5.2 Terminología del Diseño Celular.....	166
5.3 Objetivos Del Diseño Celular.....	170
5.4 Diseño De La Geometría De Un Sistema Celular.....	171
5.5 Análisis de Matrices de Compatibilidad Para Algunos Sistemas Microcelulares.....	188
Apéndice 5A. Cálculo del Vector de Demanda.....	193
Apéndice 5B: Cálculo De La Matriz De Interferencia.....	194
5B.1 Cálculo de IM(M,N) Sin Control de Potencia.....	195
5B.1.1 Términos Diagonales IM(M,N).....	195
5B.1.2 Términos Arbitrarios IM(M,N), $M \neq N$	195
5B.2 Cálculo de IM(M,N) Con Control de Potencia.....	196
5B.2.1 Términos Diagonales IM(M,N).....	196
5B.2.2 Cálculo de Términos Arbitrarios IM(M,N), $M \neq N$ con Control de Potencia.....	197
Apéndice 5C: Cálculo De La Matriz de Compatibilidad.....	198
Capítulo 6.....	200
EL DESVANECIMIENTO Y LA INTERFERENCIA COMO PROBLEMAS INHERENTES DE LOS SISTEMAS MÓVILES.....	200
6.1 INTRODUCCIÓN.....	200
6.2 Causas De Las Pérdidas de Propagación.....	201
6.2 Causas De Desvanecimiento.....	202
6.2.1 Desvanecimiento Lento, $m(t)$ o $m(x)^2$	203

6.2.2 Desvanecimiento rápido, $r_o(t)$ o $r_o(x)$	207
6.3 Interferencia Cocanal E Interferencia Intersimbólica.....	212
6.3.1 Interferencia Cocanal.....	212
6.3.2 Interferencia Intersimbólica.....	213
Capítulo 7.....	214
MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE DESVANECIENTOS E INTERFERENCIA	214
7.1 Introducción.....	214
7.2 Esquemas De Diversidad.....	214
7.2.1 Diversidad Macroscópica	215
7.2.2 Diversidad Microscópica	216
7.2.2.1 Diversidad Espacial.....	217
7.2.2.2 Diversidad de Frecuencia.....	217
7.2.2.3 Diversidad de Polarización.....	218
7.2.2.4 Diversidad de Componente de Campo.....	218
7.2.2.5 Diversidad de Ángulo.....	219
7.2.2.6 Diversidad de Tiempo.....	219
7.3 Técnicas De Combinación.....	219
7.3.1 Técnicas de Combinación para esquemas de Diversidad.....	219
7.3.1.1 Combinación Selectiva.....	220
7.3.1.2 Combinación conmutada.....	221
7.3.1.3 Combinación con razón máxima.....	223
7.3.1.4 Combinación con igual ganancia.....	224
7.4 Antenas Inteligentes.....	225
7.4.1 Implementación de un sistema de antena inteligente.....	228
7.4.2 Algoritmos de conformación de haz.....	232
7.4.3 Descripción de una Posible Implementación.....	238
7.4.3.1 Canales Involucrados.....	240
7.4.3.2 Procedimientos Afectados.....	241
Apéndice 7A: Aumento De Capacidad Con Antenas De Haz Conmutado (Válido Para FDMA).....	244

<u>CONCLUSIONES.....</u>	<u>248</u>
<u>BIBLIOGRAFÍA.....</u>	<u>250</u>

INTRODUCCIÓN

En términos generales, podemos decir que la evolución de toda industria es modulada por la influencia de fuerzas (e intrínsecamente ligadas) como el mercado, la tecnología, la competencia y la regulación. Cada una de estas fuerzas imponen tendencias que marcan la pauta para la evolución de la industria.

La industria de las telecomunicaciones no es la excepción. En el mercado de las telecomunicaciones se pueden reconocer la existencia de varias necesidades y tendencias, tales como:

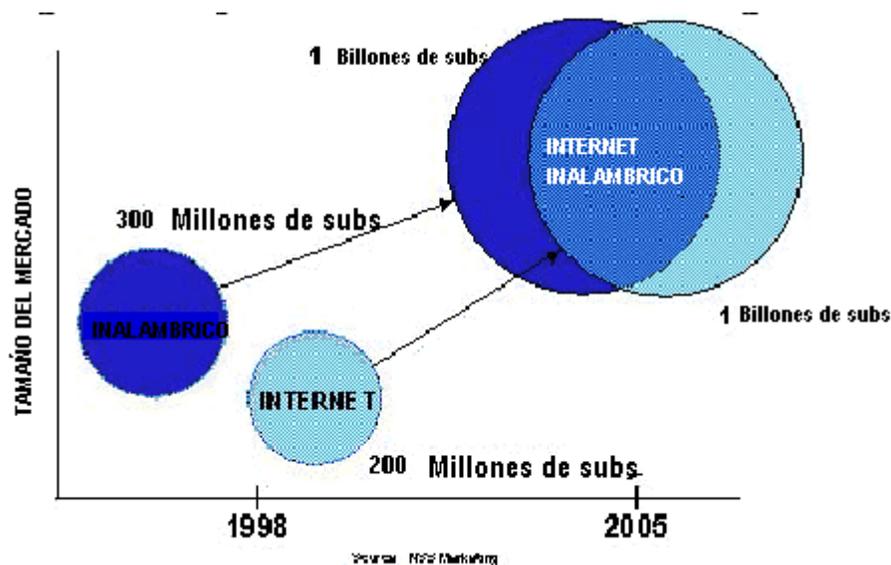
- (1) Bajo costo,
- (2) Calidad de servicio aceptable,
- (3) Maximización del rendimiento del ancho de banda,
- (4) Acceso a información de forma más rápida y eficiente,
- (5) Movilidad, etc.

Partiendo de estas necesidades se han desarrollado diversos sistemas con características de operación diferentes. Es importante mencionar que aún cuando algunos de ellos pretenden integrar y dar solución al mayor número de necesidades, es muy difícil dar solución al conjunto de necesidades en su totalidad.

Un ejemplo práctico podemos encontrarlo comparando los sistemas "wireline" y los sistemas "wireless". En virtud de los medios de transmisión utilizados, los sistemas "wireline" que ocupan par trenzado presentan limitaciones en cuanto a la velocidad de transmisión y ancho de banda; sin embargo, el costo de este medio de transmisión es mucho menor con respecto a otros medios guiados (coaxial, fibra óptica) y es más sencillo de manejar. Los sistemas que operan con fibra óptica presentan mayor velocidad, ancho de banda y aislamiento electromagnético, también presentan menor atenuación; sin embargo, su costo es mucho mayor que el par trenzado y el cable coaxial. Todos los sistemas "wireline" mencionados restringen la movilidad. Con respecto a los sistemas "wireless", estos promueven la movilidad, sin embargo son susceptibles a interferencias y la atenuación de la señal está en función de las características (variables) del entorno.

Es de notable importancia la tendencia actual hacia lo que es la movilidad. Es así como algunas comunicaciones que fueron antiguamente realizadas por medios confinados (par trenzado, coaxial, etc.) son realizadas actualmente en forma inalámbrica:

- Los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación 3G¹, presuponen la integración del Internet con los sistemas inalámbricos. Globalmente, se ha proyectado un aumento de los usuarios de Internet de 200 millones en el presente, a casi 1 billón para el año 2005. Durante el mismo período de tiempo, se espera un aumento de los subscriptores inalámbricos de 300 millones a casi un billón. Con esta dinámica de mercado en mente, se puede visualizar la unificación de dichos mercados en la siguiente Figura:



¹ "UMTS" es el sistema de telefonía móvil de tercera generación y supone un salto exponencial en el campo de las comunicaciones inalámbricas tal y como hoy las conocemos por sus altas capacidades en la transmisión y recepción de datos.

- Otro ejemplo son los sistemas informáticos como las LAN inalámbricas, que permiten que los equipos puedan enviar y recibir datos dentro de un edificio y fuera del mismo, en cualquier parte que esté dentro del rango de una estación inalámbrica base. Esta avanzada tecnología permite a aquellas empresas que por su ubicación no tienen acceso a redes telefónicas, el mantenerse en línea con las redes de datos de sus sucursales.

Los sistemas de 3G y LAN inalámbricas surgen como respuesta a las tendencias del mercado y utilizan una nueva generación de terminales móviles. Esta nueva generación de terminales móviles esta basada en la combinación de funciones provistas hoy por equipos como laptops, palmtops y teléfonos móviles.

En forma análoga, algunos de los conceptos básicos necesarios para el diseño, planificación y optimización de estos sistemas inalámbricos son comunes a los sistemas ya existentes.

- I. En primer lugar está la frecuencia de radio, es decir, la transmisión electromagnética que se produce a una determinada frecuencia (frecuencia operativa).
- II. La modulación, que no es más que el proceso por el cual la información transmitida se coloca en una onda portadora.
- III. La atenuación, por el cual se nos recuerda que hablando de frecuencias altas, los objetos (ladrillos, cemento, árboles...) son un impedimento para la propagación de las ondas electromagnéticas
- IV. Por último, las antenas y las interferencias. En cuanto a estas últimas, recordemos que los equipos de frecuencia de radio al estar en frecuencias muy cercanas son sensibles a las interferencias. En cuanto a las antenas, estas pueden ser direccionales, omnidireccionales, etc.

A lo anterior se aunará el hecho de que los nuevos sistemas inalámbricos deberán soportar las aplicaciones y servicios con niveles de desempeño y Calidad de Servicio (QoS) equivalentes o superiores a los ya existentes (redes cableadas). Esto con el objetivo de crear las condiciones para el desarrollo de una nueva generación de sistemas inalámbricos donde la tecnología subyacente será y deberá ser transparente al usuario.

De aquí que, atendiendo a que estos conceptos son comunes a los sistemas y tecnologías antes mencionados, la metodología para el análisis y predicción de la propagación de ondas de radio ya existente para los sistemas meramente de telefonía celular, podrán extrapolarse y ocuparse para el diseño y planificación de dichos sistemas.

El presente trabajo documental trata sobre aquellos modelos útiles para la predicción de la propagación en sistemas micro y picocelulares, los algoritmos necesarios para el desarrollo de los mismos, los problemas relacionados a la propagación que afectan la calidad recibida y los tipos de antenas que pueden ocuparse para la disminución de dichos problemas. Es importante mencionar que la comprobación de las distintas expresiones matemáticas presentadas en los modelos, está fuera del alcance de este trabajo monográfico.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN A LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN, SISTEMAS MICROCELULARES Y SISTEMAS PICOCELULARES

1.1 CELDAS, MICROCELDAS Y PICOCELDAS

Hoy en día, el sueño de que un usuario de la comunicación puede tener acceso con cualquier otro usuario "cuando quiera, donde sea" para intercambiar "cualquier clase" de información, aparenta no estar tan lejos gracias al concepto celular¹ en la comunicación móvil. Voz, datos, video o cualquier combinación de ellos, generados por una persona o máquina serán enviados a cualquier otra persona o máquina usando terminales livianas, de bajo costo, compartiendo además un sistema inteligente de comunicación con un costo por unidad de información transportada relativamente bajo.

¹ Lee, William C. Y., *Mobile communications design fundamentals*, John Wiley & Sons, Inc, 1993

Para lograr esta enorme capacidad de comunicación, se ha previsto el despliegue jerárquico de varios niveles de la red celular que cubrirán las áreas con mayor población. Aún cuando el área de cobertura de estos niveles de la red celular difiera, estos coincidirán o se traslaparán en un área de cobertura (es decir, un área común). Un ejemplo muy ilustrativo es el de la Figura 1.1, donde se muestra una cobertura jerárquica de celdas, donde se emplea una cobertura combinada de macroceldas y microceldas. Esta figura ilustra dos niveles de la red celular dando cobertura a un área urbana. La estación móvil (Movil Station, MS) puede establecer un enlace con cualquiera de los niveles indicados: (a) la red microcelular urbana de baja potencia o (b) la red macrocelular o regional. Las dos redes indicadas en la figura 1.1 mantendrán el enlace con la estación móvil (MS) en la mayoría de las locaciones de la misma (MS). Cuando la estación móvil (MS) esté en el área urbana con una gran densidad de usuarios, lo más probable será que ésta esté enlazada con la estación base microcelular. Sin embargo, cuando la MS sufra un desvanecimiento de la señal con la red microcelular, o cuando esta red es temporalmente incapaz de soportar la demanda debido a la densidad de tráfico, o cuando la MS abandone el área urbana sobre la cual la red microcelular se extiende, la MS será probablemente conectada con la red macrocelular.

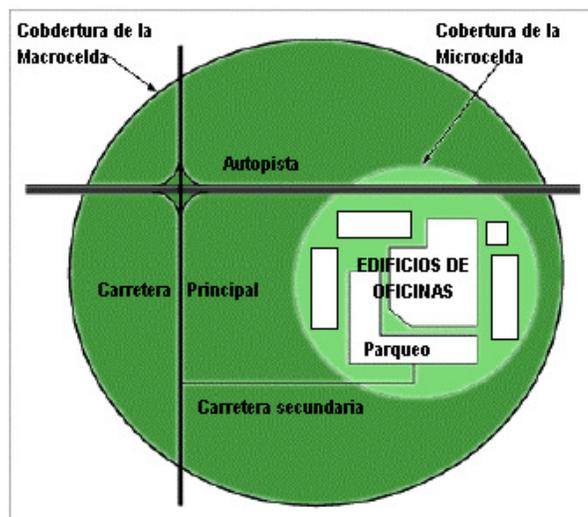


Figura 1.1

Para cubrir un área grande con un número limitado de canales y un número muy grande de usuarios, cualquiera de los dos sistemas indicados en la figura 1.1 deben emplear el concepto celular. Usando este concepto, el territorio cubierto por un sistema es partido o dividido en sub-áreas; en cada una de estas sub-áreas es desplegado un cluster de celdas. Todos los recursos del espectro radioeléctrico disponible son empleados en cada cluster. Usuarios localizados en diferentes clusters pueden compartir (re-usar) el mismo canal, porque ellos están en celdas con una distancia entre ellas, lo suficientemente grande para que la interferencia mutua (presente en el receptor) alcance niveles lo suficientemente bajos que puedan ser anulados en la desmodulación. Las llamadas en el cluster son manejadas por el centro de switcheo o *switching center* (SC). Cada SC puede manejar uno o más cluster. Los usuarios de este sistema son enlazados con el resto del "mundo" a través del SC, que puede conectar con un gran nodo de la red celular o con la red de telefonía fija.

Una preocupación importante en los sistemas inalámbricos es la movilidad del usuario. Cuando un usuario está enlazado con el sistema y se mueve de una celda a otra celda, el sistema debe asignar un nuevo canal en la celda de llegada para que el usuario no pierda el enlace. En literatura inalámbrica esto es llamado handoff² o handover. La movilidad es siempre una preocupación. Es una preocupación en celdas grandes porque el usuario puede ir a bordo de un vehículo con gran velocidad y desplazarse fuera de la celda en el transcurso de la llamada, mientras que en sistemas de picoceldas un transeúnte puede cruzar varias celdas en el transcurso de una llamada.

Uno de los objetivos principales en el diseño de redes celulares es el satisfacer la demanda de tráfico de todos los usuarios potenciales con un porcentaje aceptable de conexiones bloqueadas en la red. La calidad de la señal está fuertemente determinada por las condiciones de propagación entre los transmisores (deseados e interferentes) y el receptor. Obviamente, los desvanecimientos en la potencia de la señal deben de ser minimizados.

² Lee, William C. Y., *Mobile communications design fundamentals*, John Wiley & Sons, Inc, 1993

El porcentaje de bloqueo es usualmente medido por el grado de servicio (GOS³), que toma dos parámetros importantes en cuenta: (1) los intentos de nuevas llamadas sin atender y (2) las llamadas en progreso botadas cuando no es asignado ningún canal a un móvil que cambia de celda (handoff). El enfoque hacia los requerimientos de los canales para realizar handoff es usualmente la prioridad.

Aun cuando el procedimiento y el criterio para el diseño de cualquiera de las dos clases de redes inalámbricas indicadas en la Figura 1.1 tienen mucho en común, las condiciones especiales de los escenarios microcelulares imponen su propia metodología para tratar con estos últimos sistemas. El diseño de un sistema microcelular debe considerar aspectos especiales de muchos de los parámetros de la red, incluyendo los siguientes:

- Los parámetros para la descripción de la geometría y la morfología de las microceldas deben ser más detallados y precisos que para las macroceldas.
- Los mecanismos electromagnéticos que acoplan el receptor con el transmisor son definidos por el rayo directo y rayos con reflexión simple en un gran porcentaje de los puntos en la microcelda.
- El comportamiento estadístico de los niveles de la señal y de otros parámetros de la señal. Muchas veces, el comportamiento estadístico de la intensidad del campo en microceldas es definido por la distribución de Rice⁴.
- El aspecto del cluster de celdas. Ni la geometría de la celda ni la configuración del cluster tienen forma regular que se repite en todo el sistema. Aun más, el concepto de cluster puede perder su sentido en sistemas microcelulares.
- Las variaciones en la demanda del tráfico en diferentes celdas y las variaciones en el tiempo del tráfico son considerablemente más grandes en microceldas que en macroceldas.

³ Ramakrishna Janaswamy, *Radiowave Propagation and Smart Antennas For Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers 2001

⁴ Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., New York: John Wiley, 1993.

1.2 CLASIFICACIÓN DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN Y ENTORNOS DE LA COMUNICACIÓN MÓVIL

Atendiendo a su naturaleza, los modelos de propagación pueden ser clasificados como:

- Modelos empíricos;
- Modelos semiempíricos o semideterminísticos;
- Modelos determinísticos.

Los modelos empíricos son descritos por ecuaciones derivadas del análisis estadístico de un gran número de mediciones. Estos modelos son simples y no requieren información detallada acerca del ambiente o entorno. Estos también son fáciles y rápidos para aplicar, ya que la estimación es usualmente obtenida de expresiones sencillas. Por otra parte, ellos no pueden proveer una estimación muy precisa de las pérdidas de trayectoria.

Los modelos determinísticos son aquellos basados en la aplicación de las ya conocidas técnicas de electromagnetismo a la descripción del entorno o ambiente de un sitio específico. La descripción del entorno es obtenida de bases de datos del terreno y edificios. Diferentes grados de precisión pueden ser encontrados para descripción del entorno. La mayoría de los modelos determinísticos son basados en métodos electromagnéticos de seguimiento de rayos.

Finalmente, los modelos semiempíricos o semideterminísticos están basados en ecuaciones derivadas de la aplicación de métodos determinísticos a modelos genéricos de zonas urbanas o de interiores. Algunas veces, las ecuaciones han sido corregidas experimentalmente con el objetivo de mejorar su concordancia con las mediciones. Las ecuaciones resultantes están en función de las características de las áreas que circundan las antenas y ciertas características específicas del escenario. Estos métodos requieren una información mas detallada acerca del entorno que los modelos empíricos pero no demasiada como para los modelos determinísticos. Si se conoce la información requerida, estos son fáciles y rápidos de aplicar porque, así como los modelos empíricos, los resultados son obtenidas de expresiones sencillas.

También, debido a la diversidad de entornos donde tiene lugar la comunicación móvil, cada modelo de propagación es diseñado para un tipo específico de entorno. En este sentido, los modelos de propagación pueden ser clasificados de acuerdo al escenario para el cual son aplicados. Tres categorías genéricas de entornos (celdas) pueden considerarse: (1) macroceldas, (2) microceldas, y (3) picoceldas.

Las macroceldas son grandes áreas con la antena transmisora muy arriba de los edificios circundantes. Las macroceldas ocupan un radio entre 0.5 y 30 km desde el transmisor. Usualmente, no hay visibilidad directa entre el transmisor y el receptor.

Las microceldas ocupan una área menor con un radio entre 0.1 y 1 km desde el transmisor. El área de cobertura no se espera que sea circular. La antena transmisora puede estar arriba, abajo o al mismo nivel que los edificios circundantes. Usualmente, dos situaciones se distinguen como una función de la locación relativa de la antena transmisora y receptora y los obstáculos del ambiente: situaciones de línea vista (LOS line-of-sight) y situaciones de no línea vista (NLOS non-line-of-sight).

Finalmente, las dimensiones típicas de picoceldas están entre 0.01 y 0.1 km. Dos tipos de picoceldas pueden ser consideradas: de interiores y exteriores. La antena transmisora está abajo del techo o en un edificio. En ambos casos, de exterior e interior, las situaciones de LOS y NLOS son usualmente consideradas separadamente.

En general, existe una relación entre estos tres tipos de modelos y los tipos de entornos, en la cual un modelo será más adecuado que otro para un determinado entorno. Debido a su naturaleza empírica inherente, los modelos empíricos y semiempíricos son adecuados para macroceldas con características homogéneas. Los modelos semiempíricos son también adecuados para microceldas homogéneas donde los parámetros considerados por el método caracterizan de buena manera todo el entorno. Los modelos determinísticos son adecuados para microceldas y picoceldas independientemente de sus formas. Estos no son adecuados para macroceldas porque los ciclos de CPU requeridos en dichos ambientes hacen esta técnica ineficiente.

CAPÍTULO 2

UNA REVISIÓN A LAS TÉCNICAS DE FÍSICA ÓPTICA Y A GTD/UTD

La predicción determinística de la propagación de radio en escenarios urbanos e interiores es un problema electromagnético altamente complicado. La complejidad del escenario (aleatorio en ciertos aspectos) hace imposible la predicción de la propagación de ondas de radio con un alto grado de precisión. Sin embargo, dependiendo de las características del entorno, ciertas técnicas pueden o no ser adecuadas. Una gran cantidad de técnicas han sido usadas en los modelos determinísticos y semi-determinísticos: La Teoría Geométrica de la Difracción (GTD), la Óptica Física (PO) y, no muy frecuente, métodos rigurosos como métodos de ecuaciones integrales (IE) o diferencia-finita en el dominio-tiempo (FDTD).

Las técnicas rigurosas son difíciles de usar debido al tamaño eléctrico de los obstáculos del ambiente. Estos métodos requieren una discretización de los obstáculos en elementos con dimensiones menores que una fracción de la longitud de onda (típicamente $\lambda/8$). El número de elementos resultantes para un escenario urbano o interior típico a las frecuencias de trabajo en una red de comunicación personal (PCNs) se convierte enorme. Consecuentemente, los requerimientos de espacio de memoria y ciclos del procesador generalmente hacen imprácticas estas técnicas para modelos convencionales de 3D. Estas técnicas rigurosas pueden ser usadas en picoceldas, o para predecir los efectos de objetos eléctricamente pequeños en el ambiente.

La mayoría de los modelos de propagación determinísticos y semi-determinísticos utilizan métodos asintóticos de alta frecuencia como la GTD, en su versión de la teoría uniforme de la difracción, y la Óptica Física. En años recientes, dichas técnicas han sido extensamente usada con buenos resultados. Este capítulo se enfocará en la aplicación de dichas técnicas en modelos determinísticos y semi-determinísticos.

Este capítulo describe algunos de los modelos determinísticos más importantes utilizados para analizar la propagación en microceldas y picoceldas. Debido a la naturaleza de los entornos de picoceldas ya sea en áreas urbanas o en espacios interiores, la cobertura del campo está basada en unos pocos, pero prominentes mecanismos de acople tales como los rayos directos, rayos reflejados y rayos difractados simples, etc., que son causados por la interacción del campo radiado con estructuras cercanas a la antena transmisora (Tx) o receptora (Rx), tales como paredes, bordes y esquinas, muebles, etc. Estos mecanismos de acople y sus campos correspondientes pueden ser difícilmente descritos en términos de modelos estadísticos de dos dimensiones (2D) o empíricos. En lugar de éstos, modelos determinísticos de tres dimensiones (3D) deben ocuparse en combinación con representaciones morfológicas y geométricas exactas de los escenarios de picoceldas. Se revisarán dos modelos determinísticos: Óptica Física y Teoría Geométrica de la Difracción en su Formulación Uniforme (GTD/UTD). El esfuerzo se concentrará en el modelo de GTD/UTD, porque desde un punto de vista práctico, este es el modelo que mejor combina precisión con eficiencia computacional. El modelo GTD/UTD es desarrollado con suficiente detalle que el lector podrá tener suficiente información para desarrollar su propia herramienta computacional para el análisis de la propagación.

2.1 LA APROXIMACIÓN GTD/UTD

El campo eléctrico \vec{E}_T creado en el punto de observación O por una fuente ubicada en S se aproximará por la serie:

$$\vec{E}_T = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i \quad (2.1)$$

donde \vec{E}_i representa el campo eléctrico debido a cada una de las N trayectorias de rayos que conectan el punto S con O: rayo directo, rayos reflejados, rayos difractados, rayos transmitidos, rayos reflejados-difractados, rayos doble-reflejados, etc. La figura 2.1 ilustra algunas de las trayectorias de rayos que conectan la fuente con el punto de observación en un modelo simple de un escenario urbano: rayo directo (dir), rayo reflejado (ref) y rayo difractado en el borde (dif).

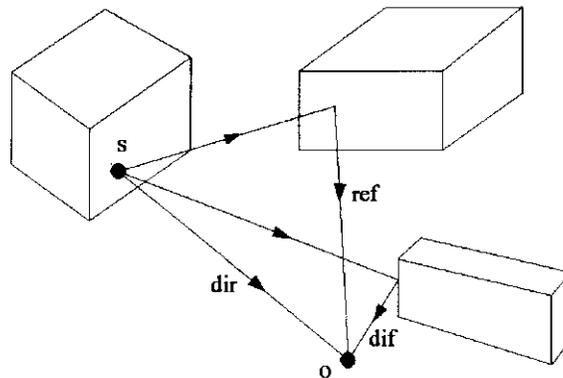


Figura 2.1 Ejemplo de tres rayos alcanzando el punto de observación O.

Cada uno de los términos en la serie (2.1) pueden ser calculados usando la formulación de tubo de rayos¹ de la GTD/UTD. El campo eléctrico asociado con un rayo propagándose está dada por

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} \exp(-j\beta s) \quad (2.2)$$

donde $\vec{E}(s)$ es el campo eléctrico en un punto a una distancia s al punto de referencia ($s=0$), $\vec{E}(0)$ es el campo eléctrico en el punto de referencia, y ρ_1, ρ_2 son los radios principales de curvatura de los frentes de onda asociados con el rayo en el punto de referencia que dependen de las líneas cústicas (ver Figura 2.2).

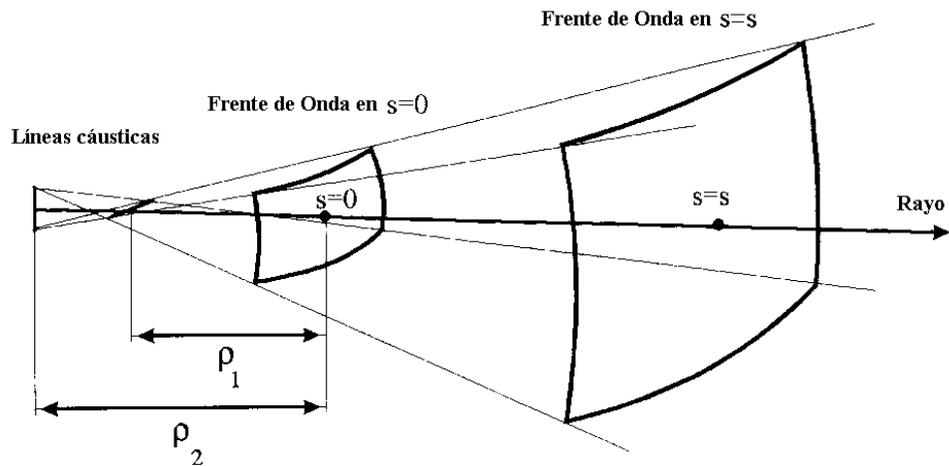


Figura 2.2 Propagación de tubo de rayos.

En (2.2), β es el número de onda en el espacio libre, que está dado por

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.3)$$

¹ McNamara, D.A., C. W. I. Pistorious, J.A.G. Maherbe, *Introduction to the Uniform Geometric Theory of Diffraction*, Norwood, MA: Artech House, 1990.

donde λ es la longitud de onda. Dos interesantes casos particulares son los tubos de rayos para ondas esféricas y cilíndricas:

- Tubo de rayos para onda esférica: Este caso ocurre cuando ambas líneas cáusticas se degeneran hacia el mismo punto, por lo tanto los frentes de onda son esféricos. Consecuentemente, $\rho_1 = \rho_2 = \rho_0$ y el campo eléctrico en s se convierte en

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \frac{\rho_0}{\rho_0 + s} \exp(-j\beta s) \quad (2.4)$$

Cuanto el punto cáustico es tomado con punto de referencia, (2.4) puede ser expresado de la siguiente manera

$$\vec{E}(s) = \vec{E}_0 \frac{\exp(-j\beta s)}{s} \quad (2.5)$$

donde \vec{E}_0 es un vector que puede ser entendido como un factor de excitación para el tubo de rayos esférico.

- Tubo de rayos para onda cilíndrica. Este caso ocurre cuando una de las líneas cáusticas está en el infinito por lo que, $\rho_1 = \infty$ y, consecuentemente, el frente de onda es cilíndrico. En este caso el campo eléctrico en s se convierte en

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_2 + s}} \exp(-j\beta s) \quad (2.6)$$

Cuando el punto de referencia está en la línea cáustica, (2.) puede ser expresada de la siguiente manera:

$$\vec{E}(s) = \vec{E}_0 \frac{\exp(-j\beta s)}{\sqrt{s}} \quad (2.7)$$

En esta ecuación, \vec{E}_0 puede ser entendido como un factor de excitación para el tubo de rayos cilíndrico.

Cuando un rayo alcanza un obstáculo, surge un rayo reflejado (ver Figura 2.3). Las leyes de la óptica geométrica (GO²) para la reflexión proporcionan las características del rayo reflejado: la dirección de propagación, el radio principal de curvatura del frente de onda reflejado, y el campo en el nuevo punto de referencia, que es el punto de reflexión. Por consiguiente, el rayo reflejado se propaga como (2.2) lo menciona.

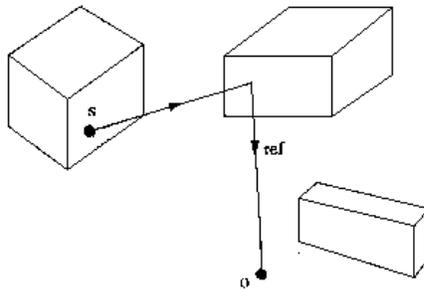


Figura 2.3 Ejemplo de rayo reflejado alcanzando el punto de observación.

Cuando un rayo alcanza un borde (ver Figura 2.4), surgen un número infinito de rayos difractados. Similarmente, las leyes de GTD/UTD proveen las características de los rayos difractados que emergen.

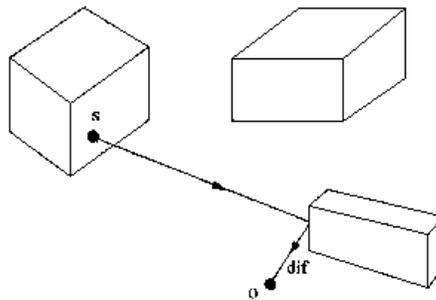


Figura 2.4 Ejemplo de rayo difractado alcanzando el punto de observación.

² Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, New Yor: John Wiley, 1989

La GTD/UTD convencional es aplicable cuando el campo incidente es un campo de rayo-óptico, que es, cuando puede ser expresado como (2.2). En el campo de las comunicaciones móviles, la condición anterior es satisfecha excepto en ciertos casos especiales, como se verá en las secciones 2.4 y 2.6.

Asumiendo que en el modelo geométrico todas las facetas o caras son planas y por consiguiente, todos los bordes son rectos, los frentes de onda son más simples que en la Figura 2.2: frentes de ondas esféricos para los rayos directos y reflejados y frentes de onda aproximadamente cilíndricos para el caso de rayos difractados cuando el punto de observación está muy lejos del borde.

2.2 CAMPO DIRECTO

La contribución del campo en el punto O debido al rayo directo está dado por

$$\vec{E}(O) = \vec{E}_t(\theta, \phi) \frac{\exp(-j\beta r)}{r} \quad (2.8)$$

donde

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\eta P_r G}{2\pi}} \vec{E}_o(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

y donde η es la impedancia en el espacio libre, P_r es la potencia radiada por el transmisor, G es la ganancia de la antena transmisora, y $\vec{E}_o(\theta, \phi)$ es el patrón de radiación normalizado de la antena transmisora.

Las coordenadas esféricas (r, θ, Φ) del punto de observación O están referidas al sistema de coordenadas asociados con la antena. Usualmente los parámetros geométricos de las facetas o caras están referidos a un sistema diferente (sistema de coordenadas geométricas). En este sentido, es necesario realizar la transformación de coordenadas entre el sistema de la antena y el sistema geométrico de las caras³.

³ Ver Anexo 2A.

Las expresiones (2.8) y (2.9) pueden ser usadas cuando el punto de observación esta en el campo lejano de la antena, lo cual es típico para las comunicaciones móviles. Sin embargo, esto puede no ser cierto si un arreglo o una antena eléctricamente grande es empleada. En estos dos casos, diversos centros de fase deben de ser considerados. La contribución del campo debido a una antena con N centros de fase está dado por

$$\vec{E}(O) = \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{\eta P_{r_i} G_i}{2\pi}} \vec{E}_o(\theta_i, \phi_i) \frac{\exp(-j\beta r_i)}{r_i} \quad (2.10)$$

2.3 CAMPO REFLEJADO

Para obtener el campo reflejado de un rayo que alcanza una superficie, se puede usar las expresiones generales de la Óptica Geométrica cuando son aplicables (todas las caras o facetas son suficientemente grandes en términos de la longitud de onda, la antena transmisora está lejos de la superficie, el radio de curvatura de las superficies en el punto de reflexión es eléctricamente grande). Estas expresiones son válidas tanto para superficies curvas como planas de una microcelda. Asumiendo que los obstáculos del ambiente no tienen superficies curvas y que la Óptica Geométrica es aplicable, la forma más eficiente de calcular la contribución de campo del rayo reflejado es aplicando la teoría de imágenes y los coeficientes de reflexión de Fresnel en lugar de las expresiones generales de la Óptica Geométrica. La teoría de las imágenes puede ser derivada de las leyes de la Óptica Geométrica cuando las superficies son planas, entonces, para tal caso, ambos métodos proveerán el mismo resultado. En lo futuro, nos concentraremos en la aplicación de la teoría de las imágenes al problema de la reflexión.

La Figura 2.3 muestra un caso de reflexión. La cara o faceta en la figura pertenece a un cuerpo cuya permitividad, conductancia y permeabilidad son definidos por los parámetros ϵ , σ y μ respectivamente. El patrón de radiación de la antena $\vec{E}(\theta, \Phi)$ es definido en relación a los ejes de la antena como lo muestra la figura. El centro de fase de la antena (S) se asume que está ubicado en el origen de su sistema de coordenadas.

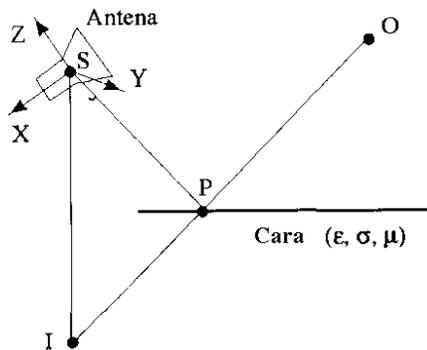


Figura 2.5 La antena transmisora en frente de una cara plana y definición del punto de imagen y el punto de reflexión.

La trayectoria del rayo reflejado SPO indicada en la Figura 2.5 puede ser obtenida minimizando la longitud de esta trayectoria (esto es también conocido como la ley de Snell⁴). Obsérvese que el punto P puede ser obtenido como el punto de intersección entre la línea recta IO y la cara, I, como la imagen del punto de fuente S. Los puntos S, P, O e I están en el mismo plano, que es conocido como el plano incidente. El plano incidente es siempre perpendicular al plano de la faceta o cara.

Para calcular eficientemente los campos reflejados para un número grande de puntos de observación, se usarán los llamados ejes cara-referenciados (X_f, Y_f, Z_f) de la Figura 2.6. De estos ejes se puede obtener los ejes imagen-referenciados (X_i, Y_i, Z_i) como los definidos en la Figura 2.7.

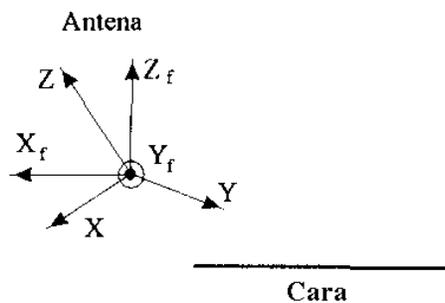
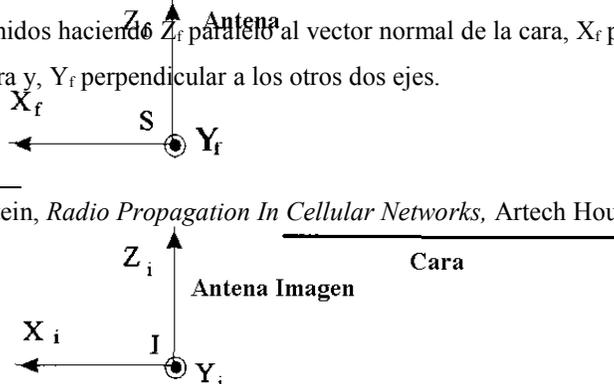


Figura 2.6 Los ejes cara-referenciados (X_f, Y_f, Z_f) comparten el origen con los ejes antena-referenciados pero el eje Z_f es perpendicular a la cara. Los ejes cara-referenciados pueden ser definidos haciendo Z_f paralelo al vector normal de la cara, X_f paralela a uno de los lados de la cara y, Y_f perpendicular a los otros dos ejes.



⁴ Nathan Blaunstein, *Radio Propagation In Cellular Networks*, Artech House Publishers, 2000

Figura 2.7 Los ejes de imagen son definidos por la traslación de los ejes cara-referenciados. El centro de los ejes de imagen está ubicado en la imagen I del centro de fase de la antena S.

Usando los ejes cara-referenciados, es un proceso más directo el expandir el campo incidente en los llamados vectores de polarización paralelos y perpendiculares (al plano de incidencia) porque de esa forma los vectores unitarios esféricos \hat{r}_f , $\hat{\theta}_f$ y $\hat{\Phi}_f$ son paralelos a los llamados ejes rayo-referenciados. Las componentes de campo verticales y perpendiculares son también llamadas componentes *hard* y *soft*, respectivamente. En otras referencias, ellas también pueden aparecer como componentes verticales y horizontales. Es obvio que \hat{r}_f es paralelo a la dirección de incidencia de la onda, $\hat{\Phi}_f$ es paralelo al vector soft de polarización \hat{u}_s^i y $\hat{\theta}_f$ es paralelo al vector hard de polarización \hat{u}_h^i (ver Figura 2.8).

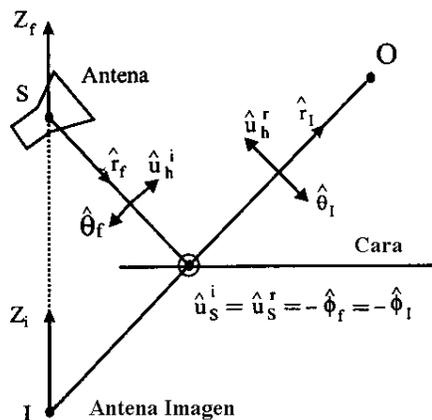


Figura 2.8 Vectores de polarización soft (perpendicular) y hard (vertical) para los rayos incidente y reflejado.

Similarmente, se puede expandir el campo reflejado en componentes soft (perpendiculares) y hard (paralelas). En la Figura 2.8 estos vectores se denotan como \hat{u}_s^r y \hat{u}_h^r , respectivamente. Estos vectores están directamente relacionados con los vectores unitarios esféricos \hat{r}_b , $\hat{\theta}_b$, y $\hat{\Phi}_l$ del sistema imagen-referenciado: \hat{u}_s^r y \hat{u}_h^r son paralelos a $\hat{\Phi}_l$ y $\hat{\theta}_b$, respectivamente y \hat{r}_l es paralelo a la dirección de reflexión (ver Figura 2.8). Las componentes soft de los campos incidentes y reflejados coinciden $\hat{u}_s^i = \hat{u}_s^r$.

Usando los sistemas de coordenadas cara-referenciados e imagen-referenciados, el campo incidente en P esta dado por

$$\begin{aligned}\vec{E}_i(P) &= [E_{\theta f}(\theta_f, \phi_f) \hat{\theta}_f + E_{\phi f}(\theta_f, \phi_f) \phi_f] \frac{\exp(-j\beta r_f)}{r_f} \\ &= [-E_{\theta f}(\theta_f, \phi_f) \hat{u}_h^i - E_{\phi f}(\theta_f, \phi_f) \hat{u}_s^i] \frac{\exp(-j\beta r_f)}{r_f}\end{aligned}\quad (2.11)$$

donde (r_f, θ_f, Φ_f) son las coordenadas esféricas de P en el sistema de coordenadas cara-referenciados y $E_{\theta f}$ y $E_{\phi f}$ son las componentes de campo del patrón de radiación de la antena transmisora en relación a los ejes cara-referenciados.

El campo reflejado en P puede ser obtenido del campo incidente usando la matriz de reflexión de Fresnel Γ :

$$\vec{E}_r = \bar{\Gamma} \vec{E}_i \quad (2.12)$$

Cuando \vec{E}_i y \vec{E}_r son resueltos en sus componentes soft y hard, (2.12) puede escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} E_s^r \\ E_h^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_s & 0 \\ 0 & \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^i \\ E_h^i \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

donde Γ_h y Γ_s son los llamados coeficientes de reflexión de Fresnel soft y hard, respectivamente. Entonces, la siguiente aproximación de GO para el campo reflejado en el punto de observación O puede ser obtenido:

$$\vec{E}_r(\mathbf{O}) = [\Gamma_b(\theta_I)E_{\theta f}(\pi - \theta_I, \phi_I)\hat{\theta}_I + \Gamma_s(\theta_I)E_{\phi f}(\pi - \theta_I, \phi_I)\hat{\phi}_I] \frac{\exp(-j\beta r_I)}{r_I} \quad (2.14)$$

donde (r_I, θ_I, ϕ_I) son las coordenadas esféricas del punto de observación en el sistema imagen-referenciado.

Los coeficientes de Fresnel están dados por

$$\Gamma_b(\theta) = \frac{\epsilon_r \cos(\theta) - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}}{\epsilon_r \cos(\theta) + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}} \quad (2.15)$$

$$\Gamma_s(\theta) = \frac{\cos(\theta) - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}}{\cos(\theta) + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}} \quad (2.16)$$

donde θ es el ángulo de incidencia formado por el rayo incidente y el vector normal de la cara. Nótese que θ coincide con θ_b , y ϵ_r es la constante dieléctrica relativa compleja:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}{\epsilon_0} \quad (2.17)$$

Nótese que el campo reflejado en el punto de observación puede ser calculado considerando una antena equivalente en el punto de imagen I (ver Figura 2.9), con el siguiente patrón de radiación referido al sistema imagen-referenciado:

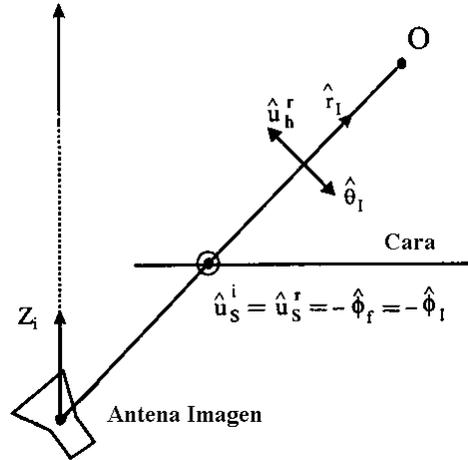


Figura 2.9 Vectores de polarización soft (perpendicular) y hard (vertical) para una antena equivalente en el punto I.

$$\vec{E}_I(r_I, \theta_I, \phi_I) = \vec{E}_{dI}(\theta_I, \phi_I) \frac{\exp(-j\beta r_I)}{r_I} \quad (2.18)$$

donde

$$\vec{E}_{dI}(\theta_I, \phi_I) = \Gamma_b(\theta_I) E_{\theta f}(\pi - \theta_I, \phi_I) \hat{\theta}_I + \Gamma_s(\theta_I) E_{\phi f}(\pi - \theta_I, \phi_I) \hat{\phi}_I \quad (2.19)$$

De este modo, puede decirse que el campo reflejado es equivalente al campo directo de una antena cuyo sistema de coordenadas esta asociado al sistema imagen-referenciado, y su patrón esta dado por (2.18). Esto significa que para un problema de doble-reflexión, puede aplicarse el mismo procedimiento que para el primer caso de reflexión, pero ahora se comenzará imagen de antena equivalente.

Una asunción requerida en la aplicación de los coeficientes de Fresnel es que las superficies reflectoras deben ser lisas. En el caso de dichas superficies, las ondas incidentes son únicamente reflejadas en la dirección especular. En el caso de superficies rugosas, no toda la energía es concentrada en la dirección especular, y una porción de la energía de la onda incidente es reflejada en otros ángulos. Por consiguiente, cuando los coeficientes de Fresnel son aplicados a superficies rugosas, se debe esperar una sobreestimación de la amplitud del campo reflejado. Siguiendo el criterio de Rayleigh^{5,6}, una superficie es considerada rugosa si la variación (h) del mínimo y máximo de la superficie satisface

$$h > \frac{\lambda}{8 \cos \theta} \quad (2.20)$$

siendo λ la longitud de onda del campo incidente y θ el ángulo de incidencia.

Una corrección al coeficiente de Fresnel puede hacerse para tomar en cuenta la rugosidad de la superficie. Esta corrección consiste en multiplicar ambos coeficiente por un factor $(1 + \rho) / 2$, donde ρ es el llamado factor de pérdida por dispersión y está dado por

$$\rho = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \cos \theta}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.21)$$

donde σ_h es la desviación estándar del alto de la superficie. La ecuación (2.20) es derivada asumiendo los altos en la superficie tienen una distribución Gaussiana. El factor de pérdida por dispersión, cuando es aplicado en un modelo GTD/UTD, corrige la amplitud del campo reflejado pero no toma en cuenta el campo reflejado fuera de la dirección especular (reflexión difusa).

⁵ Nathan Blaunstein, *Radio Propagation in Cellular Networks*, Artech House Publishers, 2000

⁶ Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., New York: John Wiley, 1993.

2.4 CAMPO DIFRACTADO EN LOS BORDES

El campo difractado en un borde esta dado por

$$\vec{E}^d(s) = \vec{E}^i(Q_d) \bar{D} \sqrt{\frac{\rho_e^i}{s(\rho_e^i + s)}} e^{-j\beta s} \quad (2.22)$$

donde $\vec{E}^i(Q_d)$ es el campo incidente en el punto de difracción Q_d , D es la matriz de coeficientes de difracción, y s es la distancia entre el punto de observación (O) y el punto de difracción. Para aplicar (2.22), el campo incidente debe de referirse a un sistema de coordenadas borde-referenciado asociado con el plano de incidencia. Este es el plano que contiene el borde y el rayo de incidencia (ver Figura 2.10).

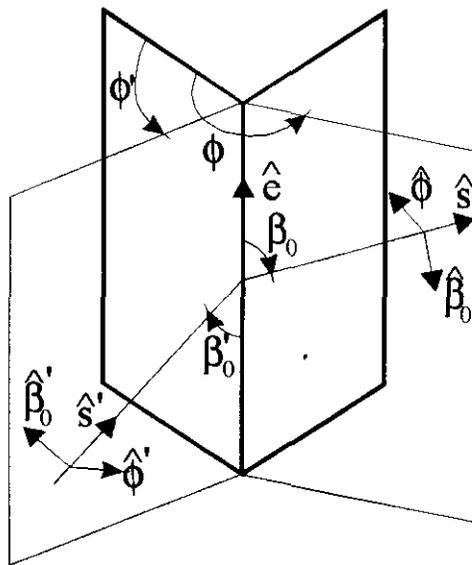


Figura 2.10 Difracción por un esquina recta: definición de los ejes borde-referenciados.

Los vectores unitarios del sistema de coordenadas borde-referenciado son: el vector en la dirección del rayo incidente \hat{s}' , el vector perpendicular al plano de incidencia $\hat{\Phi}'$, el vector paralelo al plano de incidencia $\hat{\beta}'_0$ (ver Figura 2.11).

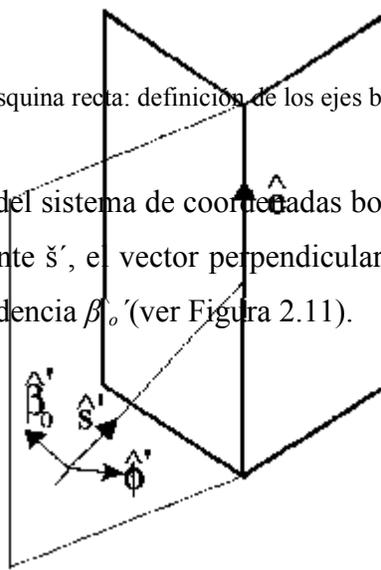


Figura 2.11 Vectores \hat{s}' , $\hat{\phi}'$, $\hat{\beta}_0'$

Estos dos últimos vectores pueden ser obtenidos con las siguientes expresiones:

$$\hat{\phi}' = -\frac{\hat{e} \times \hat{s}'}{|\hat{e} \times \hat{s}'|} \quad \hat{\beta}_0' = \hat{\phi}' \times \hat{s}' \quad (2.23)$$

donde \hat{e} es un vector a lo largo del borde.

Los rayos difractados se propagan desde el punto de difracción en las direcciones (\hat{s}') , que es satisfecha por

$$\hat{s}' \cdot \hat{e} = \hat{s} \cdot \hat{e} \quad (2.24)$$

La infinidad de rayos que satisfacen esta ecuación forma un cono cuyo vértice es el punto de difracción (ver Figura 2.12). Esto es también llamado "el cono de Keller."

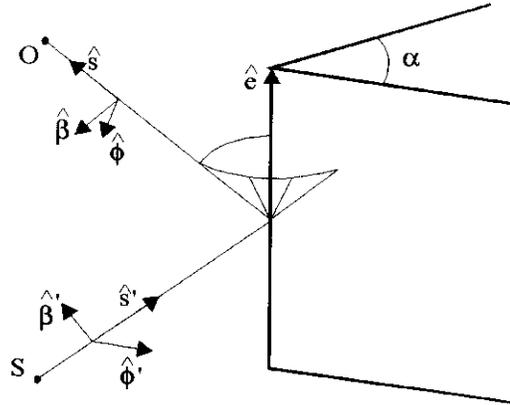


Figura 2.12 Definición de los parámetros geométricos envueltos en la difracción por un borde recto.

El término ρ_e^i en (2.22) es el radio de curvatura de la onda incidente en el plano de incidencia. Cuando el frente de onda incidente es esférico, este coincide con la distancia entre Q_d y la antena transmisora (s').

La ecuación (2.22) provee el campo difractado referido a un sistema de coordenadas borde-referenciado asociado con el plano de difracción (ver Figura 2.10). Este plano contiene el borde y el rayo difractado. Los vectores unitarios del sistema de coordenadas asociado son: s' , vector Φ perpendicular al plano de difracción, y el vector β_o paralelo a dicho plano (ver Figura 2.13).

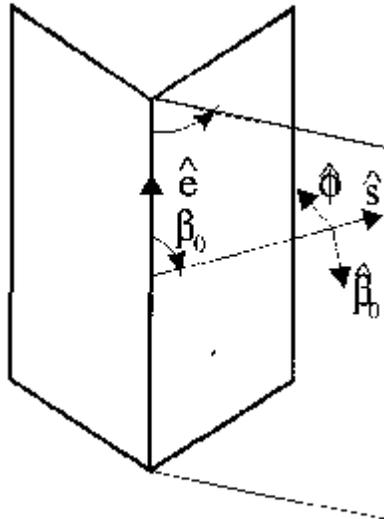


Figura 2.13 Vectores s' , Φ , β_o .

Estos dos últimos vectores pueden ser calculados de la siguiente manera:

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{e} \times \hat{s}}{|\hat{e} \times \hat{s}|} \quad \hat{\beta}_0 = \hat{\phi} \times \hat{s} \quad (2.25)$$

Las componentes de campo $\Phi^{\wedge'}$ y Φ^{\wedge} son perpendiculares al borde. Ellas son llamados componentes hard. Las componentes de campo β_o' , β_o son las componentes paralelas, también llamadas componentes soft.

Cuando el campo es resuelto en sus componentes soft y hard, D puede expresarse de la siguiente manera:

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

donde D_s y D_h son los coeficientes de difracción soft y hard, respectivamente, dados por

$$D_{s,h}(L, \phi, \phi', \beta_0, n) = D_1 + D_2 + \Gamma_{s,h}(D_3 + D_4) \quad (2.27)$$

donde

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] F[\beta La^+(\phi - \phi')] \quad (2.28)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right] F[\beta La^-(\phi - \phi')] \quad (2.29)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right] F[\beta La^+(\phi + \phi')] \quad (2.30)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right] F[\beta La^-(\phi + \phi')] \quad (2.31)$$

Los ángulos β_o' , β_o , Φ' y Φ se muestran en la figura 2.10; β es el número de onda y n es un parámetro relacionado con el ángulo interior α de la esquina (ver figura 2.12) por

$$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi} \quad (2.32)$$

donde α está en radianes. $F[x]$ es la función de transición de Fresnel, que está dada por

$$F[x] = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \exp(-j\tau^2) d\tau \quad (2.33)$$

En (2.27)-(2.31), L es el parámetro de distancia dado por

$$L = \frac{s(\rho_e^i + s)\rho_1^i\rho_2^i}{\rho_e^i(\rho_1^i + s)(\rho_2^i + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (2.34)$$

donde $\rho_{1,2}^i$ son el radio de curvatura del frente de onda incidente en Q_d . Para un frente de onda incidente esférico $\rho_e^i = \rho_1^i = \rho_2^i = s'$, y el parámetro de distancia puede ser expresado de la siguiente manera:

$$L = \frac{ss'}{s + s'} \sin^2 \beta_0 \quad (2.35)$$

La función $a^\pm(\delta^\pm)$ esta dada por

$$a^\pm(\delta^\pm) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^\pm - \delta^\pm}{2} \right) \quad (2.36)$$

donde $\delta = \Phi \pm \Phi'$ y N^\pm son los números enteros que más cercanamente satisfacen las siguientes ecuaciones:

$$2\pi nN^+ - (\delta^\pm) = \pi \quad (2.37)$$

Nótese que $\Gamma_{s,h}$ resnel en la superficie del borde de la esquina $2\pi nN^- - (\delta^\pm) = -\pi$ (2.38)

Cuando el campo borde-difractado es sumado al campo directo y reflejado, los coeficientes de difracción aseguran la continuidad del campo en las fronteras de sombra (ver Figura 2.14). Alrededor de las fronteras de sombra están las llamadas regiones de "transición". Los puntos de la región de transición satisfacen $kLa_{\pm} < 2\pi$.

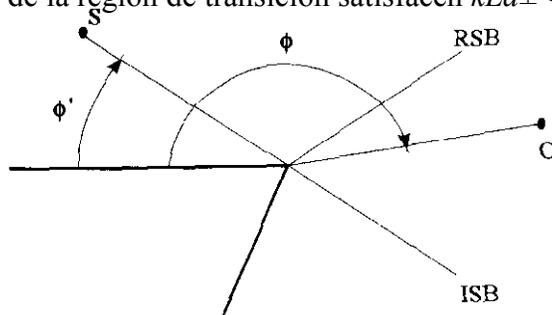


Figura 2.14 Frontera de sombra de reflexión (RSB) y frontera de sombra de incidencia (ISB).

Fuera de las zonas de transición, las funciones de transición de Fresnel de (2.27)-(2.30) pueden ser aproximadas por $F(kLa_{\pm}) \approx 1$, por lo tanto, lejos del punto de difracción, el campo difractado (2.22) puede ser considerado un campo de rayo-óptico. Por lo contrario, para puntos de observación dentro de la zonas de transición, el campo resultante difractado no muestra un comportamiento de rayo-óptico.

La ecuación (2.22) predice un campo nulo cuando el campo incidente en el punto de difracción es cero. Para obtener una mejor predicción en estos casos, una contribución de segundo orden debe de tomarse en cuenta. Esto es conocido como la contribución pendiente-difracción porque es proporcional no al campo incidente, mas bien a la pendiente del campo incidente en el punto de difracción:

$$\vec{E}'(s) = \frac{\partial \vec{E}^i(Q_d)}{\partial n} \bar{d} \sqrt{\frac{\rho_e^i}{s(\rho_e^i + s)}} e^{-j\beta s} \quad (2.39)$$

donde

$$\bar{d} = \begin{bmatrix} -d_s & 0 \\ 0 & -d_h \end{bmatrix} \quad (2.40) \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial D_{s,h}}{\partial \phi'} = & \frac{-e^{-\dots}}{4n^2 \sqrt{2\pi\beta} \sin\beta_0} \left[\left\{ \csc^2\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F_s[\beta La^+(\phi - \phi')] \right. \right. \\ & \left. \left. - \csc^2\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F_s[\beta La^-(\phi - \phi')] \right\} \right. \\ & \left. - \Gamma_{s,h} \left\{ \csc^2\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F_s[\beta La^+(\phi + \phi')] \right. \right. \\ & \left. \left. - \csc^2\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F_s[\beta La^-(\phi + \phi')] \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.42)$$

siendo

$$F_s(x) = 2jx[1 - F(x)] \quad (2.43)$$

El operador $\partial/\partial n$ significa la derivada direccional en el punto de difracción en la dirección perpendicular al plano de incidencia, que es, Φ' . Por consiguiente, puede expresarse como

$$\frac{\partial}{\partial n} = \frac{1}{s'} \frac{\partial}{\partial \phi'} \quad (2.44)$$

2.5 CAMPO TRANSMITIDO

Cuando un rayo alcanza la interfaz entre dos medios, una porción de la energía es reflejada hacia el primer medio (rayo reflejado) y una parte de la energía es refractada (transmitida) hacia el segundo medio. La sección 2.3 aborda el campo reflejado con la aproximación de la Óptica Geométrica. Los campos incidentes y reflejados estaban relacionados mediante los coeficientes de reflexión, que fueron particularizados para el caso donde el primer medio es el espacio libre. En una forma similar, los coeficientes de transmisión pueden ser usados para relacionar los campos asociados con el campo incidente y el campo refractado. La dirección del rayo refractado esta dado por la Ley de difracción de Snell:

$$\beta_0 \sin \theta_i = \beta \sin \theta_r \quad (2.45)$$

donde θ_i es el ángulo incidente formado por la dirección de incidencia y el vector normal en la interfaz (apuntando hacia el primer medio) en el punto de refracción, θ_r es el ángulo de refracción formado por el rayo refractado y el vector normal en la interfaz (apuntando hacia el segundo medio), y β_o y β son los números de onda en el primer y segundo medio, respectivamente (ver Figura 2.15)

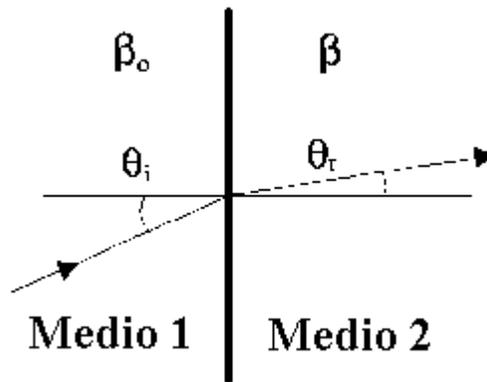


Figura 2.15 Refracción de un rayo en la interfase entre dos medios.

Además, la ley de Snell establece que el rayo incidente, el vector normal a la interfaz en el punto de refracción y el rayo refractado están en el mismo plano (plano de incidencia). Esto, junto con (2.45) determina la dirección del rayo transmitido.

En el contexto de propagación en exteriores, la influencia de los rayos transmitidos es muy baja. Cuando un rayo es transmitido a través de una pared externa de un edificio, éste es rápidamente atenuado debido a los subsecuentes obstáculos que encuentra después de la transmisión. Entonces, el campo de los rayos que salen al exterior es despreciable. Por otra parte, en el fenómeno de propagación en interiores, los rayos transmitidos a través de las paredes juegan un rol importante por lo que deben ser tomados en cuenta en los modelos de propagación en interiores. Estos coeficientes empíricos son fáciles de incluir en los modelos de propagación y en muchos casos ellos proveen buenos resultados, pero no toman en consideración parámetros como el ángulo de incidencia, el ancho de la pared, etc.

Las paredes de los edificios tienen un ancho finito tal que cuando un rayo es transmitido a través de una pared, este sufre dos transmisiones: primero, desde el medio exterior al medio de la pared y, segundo, desde el medio de la pared al medio exterior. Similarmente, el fenómeno de reflexión en una pared de ancho finito es diferente a aquel en la interfaz entre dos medios. En consecuencia, para ser coherente, cuando un modelo considera el ancho de la pared en el efecto de transmisión, las reflexiones deben también ser tratadas considerando el ancho finito de la pared. En la mayoría de los modelos para exterior, las reflexiones en las paredes de los edificios son tratadas asumiendo un ancho infinito de la pared (coeficientes de reflexión de la Sección 2.3), pero en modelos para interiores, cuando la simulación de la transmisión considera un ancho finito de las paredes, las reflexiones deben también tomar en cuenta las paredes reales.

A continuación se presentan coeficientes determinísticos de transmisión y reflexión para paredes de ancho finito, y son presentados como función de las propiedades eléctricas de la pared, del rayo incidente y bajo las siguientes asunciones:

- El medio de la pared es homogéneo e isotrópico⁷.
- Las dos interfaces son localmente planas en los puntos de transmisión. Esta es una asunción común en el contexto de la aproximación de la Óptica Geométrica.

Estas asunciones no son siempre reales en un ambiente de interiores pero los resultados obtenidos (ver Sección 2.7) revelan que este modelo de transmisión es muy preciso.

El campo transmitido \vec{E}_t a través de una pared de ancho finito es

$$\vec{E}_t = \bar{T}\vec{E}_i \quad (2.46)$$

⁷ Angel Cardama Azanar, *Atenas*, Alfaomega.

donde \vec{E}_i es el campo incidente en la primera interfaz de la pared y T es la matriz de transmisión. Cuando los campos incidente y transmitido son resueltos en sus componentes soft y hard, la matriz de transmisión está dada por

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_b \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

con

$$T_b = \frac{4\epsilon_r \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} \cos \theta_i \exp[jd\beta_0(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)]}{\exp(2jd\beta_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}) (\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2 - (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} - \epsilon_r \cos \theta_i)^2} \quad (2.48)$$

$$T_s = \frac{4\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} \cos \theta_i \exp[jd\beta_0(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)]}{\exp(2jd\beta_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}) (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)^2 - (\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2} \quad (2.49)$$

donde θ_i es la onda incidente en la primera interfaz de la pared (ver Figura 2.16), θ_r es el ángulo de refracción en el primer medio, d es el ancho de la pared, β_0 es el número de onda en el espacio libre, ϵ_r es la permitividad relativa del medio de la pared, y β es el número de onda del medio de la pared:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.50)$$

donde λ es la longitud de onda en el espacio libre.

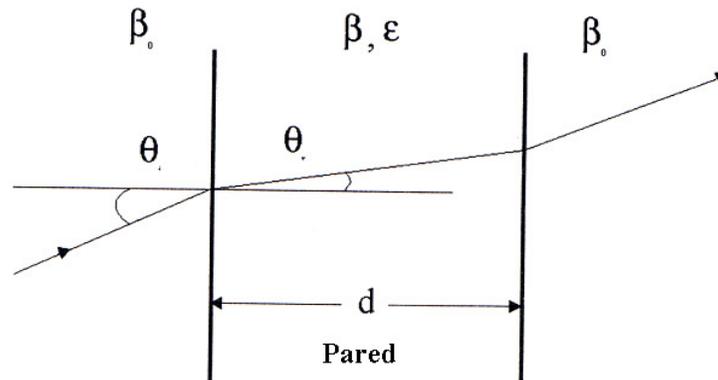


Figura 2.16 Transmisión a través de una pared.

El campo reflejado \bar{E}_r en la pared de ancho finito puede ser obtenido usando (2.12) y (2.13). Entonces los coeficientes de reflexión están dados por

$$\Gamma_r = \frac{(1 - \epsilon_r) [\exp(2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i}) - 1]}{\exp(2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i})(\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i})^2 - (\cos\theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i})^2} \quad (2.51)$$

$$\Gamma_h = \frac{(\epsilon_r - \sin^2\theta_i - \epsilon_r^2 \cos^2\theta_i) [\exp(2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i}) - 1]}{\exp(2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i})(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i} + \epsilon_r \cos\theta_i)^2 - (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_i} - \epsilon_r \cos\theta_i)^2} \quad (2.52)$$

2.6 EFECTOS MÚLTIPLES

En ambientes complejos como escenarios urbanos e interiores, los efectos múltiples (por ejemplo, reflexiones múltiples, difracciones múltiples, transmisiones múltiples y combinaciones múltiples de reflexiones y/o difracciones y/o transmisiones) deben ser incluidos para dar una estimación exacta del campo en los puntos de observación. Por ejemplo, en la Figura 2.17 se muestran ejemplos de efectos dobles que involucran reflexiones y/o difracciones. En microceldas y picoceldas, campos que representan dos o tres interacciones son suficientes para proveer una buena respuesta, pero en celdas grandes, muchas veces es necesario considerar contribuciones de orden mayor.

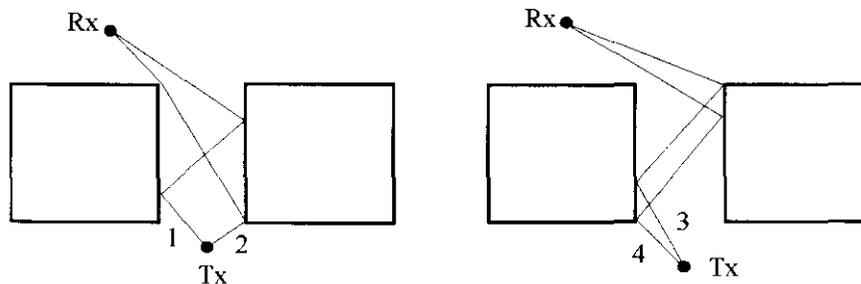


Figura 2.17 Ejemplos de rayos doble reflejados (1), rayos doble difractados (2), rayo reflejado-difractado (3) y rayo difractado-reflejado (4).

Conociendo los puntos de reflexión, difracción y transmisión, un efecto de contribución múltiple puede ser fácilmente obtenido en un proceso paso-a-paso similar al análisis realizado para una reflexión simple, difracción simple y transmisión simple.

Los problemas pueden surgir cuando un rayo difractado por un borde en una región de transición actúa como un rayo incidente en la siguiente interacción. Como se mencionó en la Sección 2.4, este no es un campo de rayo-óptico, por lo que la GTD/UTD convencional puede producir resultados erróneos. Sin embargo, en una reflexión múltiple de esquina cuando se implica solo una región de transición, la UTD convencional incluyendo la pendiente de difracción lleva a buenos resultados.

2.7 VALIDACIÓN DE LOS MODELOS GTD/UTD

El modelo de GTD/UTD ha sido ampliamente validado como una técnica para la predicción determinística de la propagación para ambientes interiores, exteriores y rurales. En esta sección se presenta su validación en tres diferentes tipos de escenarios:

1. Ambiente urbano de Manhattan;
2. Ambiente urbano de Madrid;
3. Ambiente de interior de un edificio de oficinas.

El escenario de Manhattan es analizado como un ejemplo de un ambiente urbano conteniendo edificios de altura uniforme que tienen una ubicación regular (ver Figura 2.18).

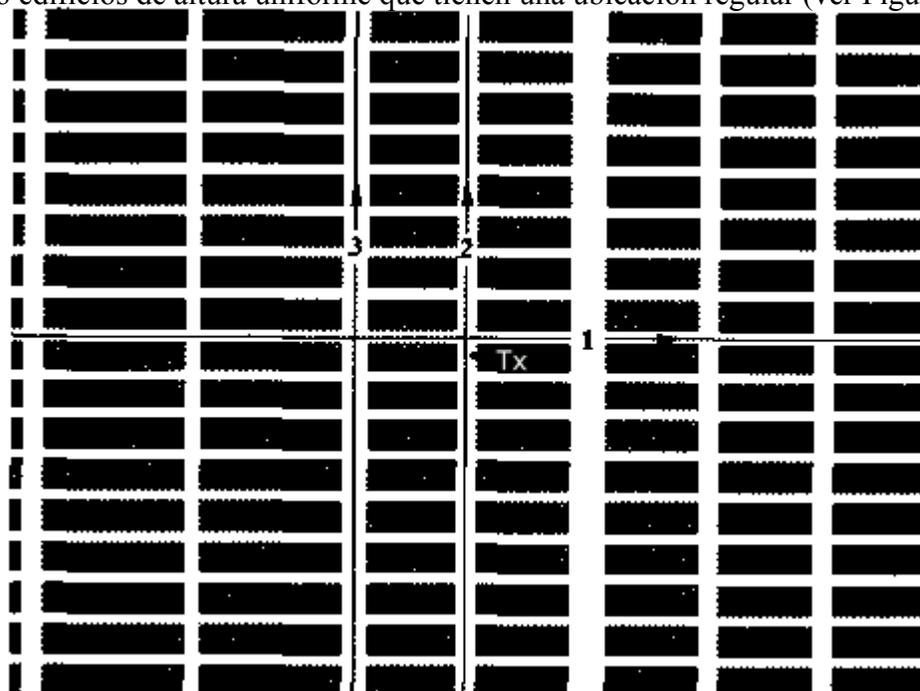


Figura 2.18 Vista de planta del escenario de Manhattan analizado. Las tres líneas en las calles indican las trayectorias analizadas.

En la presente simulación ha sido utilizado un programa completo de 3D basado en GTD, llamado FASPRO. Los mecanismos considerados son los efectos de primer orden, de segundo orden (excepto difracciones dobles) y de tercer orden, que involucran reflexiones en tierra pero no involucran más de una difracción. La Figura 2.18 muestra las tres trayectorias donde la comparación de las mediciones de pérdidas han sido hechas: Trayectoria 1 a lo largo de la Calle 51st, trayectoria 2 a lo largo de la Avenida Lexington y trayectoria 3, a lo largo de la Tercera Venida. La figura también muestra la locación de la antena transmisora (Tx) en la Avenida Lexington. En esta simulación, los puntos de observación están separados por 2m. El ambiente contiene 136 edificios que han sido modelados con 680 caras mas 1 cara para la tierra. El número de bordes resultantes es de 1,888. Se asume una misma altura para todos los edificios: 25m. Las propiedades eléctricas de todas las superficies, incluyendo tierra, se han asumido $\epsilon_r = 15$, $\mu_r = 1$ y $\sigma = 7$ S/m. Este valor de σ es muy alto comparado con la conductividad usual de tierra y de las paredes de los edificios. De todas formas, para incidencias ligeras los valores de conductividad no son importantes (ver (2.15)-(2.17)), por lo que no se pueden esperar cambios significativos en la predicción con valores exactos de conductividad de tierra.

La antena Tx es omnidireccional y esta localizada a 10m de altura. La antena receptora (Rx) esta localizada a 2m de altura. La frecuencia utilizada fue 900 MHz.

La primera trayectoria (trayectoria 1 en Figura 2.18) tiene 1200m de longitud y es perpendicular a la calle de la antena. Los valores de pérdida en la trayectoria calculados son comparados con las mediciones en la Figura 2.19.

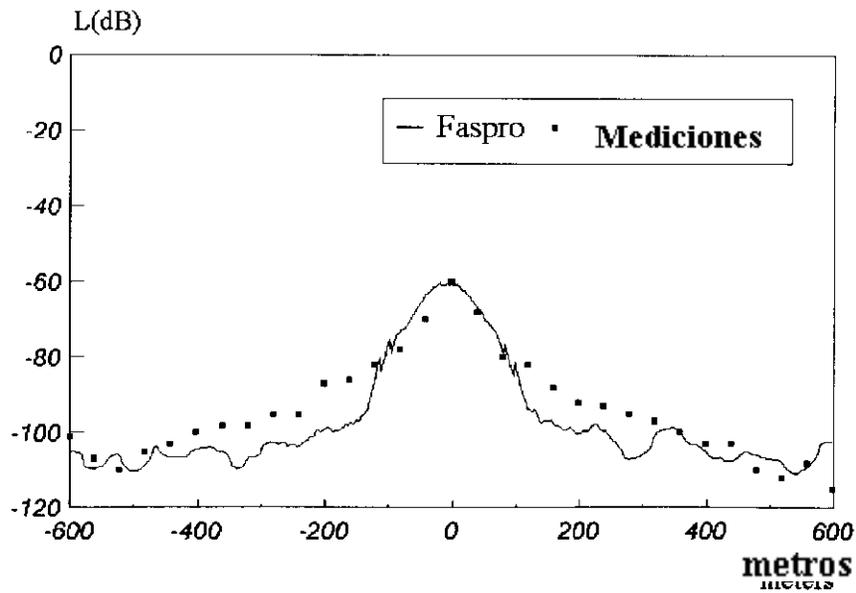


Figura 2.19 Comparación de pérdidas de trayectoria entre las mediciones y cálculos para la primera trayectoria en el escenario de Manhattan (trayectoria 1 en Figura 2.18).

La segunda trayectoria (trayectoria 2 en Figura 2.18) tiene 1300m de longitud. Esta en la misma calle de la antena, por lo que es una situación de línea vista o LOS (line-of-sight). Los resultados obtenidos pueden verse en la Figura 2.20.

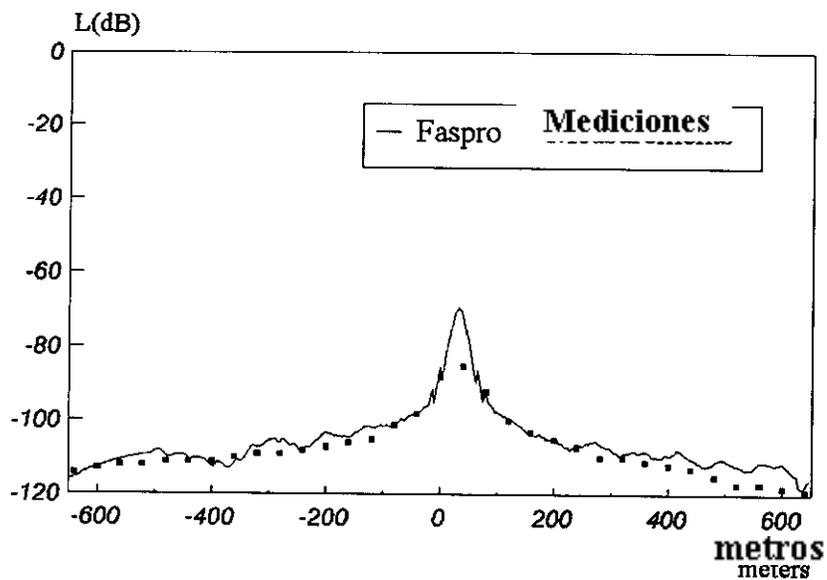


Figura 2.20 Comparación de pérdidas de trayectoria entre las mediciones y cálculos para la segunda trayectoria en el escenario de Manhattan (trayectoria 2 en Figura 2.18).

La tercera trayectoria (trayectoria 3 en Figura 2.18) tiene también 1300 m de largo y corre paralela a la calle de la antena. La Figura 2.21 muestra la comparación entre las mediciones y las pérdidas pronosticadas.

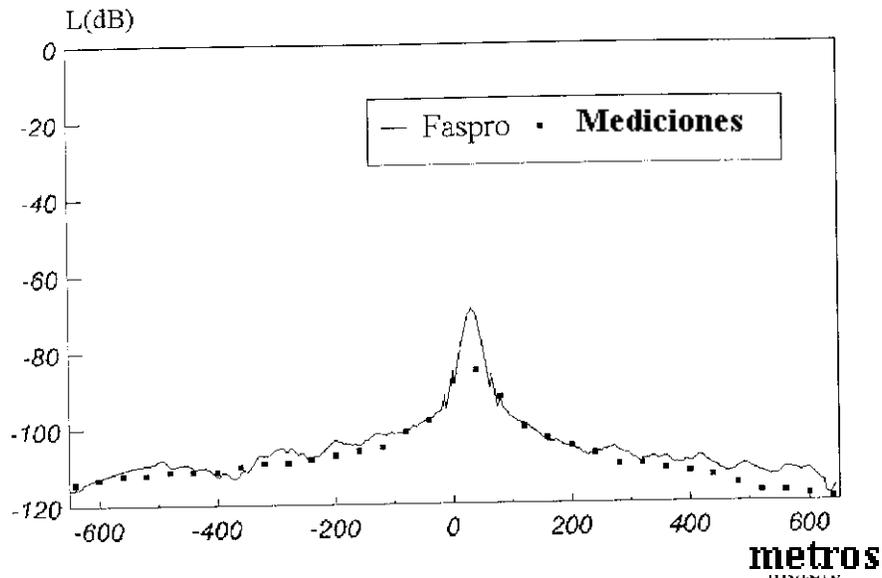


Figura 2.21 Comparación de pérdidas de trayectoria entre las mediciones y cálculos para la tercera trayectoria en el escenario de Manhattan (trayectoria 3 en Figura 2.18).

La tabla 2.1 muestra la media del error de los valores pronosticados (pronosticado-mediciones) y la correspondiente desviación estándar para las tres trayectorias analizadas.

Tabla 2.1

Media del error de los valores pronosticados y desviación estándar para las trayectorias de Manhattan

	Media del Error	Desviación Estándar
Trayectoria 1	-3.1	5.6
Trayectoria 2	-4.4	3.7
Trayectoria 3	2.2	3.1

El segundo escenario analizado es representado en la Figura 2.22. Este corresponde a un centro comercial de Madrid (España).

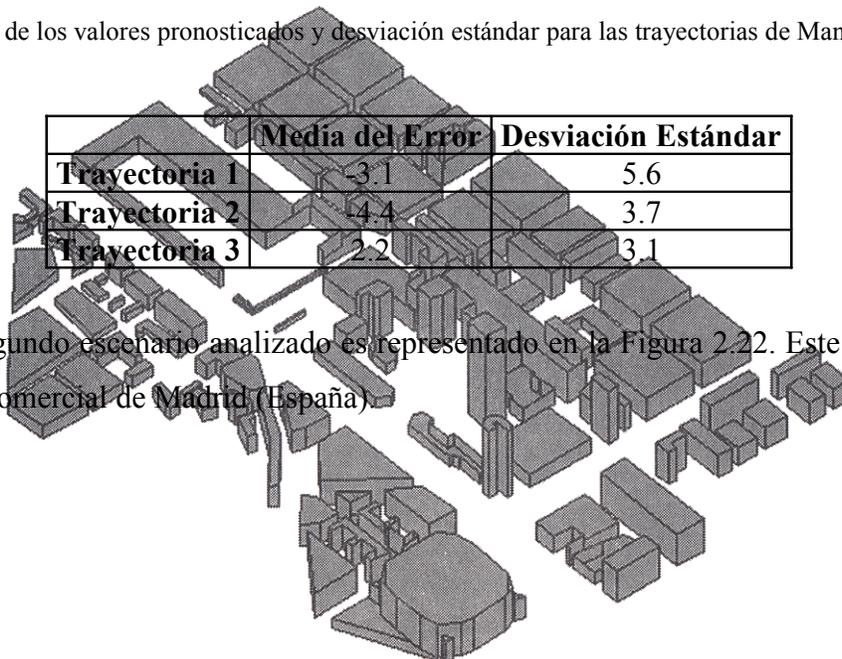


Figura 2.22 Vista tridimensional del escenario de Madrid.

A diferencia del escenario de Manhattan, este es muy irregular, con edificios de diferentes formas y alturas. La Figura 2.23 muestra un mapa de la vista superior del ambiente. El área analizada es de $1050 \times 1450 \text{ m}^2$ y contiene cerca de 100 edificios. El escenario fue modelado utilizando acerca de 700 superficies y 1200 bordes con una precisión de 1m. Dado que ningún dato acerca del material de los edificios y tierra estaban disponibles, en la simulación se asumió que todos los edificios y la tierra eran hechos de concreto.

Las mediciones fueron realizadas a lo largo de tres trayectorias, indicadas como 1, 2 y 3 en la Figura 2.23. Para anular los efectos del desvanecimiento rápido, tanto para las mediciones como para los cálculos, el campo en cada punto fue promediado con los 10 puntos más cercanos en la trayectoria. Varias muestras por longitud de onda fueron tomadas en todos los casos, tanto en términos medidos como en calculados. La frecuencia fue de 945 MHz.

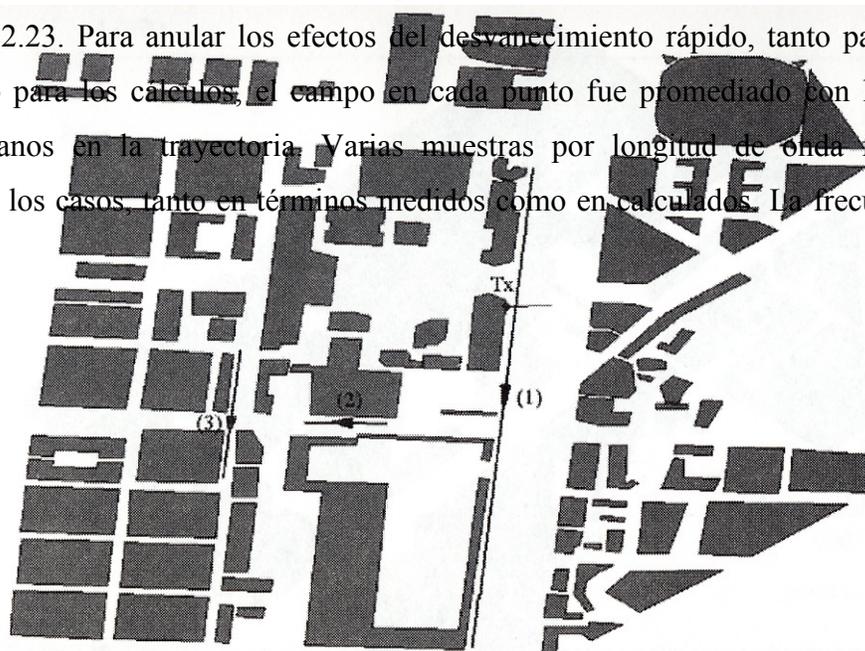


Figura 2.23 Vista bidimensional del escenario urbano analizado. Las líneas en negrita representan las trayectorias para las cuales las mediciones y la simulación fueron llevadas a cabo. La antena transmisora fue montada en la pared de un edificio a una altura de 7m.

La antena Tx fue ubicada a una altura de 7m en la posición indicada en la Figura 2.23. La potencia radiada fue de 14 dBm y el patrón de radiación para el plano E puede ser visto en la Figura 2.24. Para el plano H, la curva es muy similar. La antena receptora fue un dipolo corto localizado a 1.5 metros de altura.

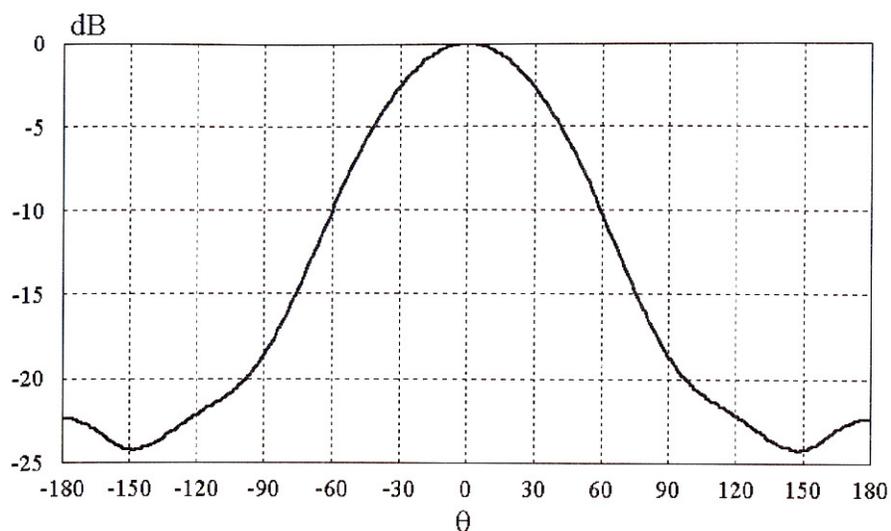


Figura 2.24 Corte del plano E del patrón de radiación para la antena transmisora. En el plano H la curva muy similar.

La primera trayectoria, representada como 1 en la Figura 2.23, corresponde a una situación de línea vista, o LOS. El largo de la trayectoria es aproximadamente 1000m. La figura 2.25 muestra la comparación entre las mediciones y los cálculos considerando el rayo directo y el rayo reflejado de tierra, que es, un "modelo de dos rayos". Ambas curvas están aproximadamente en concordancia a excepción de los puntos lejanos al transmisor, donde el nivel del campo es bajo y donde otros mecanismos de rayos se convierten más importantes.

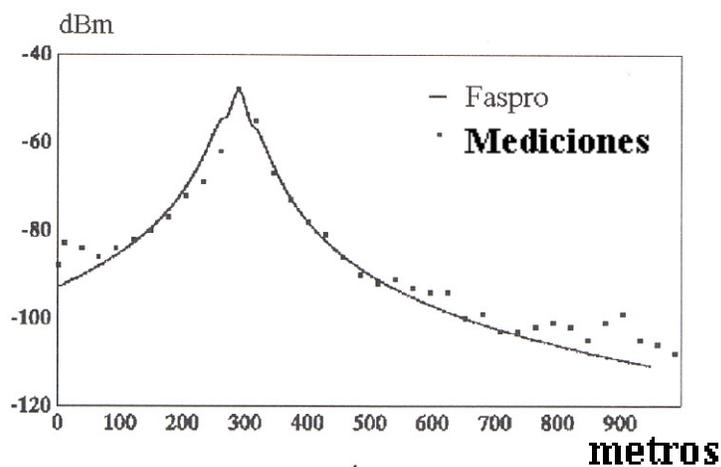


Figura 2.25 Comparación entre mediciones y cálculos. Solo se han considerado el campo directo y las reflexiones de tierra.

La Figura 2.26 muestra la curva obtenida considerando todos los mecanismos simples y los siguientes mecanismos de segundo orden: reflexión-difracción de tierra, reflexión de tierra-difracción y reflexiones dobles con una reflexión lejana de tierra. La influencia de estos efectos de segundo orden son despreciables en puntos cercanos a la antena Tx y modifican los valores de la simulación en puntos lejanos de la antena.

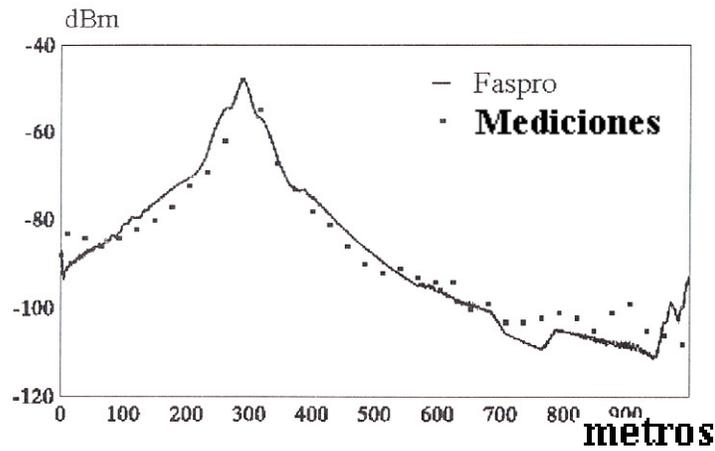
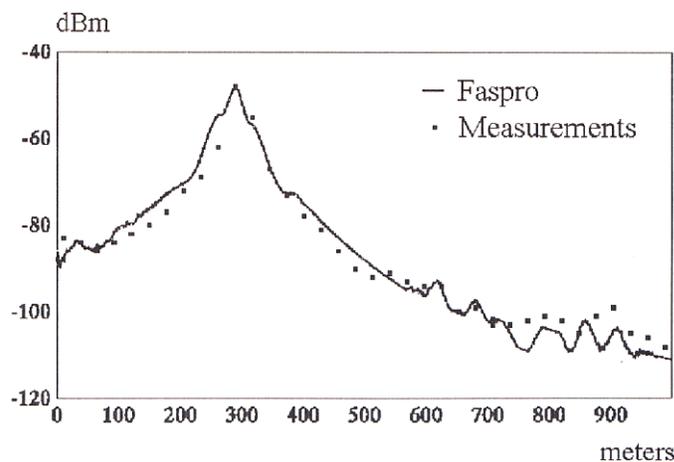


Figura 2.26 Comparación entre mediciones y simulación considerando todos los efectos simples y los siguientes efectos de segundo orden: reflexión-difracción de tierra, reflexión de difracción-tierra y reflexiones dobles con una reflexión lejana de tierra.

Finalmente, la Figura 2.27 muestra la curva calculada considerando todos los efectos ya mencionados más los siguientes efectos dobles: rayos doble-reflejados, rayos difractados-reflejados y rayos reflejados-difractados. Los efectos triples son también incluidos cuando uno de los efectos en la tríada es una reflexión lejana de tierra. La difracción doble no ha sido incluida porque su nivel de campo ha sido encontrado despreciable en comparación con el resto de los efectos. Una vez más, la influencia de los efectos nuevos es prácticamente despreciable cerca de la antena Tx pero mejoran el valor pronosticado en puntos lejanos a la antena Tx.



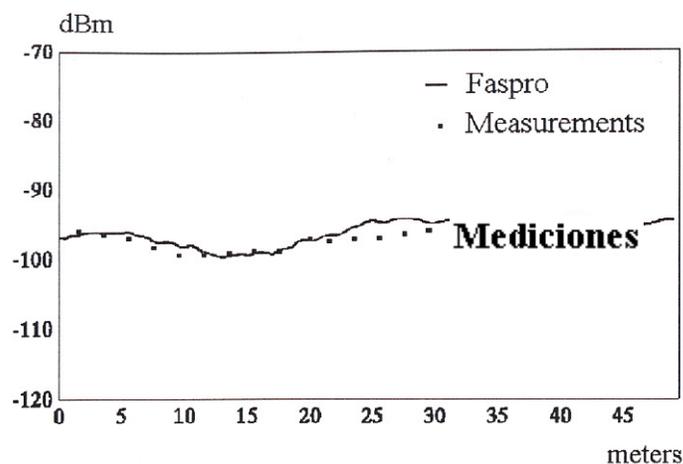
Mediciones

metros

Figura 2.27 Comparación entre mediciones y simulación considerando todos los mecanismos considerados en la Figura 2.26 mas los siguientes efectos dobles: rayos doble-reflejados, rayos difractados-reflejados y rayos reflejados-difractados.

En la simulación recién discutida, los mecanismos de difracción doble no han sido incluidos porque su nivel de campo ha sido encontrado despreciable en comparación con el resto de los efectos. Las discrepancias que aparecen entre las mediciones y los cálculos cerca del nivel máximo del nivel de campo pueden deberse a errores en la orientación de los ejes de la antena o en el patrón de radiación considerado.

La segunda trayectoria analizada (2 en Figura 2.23) tiene una longitud de 50m. Esta es una trayectoria de no-línea vista (NLOS) donde los efectos dobles y triples se tornan más importantes. La Figura 2.28 representa la curva calculada cuando los efectos de la Figura 2.27 son considerados.



metros

Figura 2.28 Comparación entre los cálculos a través de la trayectoria 2. Todos los efectos simples, dobles y triples definidos en la Figura 2.27 han sido considerados.

La tercera trayectoria (trayectoria 3 en la Figura 2.23) también representa un caso de no-línea vista (ver Figura 2.29). En este caso el punto de observación está más lejos que en la trayectoria previa y hay muchas sombras respecto a la antena Tx. La trayectoria es de 200m de longitud. Los mecanismos considerados son los mismos que en el caso anterior.

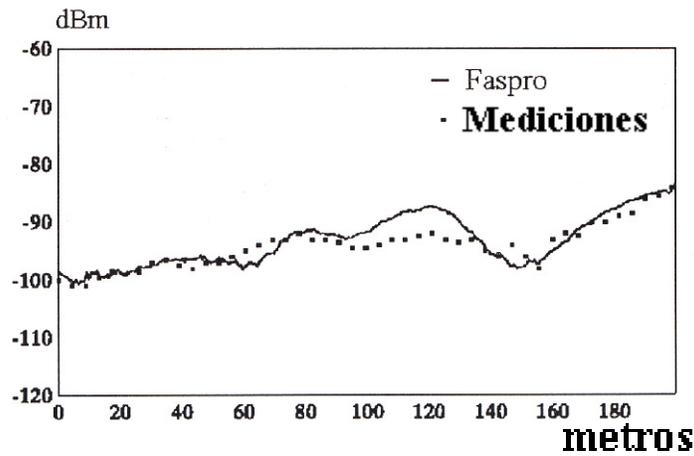


Figura 2.29 mediciones para la trayectoria 3. La simulación considera todos los efectos considerados en la Figura 2.27.

Cálculos y efectos considerados

La tabla 2.2 muestra la media del error de los valores pronosticados (pronosticado-mediciones) y la correspondiente desviación estándar para las tres trayectorias analizadas.

Tabla 2.2

Media del error de los valores pronosticados y desviación estándar para las tres trayectorias de Madrid.

	Media del Error	Desviación Estándar
Trayectoria 1	-0.39	3.88
Trayectoria 2	1.24	1.12
Trayectoria 3	0.96	2.35

Para validar la GTD en escenarios de interiores, una serie de mediciones de pérdidas en la trayectoria han sido realizadas por Telefónica Móviles (una compañía telefónica Española). Ellos fueron comparados con un código de simulación basado en GTD llamado FASPRI. Las mediciones de pérdidas en la trayectoria fueron realizadas en el segundo piso de un edificio de oficinas a 900 MHz. Las antenas Tx y Rx fueron ubicadas en el mismo piso. Solo este piso ha sido considerado en la simulación. Las mediciones de la potencia recibida fueron hechas a lo largo de varias trayectorias rectas para dos locaciones diferentes de la antena Tx. La antena Tx esta verticalmente polarizada y su patrón de radiación (plano E y plano H) es representado en la figura 2.30. Su ganancia es 7dBi y la potencia de transmisión es de 23 dBm. La antena Rx fue un dipolo corto, localizado siempre a 0.6 metros de altura.

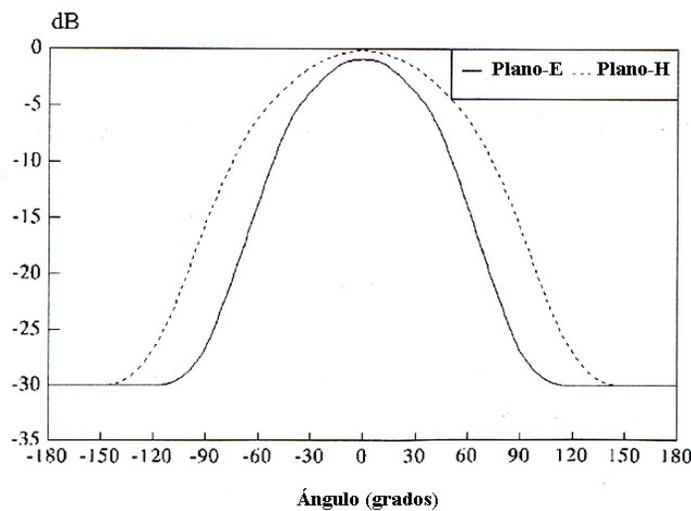


Figura 2.30 Patrón de radiación de la antena transmisora: corte de plano E y corte de plano H.

Las Figuras 2.31 y 2.32 muestran el modelo geométrico del escenario con sus dimensiones principales en metros. Este contiene 175 caras. El alto del techo es 2.9 (distancia entre pisos). En la simulación todas las caras tienen las mismas propiedades eléctricas ($\epsilon_r = 4.44$, $\sigma = 0.08 S/m$ y $\mu = 1.0$) y han sido consideradas lisas. El ancho de las paredes se ha asumido de 0.1m. Los mecanismos considerados fueron:

- Efectos simples;
- Efectos Dobles (todas las posibles combinaciones que involucran reflexiones y/o difracciones y/o transmisiones);
- Efectos triples;
- Efectos de tercer orden que involucran una, dos o tres transmisiones; y
- Efectos de cuarto orden que involucran dos, tres y cuatro transmisiones.

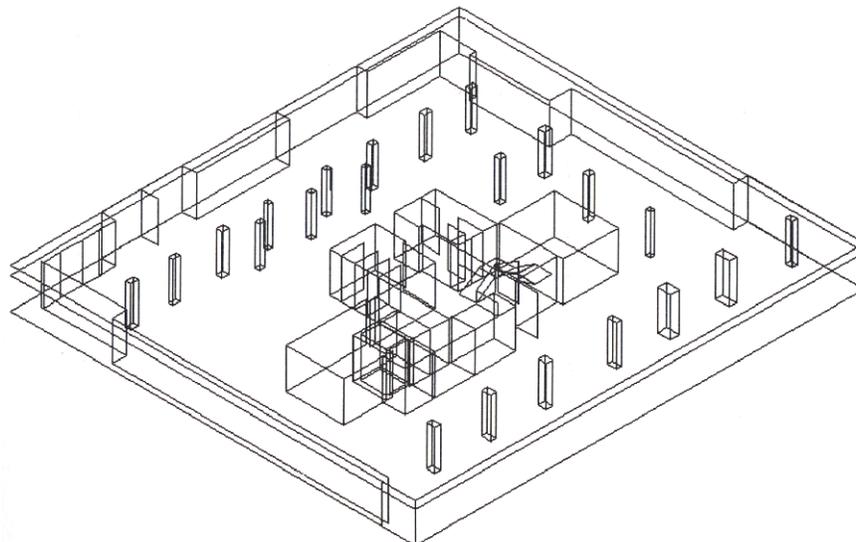


Figura 2.31 Vista tridimensional del escenario interior.

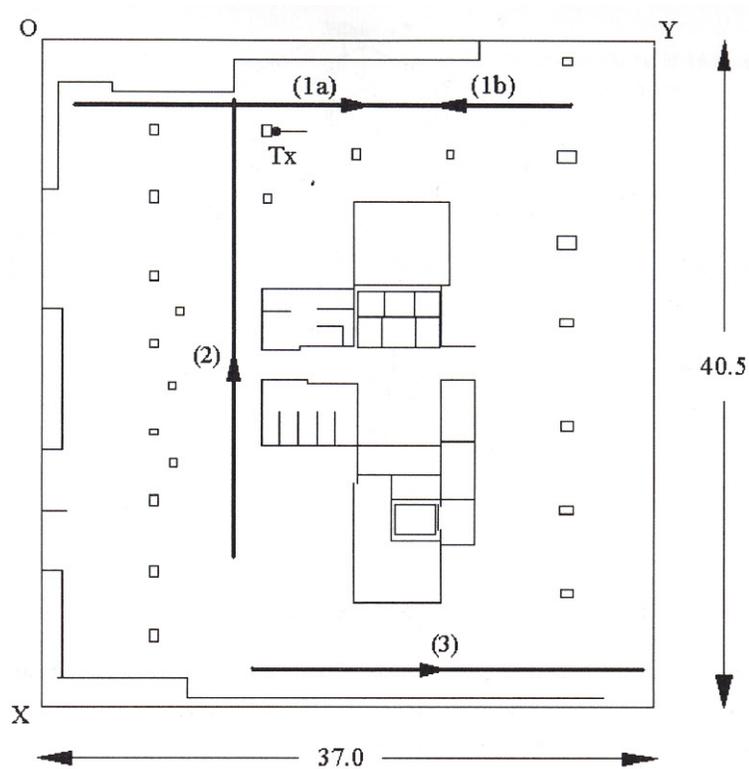


Figura 2.32 Vista superior del escenario interior. Las líneas en negrita representan las primeras tres trayectorias analizadas. La antena Tx fue colocada en (5.67, 13.85, 1.7) y fue orientada paralela al eje Y (todas las coordenadas están en metros).

En los tres primeros casos la antena transmisora Tx esta soportada por una columna y esta localizada a (5.67, 13.85, 1.7), donde las coordenadas están en metros. Esta orientada a lo largo del eje Y (la dirección de la radiación máxima es paralela al eje Y).

En el primer caso, las mediciones fueron realizadas en 71 puntos en ambas direcciones: de izquierda a derecha (trayectoria 1a en la Figura 2.32) y de derecha a izquierda (trayectoria 1b en la Figura 2.32). Muchas veces, como en este caso, las mediciones a lo largo de la trayectoria son tomadas en ambas direcciones para evitar errores que puedan deberse al desvanecimiento rápido. El largo de la trayectoria es 30.0m. La Figura 2.33 muestra la comparación entre las mediciones y la simulación para la trayectoria 1a. La Figura 2.34 compara los valores de simulación y medición para la trayectoria 1b.

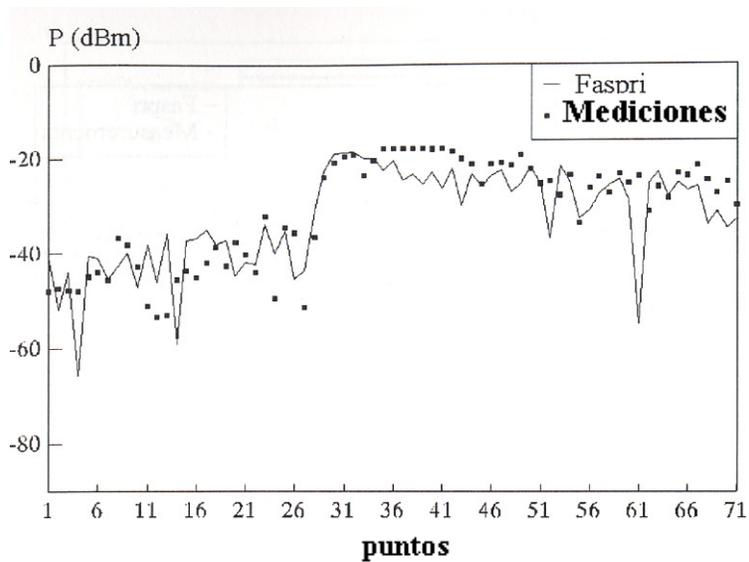
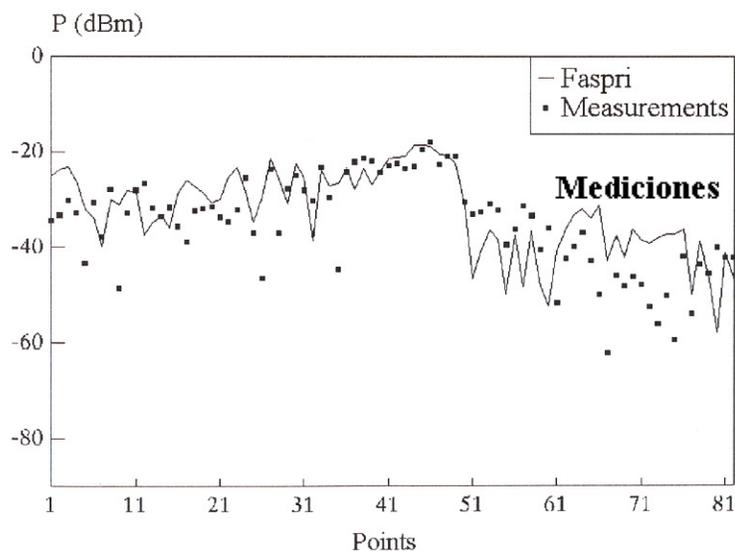


Figura 2.33 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria de línea vista 1a de la Figura 2.32.



puntos

Figura 2.34 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria de línea vista 1b de la Figura 2.32

La segunda trayectoria (trayectoria 2 en la Figura 2.32) tiene 28.3 m de largo. Las mediciones fueron realizadas en 61 puntos. La comparación entre la simulación y las mediciones para esta trayectoria de línea vista es presentada en la Figura 2.35.

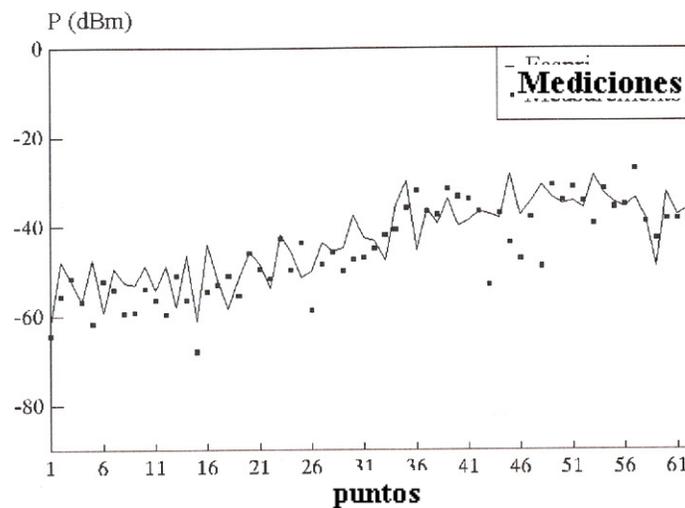
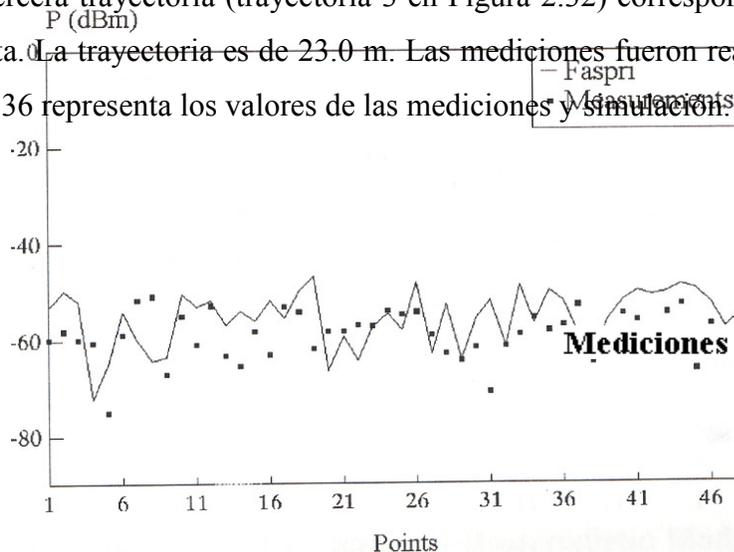


Figura 2.35 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria 2b de la Figura 2.32

La tercera trayectoria (trayectoria 3 en Figura 2.32) corresponde a una situación de no línea vista. La trayectoria es de 23.0 m. Las mediciones fueron realizadas en 48 puntos. La Figura 2.36 representa los valores de las mediciones y simulación.



puntos

Figura 2.36 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria 3 de la Figura 2.32

Otras mediciones fueron realizadas con la misma antena Tx localizada en (21.0, 21.5, 2.85) y orientada a lo largo del eje -Z hacia abajo (las coordenadas están en metros). La Figura 2.37 muestra la ubicación de la antena y las dos trayectorias analizadas.

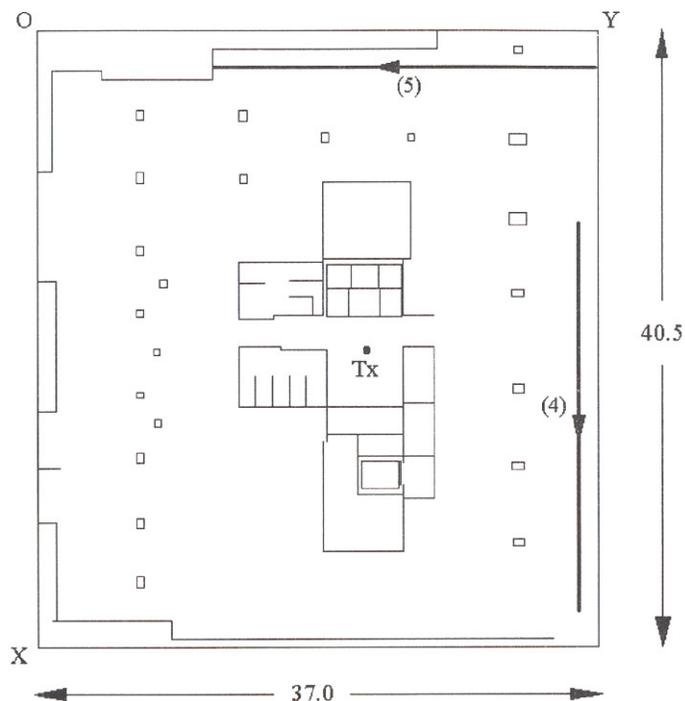
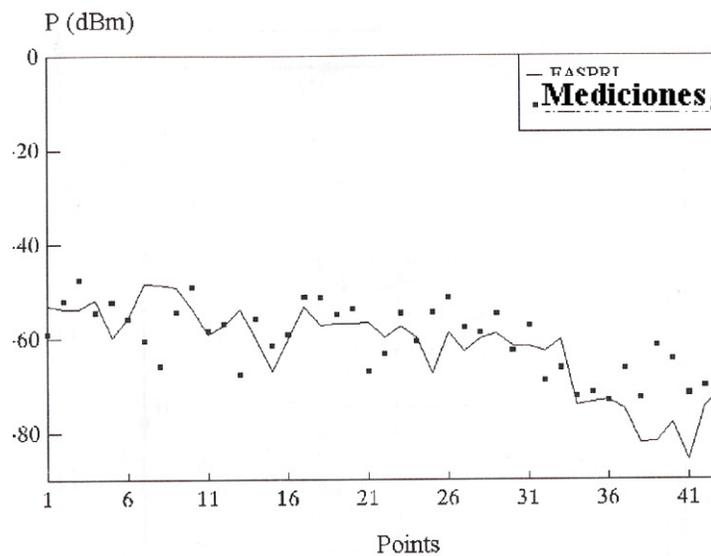


Figura 2.37 Plano del piso del escenario interior. Las líneas representan las dos trayectoria analizadas con la antena Tx localizada en (21.0, 21.5, 2.85) y orientado a lo largo del eje -Z.

La trayectoria 4 mide 25.7 m de largo y las mediciones fueron realizadas en 43 puntos. La Figura 2.38 muestra los valores de las mediciones y de simulación para este caso.



puntos

Figura 2.38 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria 4 de la Figura 2.37

La trayectoria 5 es una situación de no línea vista. Las mediciones fueron realizadas en 42 puntos y la trayectoria tiene 25.3m de largo. Las mediciones y simulación está representada en la Figura 2.39.

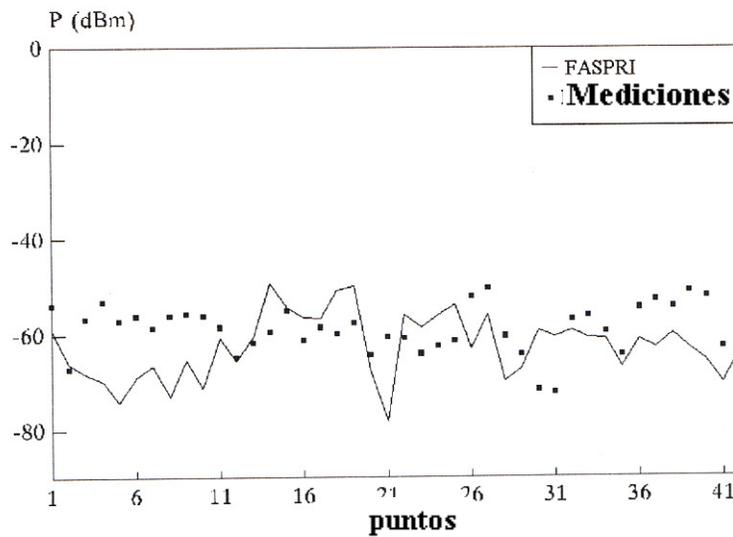


Figura 2.39 Comparación entre simulación y mediciones para la trayectoria 5 de la Figura 2.37.

La tabla 2.3 muestra la media del error de los valores pronosticados (pronosticado-mediciones) y la correspondiente desviación estándar para los seis casos analizados.

Tabla 2.3

Media del error de los valores pronosticados y desviación estándar para las seis trayectorias analizadas.

	Media del Error	Desviación Estándar
Trayectoria 1a	-1.37	7.04
Trayectoria 1b	2.57	8.32
Trayectoria 2	1.65	7.96
Trayectoria 3	3.38	6.79

Trayectoria 4	-1.66	7.29
Trayectoria 5	-3.59	8.33

En general, la precisión de los modelos determinísticos basados en GTD/UTD están limitados por:

- El error inherente de la aproximación GTD/UTD;
- La aproximación en el tratamiento de la reflexión, difracción y transmisión en materiales dieléctricos;
- La inviabilidad de considerar un infinito número de mecanismos;
- La asunción de que las superficies reflejan solo en la dirección especular, que implica que no dan reflexiones difusas; y
- La aproximación en la descripción morfológica y topográfica de los ambientes: propiedades eléctricas, la aproximación de las superficies curvas a caras planas, objetos no considerados en el modelo, etc.

2.8 APLICACIÓN DE GTD/UTD EN MODELOS SEMI-DETERMINÍSTICOS

Uno de los primeros modelos semi-determinísticos que usan la aproximación GTD fue propuesta por Ikegami (ver capítulo 4). Este asume una situación de NLOS o no línea vista donde la antena transmisora está arriba de los techos de los edificios cercanos al receptor de tal forma que ellos están directamente iluminados. Este también asume que los edificios en la proximidad del receptor son uniformes en su altura. El campo en el receptor es calculado como la suma de dos contribuciones de GTD/UTD: un rayo difractado en el ultimo borde del edificio cercano al receptor (rayo 1 en Figura 2.40) y un rayo reflejado en la pared del edificio siguiente (rayo 2 en Figura 2.40). Las ecuaciones resultantes para este modelo se expondrán en Capítulo 4.

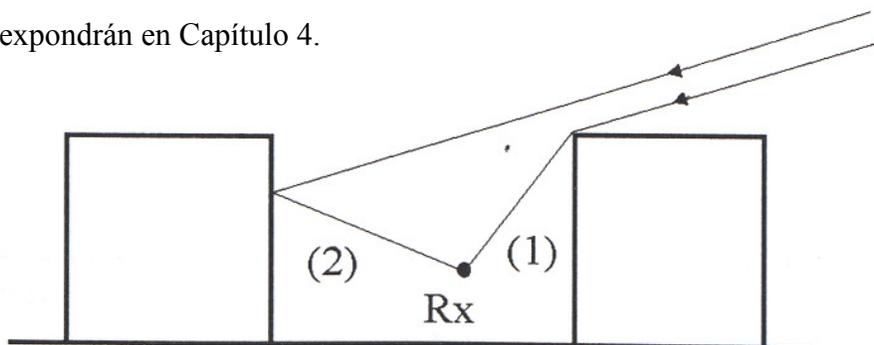


Figura 2.40 Los rayos reflejados y difractados en el modelo de Ikegami, et al.

Muchos de los modelos semi-determinísticos de NLOS o no línea vista están basados en la configuración de la ciudad inicialmente analizada por Walfisch y Bertoni (ver capítulo 4). Este modelo de escenario urbano es inspirado en una estructura urbana típica de las ciudades estadounidenses fuera del centro o núcleo de gran altura. Los edificios son organizados a lo largo de filas paralelas con callejones entre ellos (ver Figura 2.41). Las discontinuidades entre edificios en la misma fila (pasajes) no son tomados en cuenta porque ellos tienden a ser mas pequeñas que el ancho de los edificios y, a excepción de cuando los pasajes están alineados con el transmisor de fila a fila, la propagación tiene lugar sobre los techos. Para una determinada calle, el campo de cobertura al nivel de las calles proviene mayormente de la onda difractada en los techos previos o anteriores (techos locales) y de la onda difractada en el techo local y luego reflejado en un edificio de la siguiente columna. El campo incidente en el techo local es el resultado de la difracción en los techos previos o anteriores desde la antena transmisora. Considerando que todos los edificios en una determinada fila tienen alturas similares y que, en la contribución por rozamiento la forma de los techos tiene poca influencia en la onda difractada, por lo que las filas de los edificios pueden ser sustituidas por medias-pantallas absorbentes (ver Figura 2.42).

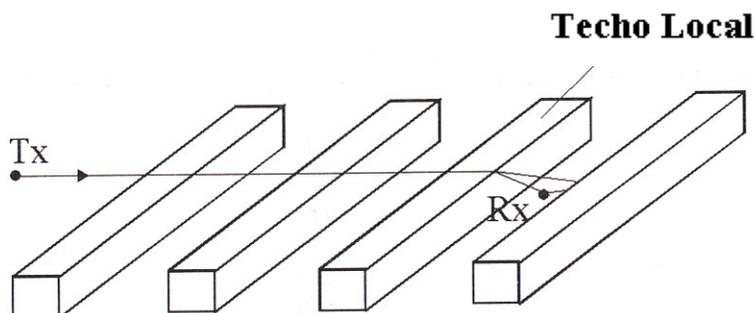


Figura 2.41 Modelo urbano propuesto.

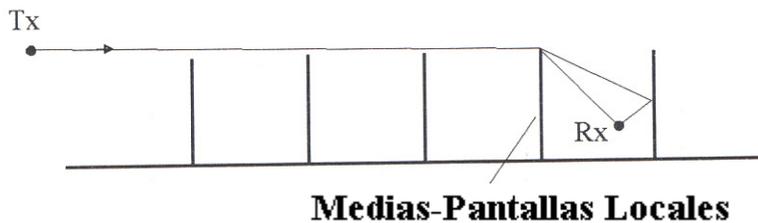


Figura 2.42 Modelo urbano de múltiples medias-pantallas absorbentes.

Por consiguiente, para predecir el campo en el receptor, se debe primero calcular campo difractado (difracción múltiple de filo-borde) incidente en las medias pantallas locales. Luego, el campo recibido es calculado debido a dos contribuciones: el campo difractado en el borde local y luego reflejado en el siguiente edificio. Para tomar en cuenta esta última reflexión, es considerada una pantalla con las propiedades eléctricas del edificio correspondiente. Estos dos mecanismos, reflexión simple y difracción-reflexión, pueden ser tratadas con la GTD/UTD convencional. Sin embargo, estas señales resultantes serán de amplitud similar por lo que, el campo promedio puede ser obtenido como el doble de una difracción de campo.

Para predecir el campo difractado múltiple, técnicas de GTD y Física Óptica (PO) han sido propuestas. El problema con la aplicación de GTD es que un borde de la pantalla está en la zona de transición de los bordes de las pantallas anteriores por lo que no se puede aplicar los coeficientes de difracción de UTD de la Sección 2.4.

La aplicación de GTD/UTD en modelos semi-determinísticos no está restringida a propagación urbana de no línea vista NLOS. Los llamados modelos de "dos rayos" han sido ampliamente utilizados en ambientes rurales y han sido propuestos para microceldas con antenas de estación base bajas donde hay línea vista entre el transmisor y el receptor. En este modelo el campo es calculado como la suma de dos contribuciones: el rayo directo y el rayo reflejado en tierra.

Un modelo más sofisticado para propagación de Línea Vista LOS con una antena de estación base baja es el modelo de "guía de onda multiranura"⁸. Las calles son modeladas como quías de onda de 3D con pantallas y ranuras distribuidas en forma aleatoria. El campo total a lo largo de las calles es obtenido como la suma de las siguientes contribuciones de GTD: rayo directo, rayo reflejado de tierra, rayo reflejado de las paredes y rayos difractados en los bordes de los edificios.

2.9 ÓPTICA FÍSICA

En el contexto de la predicción de la propagación de radio, la aproximación de Óptica Física⁹ (llamada, el método de Kirchhoff, método de Huygens y aproximación de plano tangente) ha sido usada en dos problemas diferentes.

Primero, ha sido aplicado en modelos urbanos y rurales para predecir la difracción múltiple. Como se mencionó en la sección anterior, en ciertas circunstancias (usualmente en modelos semi-determinísticos), la aproximación convencional de GTD/UTD no puede predecir adecuadamente el fenómeno de la difracción múltiple. Por lo anterior, muchos autores han apelado a la aproximación de PO. Otros autores han propuesto modificaciones heurísticas a las expresiones convencionales de GTD/UTD para superar esta limitación en el problema de la difracción múltiple.

⁸ Blaunstein, M., *Radio Propagation in Cellular Networks*, Artech House Publishers 2000

⁹ Balanis, C.A., *Advanced Engineering Electromagnetic*, New York Wiley, 1989.

Segundo, la PO ha sido ampliamente utilizada en modelos determinísticos para predecir el campo dispersado por las superficies de los obstáculos del ambiente. La aproximación GTD/UTD asume que, en el fenómeno de la reflexión, toda la energía es reflejada en la dirección especular. En términos estrictos, esto es cierto cuando las superficies tienen tamaños infinitos y son lisas (no rugosas). Si las superficies tienen tamaño finito y son rugosas, parte de la energía incidente es reflejada en direcciones diferentes de la dirección especular. Por consiguiente, para solventar esta deficiencia de la GTD/UTD, el campo dispersado es incluido, como un mecanismo adicional, en varios modelos urbanos determinísticos y modelos rurales determinísticos. La contribución de las ondas reflejadas se torna especialmente importante cuando el receptor está localizado cerca de la superficie dispersora y cuando no hay una contribución GTD/UTD de primer orden en el receptor.

2.10 APLICACIÓN LA ÓPTICA FÍSICA EN MODELOS DE PROPAGACIÓN SEMI-DETERMINÍSTICOS: DIFRACCIÓN FILO-BORDE MÚLTIPLE

Antes de su uso en modelos urbanos, la configuración de medias pantallas múltiples ha sido ampliamente utilizada en la predicción de la propagación de radio en zonas rurales montañosas. En estos casos, las montañas son modeladas como medias pantallas con bordes localizados en la punta de la cima de la montaña.

Como se mencionó en la Sección 2.8, la aproximación de PO ha sido ampliamente utilizada en modelos semi-determinísticos basados en el ajuste de medias pantallas múltiples. Para estimar el campo difractado en tal escenario, se han propuesto varios métodos basados en PO. Vogler propone una expresión de difracción múltiple, que involucra una integral múltiple cuya dimensión es igual al número de bordes. Esta expresión resulta de una repetida aplicación de la integral de Kirchhoff al plano de cada pantalla. Esta aproximación es muy general en el sentido que no hay restricciones en el alto de cada pantalla o en la separación entre pantallas consecutivas, pero el tiempo requerido para evaluarla es prohibitivo aún para un número bajo de difracciones. Para superar esta limitación, Vogler expande la integral y la aproxima a una forma adecuada para la implementación en computadora.

Saunders y Bonar han evaluado la integral de Vogler usando un método numérico de Monte Carlo. Aparte de esta estrategia, estos autores han obtenido un modelo simple de propagación aproximando la integral de Vogler en el caso de alturas uniformes y separaciones uniformes entre las medias pantallas. Ellos también han desarrollado un procedimiento heurístico, que combinan las estrategias anteriores, con el objetivo de analizar configuraciones de medias pantallas con separaciones y alturas arbitrarias.

Walfisch y Bertoni propusieron un modelo basado en la evaluación directa de la integral Kirchhoff-Huygens. El campo en cada pantalla es obtenido del campo difractado en la pantalla previa usando una aproximación numérica de la integral. El modelo asume alturas y espaciamentos uniformes de las pantallas. Además, la antena transmisora debe de estar por arriba del nivel del techo. La expresión resultante para este modelo será presentada en el capítulo 4.

Xia y Bertoni expresaron el campo incidente en cada borde en términos de una integral de Fresnel multidimensional similar a la integral de Vogler. Luego, la integral es expandida en series de funciones (funciones Boersma) obteniendo expresiones de campo en cada borde. El modelo asume que las pantallas tienen altura y espaciamento uniforme pero no hay limitaciones en el alto de la antena transmisora. La expresión resultante del modelo completo será dada en el capítulo 4.

2.11 APLICACIÓN DE LA ÓPTICA FÍSICA EN MODELOS DETERMINÍSTICOS DE PROPAGACIÓN: CAMPO DISPERSANTE

A diferencia de la aproximación GTD, la técnica de PO no es una técnica basada en rayos de tal forma que el problema de dispersión es puesto en términos de corrientes inducidas en lugar de en términos de rayos. Cuando una onda incidente alcanza una superficie dispersante, es inducida una distribución de corriente (magnética y eléctrica) en la superficie. Estas corrientes son responsables del campo dispersado. La rigurosa determinación de las corrientes inducidas es un problema complicado. La PO provee en forma aproximada pero simple, expresiones de las corrientes inducidas. Las ecuaciones de dispersión de PO pueden ser derivadas usando el Principio Equivalente y aplicando la llamada aproximación de Plano Tangente¹⁰.

La PO expresa las corrientes inducidas como funciones del campo incidente en la superficies dispersante. La PO asume corriente de cero en puntos no iluminados por la onda incidente y las siguientes corrientes en los puntos iluminados:

$$\vec{J}(r') = \hat{n} \times \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_s^i(r') \\ H_b^i(r') \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\vec{M}(r') = -\hat{n} \times \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^i(r') \\ E_b^i(r') \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

donde \hat{n} es el vector unitario normal en el punto r' de la superficie, $\Gamma_{s,h}$ son los coeficientes de reflexión de Fresnel (ver (2.15) y (2.16)), y $H_{s,h}^i(r')$ y $E_{s,h}^i(r')$ son las componentes soft y hard del vector de campo magnético y eléctrico incidente en el punto de la superficie, respectivamente.

Dado que la PO predice corrientes de cero en puntos no iluminados por la onda incidente, solo la parte iluminada de la superficie va a contribuir al campo dispersado. Además, solo la parte de la superficie visible desde el receptor va a contribuir con el campo dispersado.

¹⁰ Balanis, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: John Wiley, 1989.

Para evaluar la contribución de campo de la superficie dispersora, se debe calcular el campo radiado por las corrientes inducidas de (2.53) y (2.54). Esta no es una tarea fácil por lo que en la práctica, para simplificar el problema, la superficie es segmentada en caras planas pequeñas, pero eléctricamente grandes (típicamente cuadrados rectangulares). Las contribuciones individuales de las caras resultantes son sumadas para obtener el total del campo dispersado. Cuando las caras son vistas desde la fuente de la onda incidente y desde el punto de observación bajo ángulos sólidos pequeños, dos asunciones pueden ser hechas: La onda incidente en la superficies es plana y la onda dispersada en el receptor es también una onda plana. Luego, asumiendo una cara lisa, el campo eléctrico dispersado en el receptor (\vec{E}_s) puede ser obtenido como:

$$\vec{E}_s = \vec{E}_J + \vec{E}_M \quad (2.55)$$

donde

$$\vec{E}_J = \frac{jf\mu}{2} \frac{\exp(-j\beta r)}{r} \hat{r} \times \left(\hat{r} \times \int_S \vec{J}(\vec{r}') \exp(j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}') ds \right) \quad (2.56)$$

$$\vec{E}_M = \frac{jf\mu\epsilon}{2} \frac{\exp(-j\beta r)}{r} \hat{r} \times \int_S \vec{M}(\vec{r}') \exp(j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}') ds \quad (2.57)$$

donde r es la distancia entre el punto de observación y el centro de la cara, \hat{r} es el vector unitario desde el centro de la cara al punto de observación, f es la frecuencia, β es el número de onda, S es la superficie de la cara, ϵ y μ son la permitividad y permeabilidad del espacio libre, respectivamente. Asumiendo que la onda incidente es plana en la cara y considerando (2.53) y (2.54), las expresiones anteriores pueden ser expresadas como

$$\vec{E}_J = \frac{jf\mu}{2} \frac{\exp(-j\beta r)}{r} \hat{r} \times (\hat{r} \times [\hat{n} \times \vec{H}^1]) I_{PO} \quad (2.58)$$

$$\vec{E}_M = \frac{-jff\mu\epsilon}{2} \frac{\exp(-j\beta r)}{r} \hat{r} \times (\hat{n} \times \vec{E}^1) I_{PO} \quad (2.59)$$

donde \hat{n} es el vector normal a la cara, I_{PO} es la llamada integral de PO, y \vec{H}^1 y \vec{E}^1 son vectores constantes dados por

$$\begin{bmatrix} H_s^1 \\ H_b^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_s^0 \\ H_b^0 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\begin{bmatrix} E_s^1 \\ E_b^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^0 \\ E_b^0 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

siendo $H^{\rightarrow 0}$ y $E^{\rightarrow 0}$ las amplitudes de los campos eléctrico y magnético asociados con la onda incidente plana en la cara.

La integral de PO esta dada por

$$I_{PO} = \int_{\mathcal{S}} \exp[j\beta(\hat{r} - \hat{r}_i) \cdot \vec{r}'] ds \quad (2.62)$$

donde \hat{r}_i es la dirección de incidencia de la onda plana hacia la cara. Considerando un sistema local de coordenadas con el eje Z paralelo a \hat{n} y el origen en el vértice de la cara, I_{PO} puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_{PO} &= \sum_{n=1}^N \frac{\hat{y} \cdot (\vec{a}_{n+1} - \vec{a}_n)}{K_x} \text{sinc} \left[\frac{\vec{K} \cdot (\vec{a}_{n+1} - \vec{a}_n)}{\pi} \right] \exp \left[\frac{j\vec{K} \cdot (\vec{a}_{n+1} + \vec{a}_n)}{2} \right]; \quad \text{si } K_x \neq 0 \\ I_{PO} &= \sum_{n=1}^N \frac{-\hat{x} \cdot (\vec{a}_{n+1} - \vec{a}_n)}{K_y} \text{sinc} \left[\frac{\vec{K} \cdot (\vec{a}_{n+1} - \vec{a}_n)}{\pi} \right] \exp \left[\frac{j\vec{K} \cdot (\vec{a}_{n+1} + \vec{a}_n)}{2} \right]; \quad \text{si } K_y \neq 0 \\ &= AREA; \quad \text{it } K_x = K_y = 0 \end{aligned} \quad (2.63)$$

donde \vec{a}_i son los vértices de la cara (referidos al sistema local de coordenadas), N es el número de vértices, $AREA$ es el área de la cara y

$$\vec{K} = \frac{\beta(\hat{r} - \hat{r}_i)}{2} \quad (2.64)$$

Esta expresión asume que la superficie dispersora es lisa. Los efectos de su rugosidad puede ser fácilmente incluida multiplicando los coeficientes de Fresnel por el factor de pérdida por dispersión como se mencionó en la Sección 2.3.

APÉNDICE 2A

2A.1 Transformación de vectores entre sistemas de coordenadas Rectangulares y Esféricas

La descripción de un vector en sistema de coordenadas rectangulares es $\vec{v} = x\hat{a}_x + y\hat{a}_y + z\hat{a}_z$ donde los valores (x,y,z) son conocidos como coordenadas vectoriales rectangulares o cartesianas (ver Figura 2A.1).

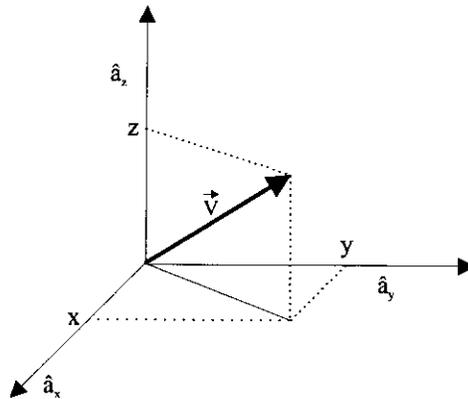


Figura 2A.1 Sistema coordenado rectangular.

La descripción de un vector en sistema de coordenadas esféricas es $\vec{v} = r\hat{a}_r + \theta\hat{a}_\theta + \Phi\hat{a}_\phi$ donde los valores (r,θ,Φ) son conocidos como coordenadas vectoriales esféricas (ver Figura 2A.2).

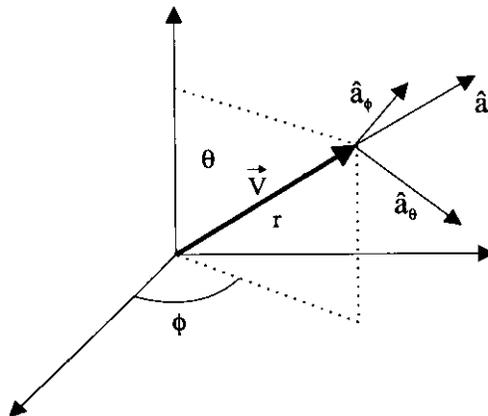


Figura 2A.2 Sistema coordenado esférico.

Las relaciones entre los vectores unitarios de los sistemas coordenados rectangular y esférico están dadas por:

$$\hat{a}_x = \sin\theta \cos\phi \hat{a}_r + \cos\theta \cos\phi \hat{a}_\theta - \sin\phi \hat{a}_\phi \quad (2A.1)$$

$$\hat{a}_y = \sin\theta \sin\phi \hat{a}_r + \cos\theta \sin\phi \hat{a}_\theta + \cos\phi \hat{a}_\phi \quad (2A.2)$$

$$\hat{a}_z = \cos\theta \hat{a}_r - \sin\theta \hat{a}_\theta \quad (2A.3)$$

$$\hat{a}_r = \sin\theta \cos\phi \hat{a}_x + \sin\theta \sin\phi \hat{a}_y + \cos\theta \hat{a}_z \quad (2A.4)$$

$$\hat{a}_\theta = \cos\theta \cos\phi \hat{a}_x + \cos\theta \sin\phi \hat{a}_y - \sin\theta \hat{a}_z \quad (2A.5)$$

$$\hat{a}_\phi = -\sin\phi \hat{a}_x + \cos\phi \hat{a}_y \quad (2A.6)$$

En consecuencia, la transformación de vectores desde el sistema coordenado rectangular al esférico está dado por:

$$\begin{pmatrix} r \\ \theta \\ \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (2A.7)$$

Y la transformación de vectores desde el sistema coordenado esférico al rectangular está dado por:

$$\begin{pmatrix} r \\ \theta \\ \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (2A.7)$$

2A.1.1 Transformación de Vectores entre sistemas de coordenadas rectangulares

Si consideramos dos sistemas coordenados rectangulares con los vectores unitarios $\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z$ y $\hat{a}'_x, \hat{a}'_y, \hat{a}'_z$ como lo muestra la Figura 2A.3. Consideremos un vector \vec{v} con las coordenadas (x, y, z) y (x', y', z') en los siguientes sistemas de coordenadas:

$$\vec{v} = x\hat{a}_x + y\hat{a}_y + z\hat{a}_z, \quad \vec{v} = x'\hat{a}'_x + y'\hat{a}'_y + z'\hat{a}'_z \quad (2A.9)$$

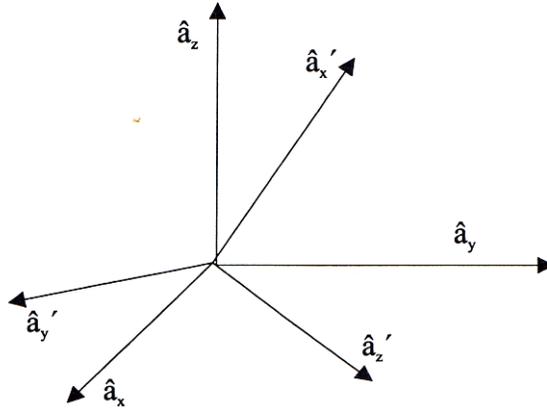


Figura 2A.3 Sistemas coordenados rectangulares.

La relación entre los vectores unitarios de los sistemas coordenados están dado por

$$\hat{a}'_x = (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_x)\hat{a}_x + (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_y)\hat{a}_y + (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_z)\hat{a}_z \quad (2A.10)$$

$$\hat{a}'_y = (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_x)\hat{a}_x + (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_y)\hat{a}_y + (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_z)\hat{a}_z \quad (2A.11)$$

$$\hat{a}'_z = (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_x)\hat{a}_x + (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_y)\hat{a}_y + (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_z)\hat{a}_z \quad (2A.12)$$

$$\hat{a}_x = (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_x)\hat{a}'_x + (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_x)\hat{a}'_y + (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_x)\hat{a}'_z \quad (2A.13)$$

$$\hat{a}_y = (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_y)\hat{a}'_x + (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_y)\hat{a}'_y + (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_y)\hat{a}'_z \quad (2A.14)$$

$$\hat{a}_z = (\hat{a}'_x \cdot \hat{a}_z)\hat{a}'_x + (\hat{a}'_y \cdot \hat{a}_z)\hat{a}'_y + (\hat{a}'_z \cdot \hat{a}_z)\hat{a}'_z \quad (2A.15)$$

Los producto punto $(\hat{a}_i \cdot \hat{a}_j)$ son conocidos como cosenos directores. Ellos son los cosenos de los ángulos formados por los vectores unitarios de ambos sistemas de coordenadas. Considerando las ecuaciones 2A9-15, la transformación de vectores desde el sistema de coordenadas $(\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z)$ a el sistema $(\hat{a}'_x, \hat{a}'_y, \hat{a}'_z)$ está dado por

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_x & \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_y & \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_z \\ \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_x & \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_y & \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_z \\ \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_x & \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_y & \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (2A.16)$$

y la transformación vectorial desde el sistema coordenado $(\hat{a}'_x, \hat{a}'_y, \hat{a}'_z)$ a el sistema coordenado $(\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z)$ está dado por

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_x & \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_x & \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_x \\ \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_y & \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_y & \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_y \\ \hat{a}'_x \cdot \hat{a}_z & \hat{a}'_y \cdot \hat{a}_z & \hat{a}'_z \cdot \hat{a}_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \quad (2A.17)$$

2A.1.1 Transformación de Vectores entre sistemas de coordenadas rectangulares

La transformación vectorial desde el sistema de coordenadas $(\hat{a}_r, \theta\hat{a}_\theta, \Phi\hat{a}_\phi)$ a otro sistema esférico de coordenadas $(\hat{a}'_r, \theta\hat{a}'_\theta, \Phi\hat{a}'_\phi)$ puede ser logrado indirectamente usando la transformación vectorial de las secciones siguientes. Primero, el vector es transformado del sistema coordenado esférico $(\hat{a}_r, \theta\hat{a}_\theta, \Phi\hat{a}_\phi)$ a el sistema coordenado rectangular correspondiente $(\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z)$ usando (2A.8). Segundo, el vector es transformado al sistema coordenado rectangular $(\hat{a}'_x, \hat{a}'_y, \hat{a}'_z)$ asociado con el sistema coordenado esférico final $(\hat{a}'_r, \theta\hat{a}'_\theta, \Phi\hat{a}'_\phi)$ usando (2A.16). Finalmente el vector es transformado en el sistema coordenado esférico final mediante (2A.7).

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS DE SEGUIMIENTO DE RAYOS

Como se mencionó en el capítulo 2, la contribución de campo GTD es calculada como la suma de los campos asociados con los rayos que alcanzan los puntos de observación. En ambientes complejos, como escenarios 3D, la dificultad principal de la aplicación de GTD es el solventar el seguimiento de rayos, que consume la mayor parte del tiempo de la simulación. Por lo tanto, la eficiencia de una herramienta basada en GTD depende en gran medida del simulador del seguimiento de rayos.

Se usa el término *algoritmo de seguimiento de rayos* para referirse a los procedimientos que agilizan el cálculo de la trayectoria de los rayos. En un escenario complejo con cientos o miles de caras y bordes, el cómputo de la trayectoria de rayos es esencial para hacer posible la aplicación de un modelo determinístico. Usando un algoritmo eficiente de seguimiento de rayos, el tiempo del CPU y los requerimientos de memoria pueden ser reducidos en gran medida. El siguiente capítulo está dedicado a describir algoritmos de seguimientos de rayos para el cómputo de la propagación para frecuencias de microonda o mayores.

3.1 MODELOS MORFOLÓGICOS Y GEOMÉTRICOS

La información requerida por cualquier herramienta determinística de propagación puede ser clasificada en dos tipos: (1) descripción geométrica del escenario y (2) descripción morfológica del escenario, que son, las propiedades del material de los objetos de la escena.

3.1.1 Descripción Geométrica

Desde un punto de vista geométrico, los escenarios típicos de microceldas y picoceldas son muy complejos porque numerosos y diferentes objetos están involucrados: edificios, postes de luz, cabinas telefónicas, árboles, muebles, etc. Más aún, algunos de ellos son objetos móviles como carros o personas; todos ellos están involucrados en el fenómeno de la propagación, aún cuando cada uno tienen una influencia diferente. En consecuencia y sin ciertas simplificaciones, la propagación de radio en tales ambientes es imposible de simular aún usando técnicas electromagnéticas aproximadas. Por otra parte, los datos disponibles usualmente no contienen información geométrica de los objetos pequeños. Evidentemente, no hay información suficiente relativa a los obstáculos móviles.

En consecuencia, el nivel de detalle en los modelos geométricos debe estar relacionado con los datos disponibles y a la aproximación electromagnética utilizada. Consecuentemente, solo son considerados los datos de edificios y algunas veces de terreno. Algunas veces, la información acerca de objetos en los interiores es disponible aunque este no sea un caso usual.

En muchos casos, la única información disponible acerca de los edificios esta relacionada con las paredes externas (forma geométrica y locación), y algunas veces incluye información relativa al material de las paredes. Esto puede ser suficiente para la predicción de la propagación para exteriores pero no para interiores, que requiere por lo menos, información acerca de la estructura interna de los edificios (paredes, pisos, etc). La información relativa a las ventadas y puertas es también de interés para los modelos de interiores.

Los datos del terreno también deben de tomarse en cuenta en modelos geométricos, especialmente en ambientes urbanos pequeños y en áreas montañosas donde no se puede asumir tierra plana.

Los datos acerca de las construcciones pueden ser obtenidas a través del gobierno local, planos arquitectónicos, etc.

MODELOS MORFOLÓGICOS

Deben de considerarse las propiedades de reflexión de tierra y de los materiales de las superficies de los edificios con el objetivo de aumentar la precisión de las mediciones. Ellas pueden obtenerse de mediciones o pueden ser calculadas partiendo de las propiedades eléctricas y rugosidad de los materiales correspondientes. Las propiedades eléctricas son las siguientes:

- Permitividad relativa, ϵ_r ;
- Permeabilidad relativa, μ_r ; y
- Conductancia, σ .

Tablas de las propiedades eléctricas de los materiales pueden encontrarse en diversas literaturas¹. Ellas varían con la frecuencia. Como ejemplo, los parámetros eléctricos típicos a 1.8 GHz para diferentes tipos de superficies exteriores de edificios son:

Piedra caliza: $\epsilon_r' = 7.68$, $\epsilon_r'' = 0.21$, $\mu_r' = 0.93$, $\mu_r'' = 0.006$, $\sigma = 0.03$ S/m,

¹ Carl T. A. Johnk, *Ingeniería Electromagnética*, Limusa Noriega Editores

Ladrillo: $\epsilon_r' = 4.26$, $\epsilon_r'' = 0.09$, $\mu_r' = 1.03$, $\mu_r'' = 0.03$, $\sigma = 0.01$ S/m, y

Concreto: $\epsilon_r' = 6.05$, $\epsilon_r'' = 1.64$, $\mu_r' = 0.95$, $\mu_r'' = -0.05$, $\sigma = 0.01$ S/m.

Dichas propiedades caracterizan a superficies lisas. Muchas veces, para frecuencias de trabajo de Redes de Comunicación Personal (PCN), el suelo y las paredes son rugosas, por lo que debe incluirse un parámetro para superficies rugosas en el modelo para cada superficie.

MODELOS DE CARAS

Originalmente, los datos del ambiente pueden estar en dos formas: en forma de tramas y vectorial. En el primer caso, el ambiente es dividido en celdas y cada celda contiene la información correspondiente. El tamaño de las celdas dependen de la resolución de la descripción de la escena. En la forma vectorial, la información esta asociada con entidades geométricas (líneas, polígonos, etc.) Para la aplicación de los modelos determinísticos de propagación, la información debe de estar disponible en forma vectorial. Cuando el dato original está en forma de trama es necesario transformar la información a la forma vectorial.

Para incorporar la información morfológica y geométrica en una herramienta de propagación es necesario presentar dichos datos vectoriales en forma manejable. Para hacer esto, una estructura de datos debe desarrollarse para guardar y manejar los datos requeridos de edificios y terrenos. En la base de datos, los edificios y terreno son guardados usando un modelo de caras; es decir, sus superficies son modeladas con caras poligonales planas. Usualmente, cada pared de los edificios es representada por una cara de cuatro lados. Los techos son modelados por caras con un número arbitrario de lados. La superficie de tierra es también modelada por caras planas. El número de caras usadas para modelar tierra dependen del tamaño del escenario y de la orografía del terreno. En escenarios planos, una cara única puede ser suficiente para modelar la tierra. Cuando la información acerca de las ventanas y puertas es disponible, ellas pueden ser adecuadamente modeladas como caras con sus propiedades morfológicas adecuadas.

En la base de datos, los datos guardados incluyen los siguientes:

- Número de caras;
- Números de vértices de cada cara;
- Coordenadas cartesianas de los vértices de cada cara;
- Tipo de material; el tipo de material es asignado a cada cara como un atributo.

Como ejemplo, la Figura 3.1 muestra un escenario exterior simple con un edificio. El modelo contiene seis caras; cuatro para las paredes, una para el techo y otra para tierra. La Tabla 3.1 muestra como los datos son dispuestos en la base de datos. Los datos en esta tabla proveen información básica acerca del modelo de caras. Mas aún, las bases de datos usualmente contienen otros tipos de datos que pueden ser útiles para los modelos de propagación:

- Número de edificios;
- Número de caras para cada edificio (de paredes y techo);

- Número de caras de paredes;
- Número de caras de techos;
- Número de caras de pisos / encielados;
- Números de caras de tierra;
- Tipo de cara (esto indica si la cara pertenece a tierra, una pared o techo, etc).

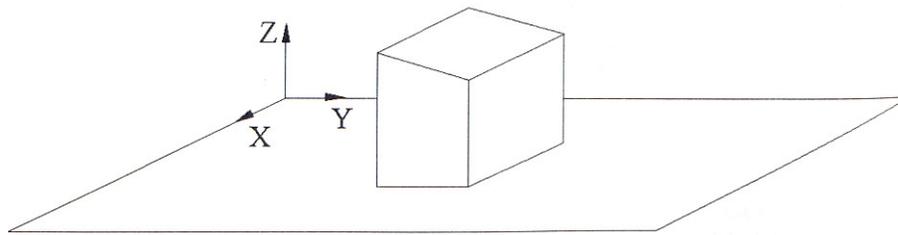


Figura 3.1 Un escenario 3D simple.

Tabla 3.1

Datos relativos a los materiales y coordenadas de las caras de la Figura 3.1

Cara	No Ver	Material	X-coords	Y-coords	Z-coords
1	4	Ladrillos	5.0,5.0,4.0,4.0	7.0,7.0,7.0,7.0	0.0,3.0,3.0,0.0
2	4	Ladrillos	5.0,5.0,5.0,5.0	7.0,8.0,8.0,7.0	0.0,0.0,2.0,2.0
3	4	Ladrillos	5.0,4.0,4.0,5.0	8.0,8.0,8.0,8.0	0.0,0.0,2.0,2.0
4	4	Ladrillos	4.0,4.0,4.0,4.0	8.0,7.0,7.0,8.0	0.0,0.0,3.0,2.0
5	4	Techo de tejas	5.0,5.0,4.0,4.0	7.0,8.0,8.0,7.0	3.0,2.0,2.0,3.0
6	4	Asfalto	0.0,8.0,8.0,0.0	0.0,0.0,15.0,15.0	0.0,0.0,0.0,0.0

Usualmente, es muy útil el guardar datos adicionales de geometría que serán usados por la herramienta de propagación repetidamente. Esta información puede ser obtenida de la descripción de cada cara y usualmente incluye el vector normal de cada cara y la topología de la cara. La información de topología de cara se relaciona con las caras conectadas a una cara dada. Para cada límite de la cara se indica las caras conectadas. El número de caras conectadas a una cara dada está en acuerdo con el número de vértices. Si una cara está aislada en un límite, este aparece en la base de datos conectada a la cara número 0.

La tabla 3.2 muestra como los datos relativos al modelo de la Figura 3.1 están dispuestos en la base de datos. Esta información se relaciona con las caras. Los bordes del modelo juegan un papel importante en el fenómeno de la propagación. Los bordes del modelo se originan de la conexión de pares de caras. Ellos son definidos por sus puntos finales, el par de caras que forman el borde y el ángulo formado por las caras, que también pueden ser grabados.

Tabla 3.2

Datos relativos a la topología y vectores normales de las caras de la Figura 3.1

Cara	Topología	Vector Normal
1	2,5,4,6	0.0,-1.0,0.0
2	6,3,5,1	1.0,0.0,0.0
3	6,4,5,2	0.0,1.0,0.0
4	6,1,5,3	-1.0,0.0,0.0
5	2,3,4,1	0.0,0.7071,0.7071
6	0,0,0,0	0.0,0.0,1.0

La Tabla 3.3 muestra como los datos del borde de la Figura 3.1 están arregladas en la base de datos. La información del borde puede ser obtenida del modelo de cara básico, pero es útil contar con la descripción del borde disponible en la base de datos de una manera directa. Para obtener la información del borde desde un modelo básico de caras, se debe seguir una regla básica: la frontera de una cara no puede ser compartida por más de dos caras.

Tabla 3.3

Datos relativos a los bordes del escenario de la Figura 3.1

Borde	Caras	Ángulo	Xcoords	Ycoords	Zcoords
1	1,2	90.0	5.0,5.0	7.0,7.0	0.0,3.0
2	2,3	90.0	5.0,5.0	8.0,8.0	0.0,2.0
3	3,4	90.0	4.0,4.0	8.0,8.0	0.0,2.0
4	4,1	90.0	4.0,4.0	7.0,7.0	0.0,3.0
5	1,5	45.0	5.0,4.0	7.0,7.0	3.0,3.0
6	2,5	90.0	5.0,5.0	7.0,8.0	3.0,2.0
7	3,5	135.0	5.0,4.0	8.0,8.0	2.0,2.0
8	4,5	90.0	4.0,4.0	8.0,7.0	2.0,3.0

Como se mencionó anteriormente, la base de datos contiene información tridimensional del ambiente. Muchas veces solo están disponibles datos de 2 dimensiones (mapas de vista de planta). En estos casos, en ambientes de exteriores, el terreno se asume plano y una altura aproximada puede ser escogida para todos los edificios, esto con el objetivo de obtener el modelo de caras. Muchas veces, el número de los pisos de cada edificio es conocido. En estos casos, pueden obtenerse alturas aproximadas de los edificios. Algunos autores trabajan directamente con modelos de dos dimensiones con el objetivo de facilitar la aplicación del modelo de propagación de radio. En este caso, las difracciones de los techos son despreciadas. Esta es una asunción válida si las paredes de los edificios son mucho más altas que la altura del transmisor.

En casos de interiores, los modelos de caras de 3D pueden ser obtenidos por una combinación de la descripción de 2D con información de la altura de cada piso en el edificio. En estos casos, un modelo 3D es indispensable cuando se toma en cuenta la influencia de los pisos y los enclavados.

Junto con la base de datos, es necesaria una interfaz gráfica con la cual se pueda visualizar el ambiente y presentar resultados de propagación a los usuarios en una forma adecuada. Algunos autores usan paquetes estándar de diseño asistido por computadora (CAD, computer-aided design) como manejador de datos e interfaz gráfica².

La mayoría de los sistemas CAD soportan formatos gráficos estándar para describir los modelos en archivos de tipo ASCII. Estos formatos permiten el intercambio digital de la información de la base de datos entre sistemas CAD y otros programas tipo-análisis que requieren información geométrica de cuerpos y escenarios. El beneficio de formatos comunes es que el usuario no tiene que usar o desarrollar traductores especiales para cada sistema de software utilizado. El único requerimiento es el de un traductor al o desde el formato estándar. Hoy en día son ampliamente utilizados y aceptados dos formatos estándares por diseñadores y vendedores de sistemas CAD: IGES³ (Initial Graphic Exchange Specification) y DXF⁴ (Drawing Intenchange File).

Trabajando de esta manera, programas CAD son usados como sistemas de información geográfica (GIS, geographic information systems). La Figura 3.2 muestra la conexión entre el programa CAD y el simulador de propagación en un sistema de predicción de propagación.

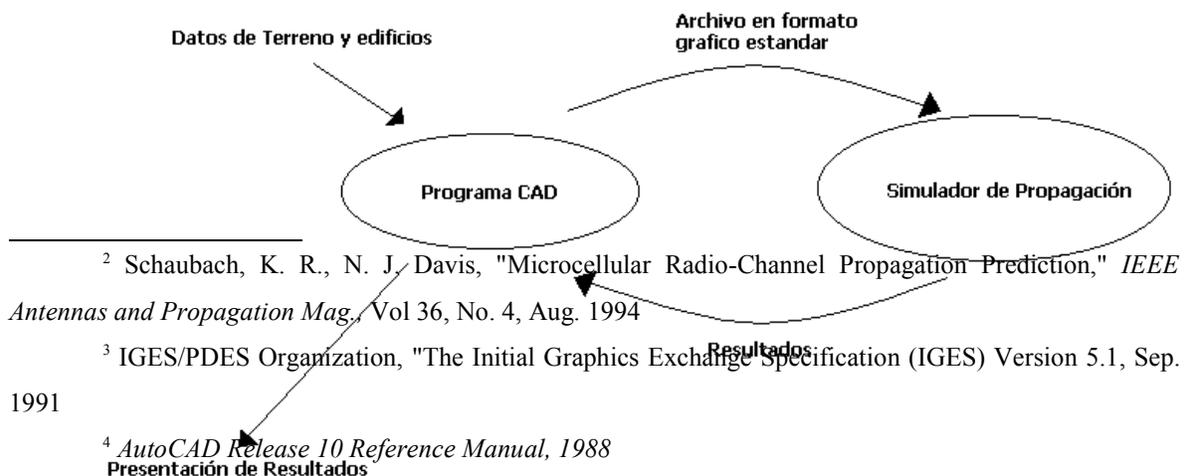


Figura 3.2 Esquema de un sistema de propagación usando un programa tipo CAD.

Otra posibilidad es usar la herramienta clásica GIS. Los sistemas GIS son más confiables para importar y manejar datos y tienen bases de datos más flexibles.

Una tercera alternativa es desarrollar nuestra propia interfaz gráfica y nuestra propia estructura de base de datos. La ventaja de esta estrategia es que ambos, la interfaz gráfica y la base de datos están orientadas exclusivamente al programa simulador; por lo que, ellos trabajan exclusivamente solo con los datos necesarios (datos de los modelos de caras). Por otra parte, la creación de una interfaz gráfica requiere la implementación en software de algoritmos de visualización.

3.2 FUNDAMENTOS PARA EL SEGUIMIENTO DE RAYOS: EL PROBLEMA DE SOMBRA

Los típicos escenarios urbanos o de interiores tienden a ser ambientes complejos que requieren un gran número de caras para ser modelados (ver Figura 3.3). En tales ambientes, la propagación de ondas de radio es un fenómeno extremadamente complicado. En el problema de las comunicaciones móviles, es necesario calcular el campo usando un gran número de puntos localizados a lo largo de una línea en una calle (ver Figura 3.4), en el corredor de un interior, o nodos de una malla (ver Figura 3.5). El número de puntos de observación puede estar en el orden de los miles o aún mayor. La fuente o fuentes pueden estar localizados en cualquier punto del escenario.

Aún usando un modelo simplificado del escenario como modelo de cara y una aproximación de propagación de rayos como la GTD/UTD, el problema de simular la propagación de ondas de radio es una tarea muy compleja. La Figura 3.3 muestra un modelo de caras de un escenario urbano típico.

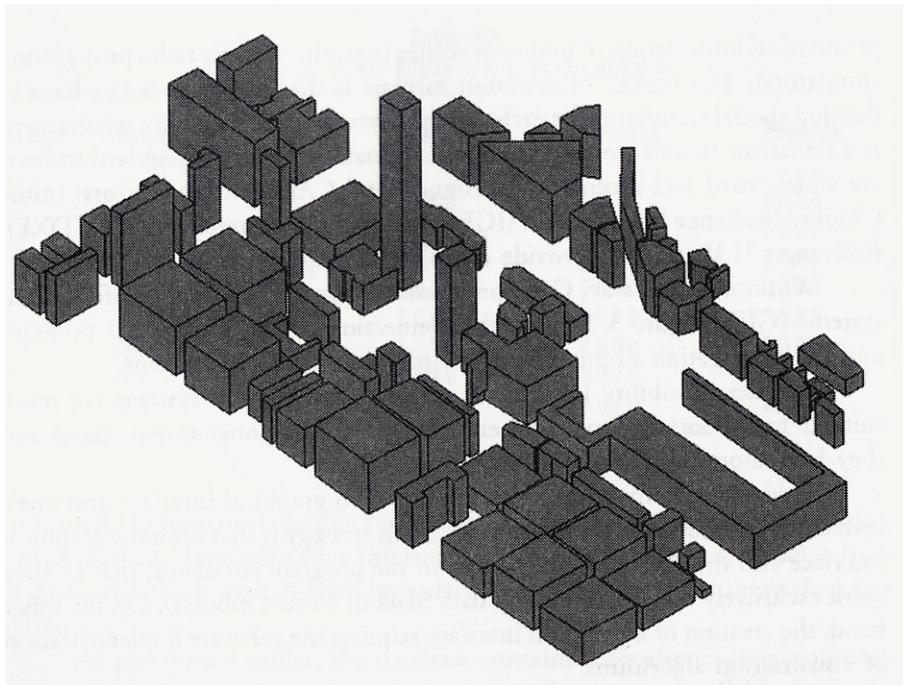


Figura 3.3 Escenario urbano 3D típico

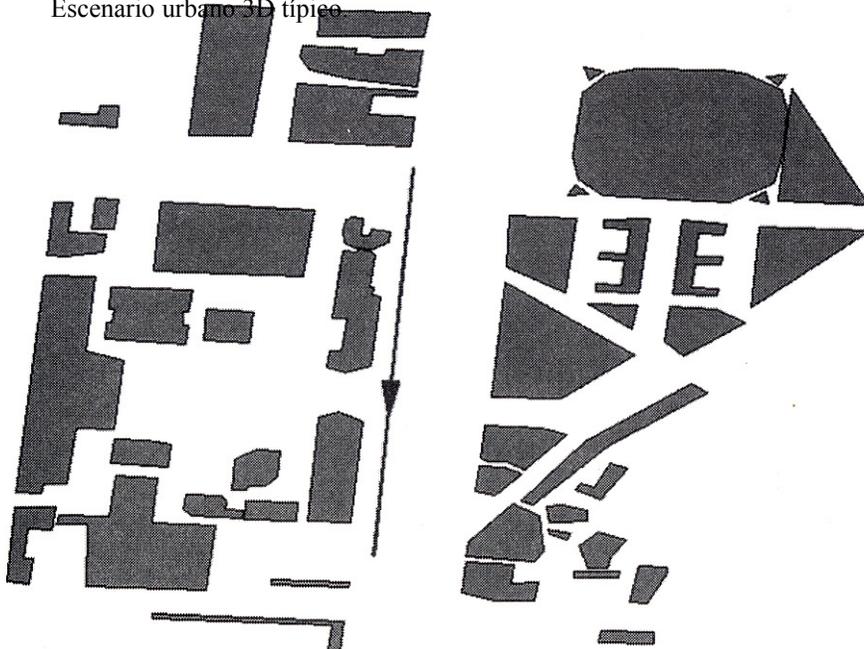


Figura 3.4 Vista superior de un escenario típico urbano. El campo es evaluado como un conjunto de puntos a lo largo de la línea.

En el mundo gráfico de la computación, la "prueba de sombra" es conocida como la operación de determinar si un punto de observación es visible desde un punto fuente. En otras palabras, la prueba de sombra determina si un objeto del escenario tapa una determinada trayectoria de rayo desde un punto fuente a un punto de observación. Los puntos fuente pueden ser antenas transmisoras, puntos de reflexión, puntos de difracción y puntos de transmisión. Los observadores pueden ser puntos de observación puntos de reflexión, puntos de difracción o puntos de transmisión.

En un modelo de caras, los objetos del ambiente son descritos por caras por lo que la prueba de sombras se reduce a pruebas de intersección rayos-caras repetitivas. Consideremos un modelo de caras de un ambiente urbano con N_f caras, N_e bordes, una antena transmisora y N_o puntos de observación. Usando un método de "fuerza bruta", la prueba de intersección rayo-cara es realizada un número de veces proporcional a:

- $N_o N_f (N_f + N_e)$ para los efectos de primer orden (rayos directos, rayos de reflexión simple y rayos de difracción simple);
- $N_o N_f (N_f + N_e)^2$ para los efectos de segundo orden (rayos doble-reflejados, rayos reflejados-difractados, rayos difractados-reflejados, etc);
- $N_o N_f (N_f + N_e)^3$ para los efectos de tercer orden (rayos triple-reflejados, rayos difractados-reflejados-reflejados, etc) y así sucesivamente.

Una microcelda típica puede ser modelada por un número de caras y bordes del orden de muchos miles, por lo que usando el método de "fuerza bruta", el número de pruebas requeridas para el seguimiento de rayos pueden ser inconmensurable. En tales casos, es necesario reducir lo más posible, el número de pruebas de intersección rayo-carra usando modelos de propagación de rayos y técnicas de aceleración de seguimiento de rayos. Estas técnicas son mostradas en el esquema de la Figura 3.6 y serán abordadas posteriormente.

Aún utilizando dichos algoritmos en ambientes complejos, el tiempo consumido por las pruebas de intersección de rayo-carra puede ser hasta el 90% del tiempo total del tiempo de seguimiento de rayos. El 10% restante es consumido en el cómputo de los puntos de reflexión en las caras, puntos de difracción en los bordes, etc.

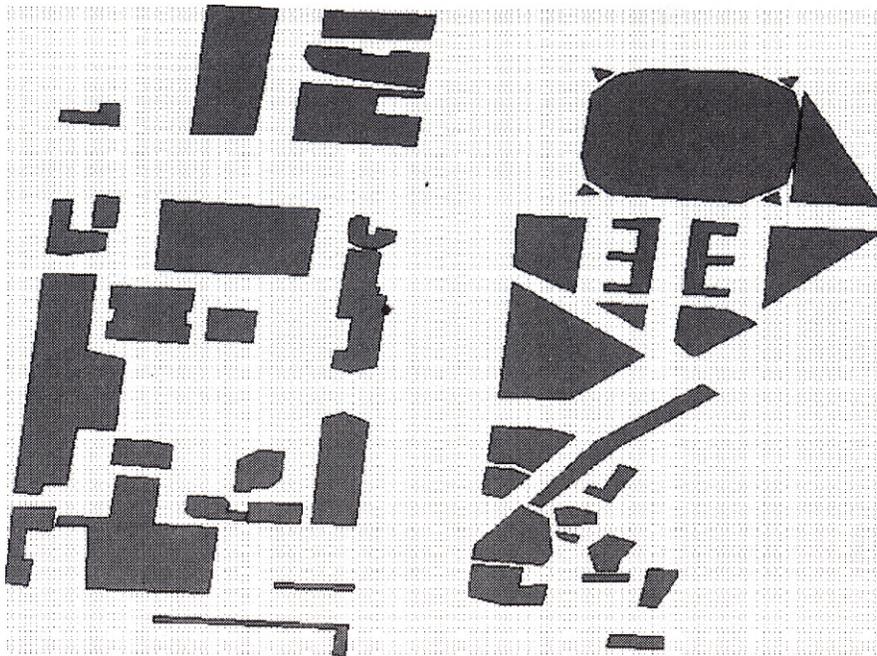
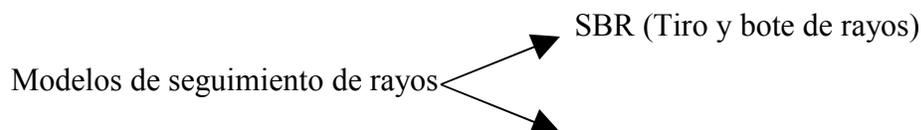


Figura 3.5 Vista superior de un escenario típico urbano. El campo es evaluado en una malla de puntos.



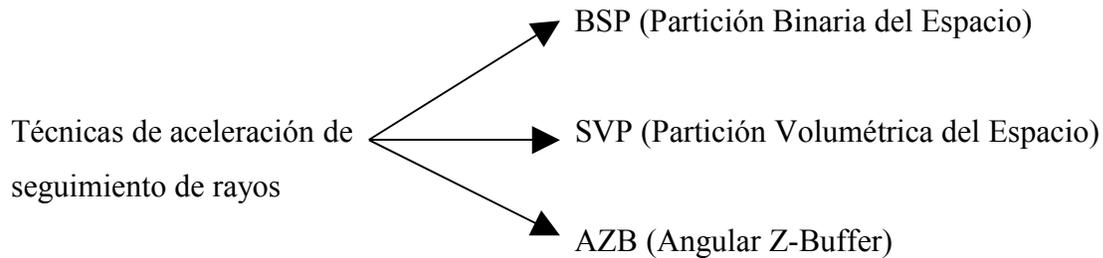


Figura 3.6 Modelos de seguimiento de rayos y técnicas de aceleración de seguimiento de rayos.

3.3 MODELOS DE PROPAGACIÓN DE RAYOS

El seguimiento de rayos es un tema importante en el mundo de las gráficas computarizadas. Muchos modelos de propagación de rayos han sido desarrollados para aplicaciones de visualización en computadoras. Ellos simulan la propagación de la luz, que a su vez son ondas electromagnéticas en el rango de frecuencia visible. Estos modelos asumen ciertas simplificaciones válidas en este rango de frecuencia. Ellos están basados en una formulación escalar que no toma en cuenta la fase y la polarización del campo asociado con el rayo. Más aún, el fenómeno de la difracción en los bordos no es tomado en cuenta porque este tiene muy poca importancia. Consecuentemente, la interacción rayo-obstáculo es reducida a reflexiones y transmisiones.

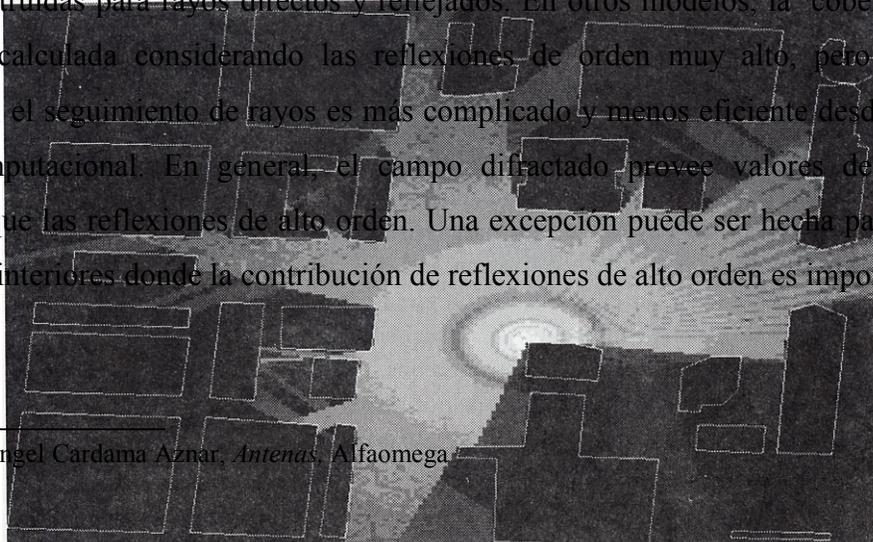
Las asunciones recién dadas no son válidas para frecuencias bajas tales como el rango para comunicación móvil (UHF⁵), por lo que modelos de seguimiento de rayos para aplicaciones visuales de computadora no pueden ser directamente aplicadas al problema de UHF. En estas frecuencias, los modelos de propagación requieren una formulación vectorial que considere la naturaleza vectorial, incluyendo fase y polarización, de las contribuciones individuales al campo total. Más aún, aparte de las reflexiones y transmisiones, un fenómeno adicional como la difracción en los bordes juega un papel importante, por lo que debe ser incluido en el modelo.

Para mostrar la importancia de la difracción en bordes en el rango de UHF, se han considerado simulaciones sin y con rayos difractados para un escenario típico urbano. En particular, los siguientes casos son presentados:

- Caso 1: Solo los rayos directos y reflejados en la Figura 3.7.
- Caso 2: Rayos directos, reflejados y difractados en la Figura 3.8.
- Caso 3: Todos los rayos del caso 2 más rayos doble-reflejados, rayos difractados-reflejados y rayos reflejados-difractados en la Figura 3.9.

En todos los casos, la antena transmisora es omnidireccional. Esta a 5.5m de altura. La frecuencia es 922.2 MHz. Los puntos de observación están en el mismo plano paralelo a tierra con 1.5m de alto.

Examinando las Figuras 3.7, 3.8 y 3.9 se puede concluir que una amplia cobertura es lograda por el mecanismo de difracción, que se convierte en el factor primario en las zonas obstruidas para rayos directos y reflejados. En otros modelos, la cobertura en estas áreas es calculada considerando las reflexiones de orden muy alto, pero usando esta estrategia, el seguimiento de rayos es más complicado y menos eficiente desde el punto de vista computacional. En general, el campo difractado provee valores de campo más precisos que las reflexiones de alto orden. Una excepción puede ser hecha para corredores largos de interiores donde la contribución de reflexiones de alto orden es importante.



⁵ Angel Cardama Aznar, *Antenas*, Alfaomega



Figura 3.7 Nivel de cobertura del campo por los rayos directos y reflejados.

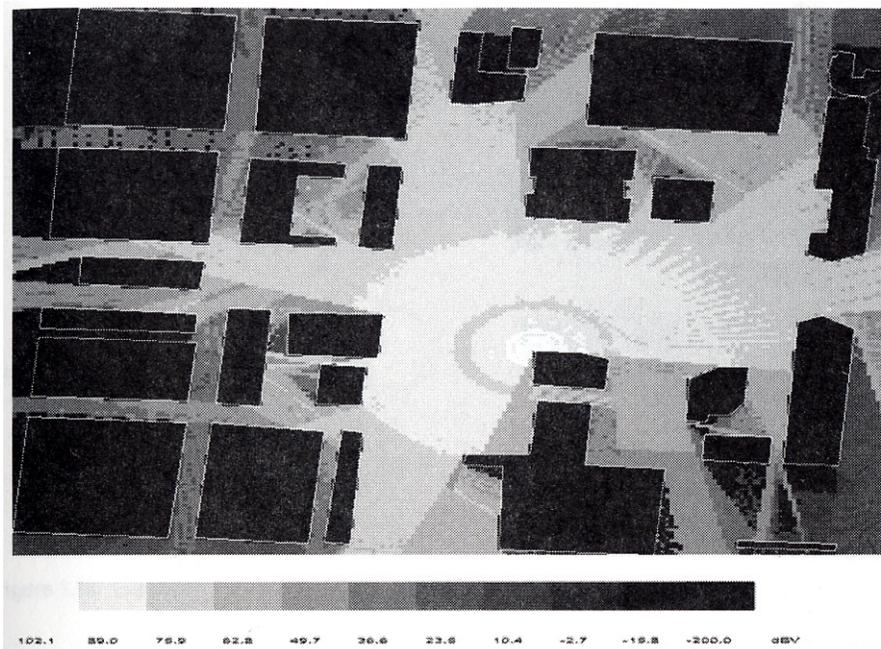


Figura 3.8 Nivel de cobertura del campo por los rayos directos, reflejados y difractados.

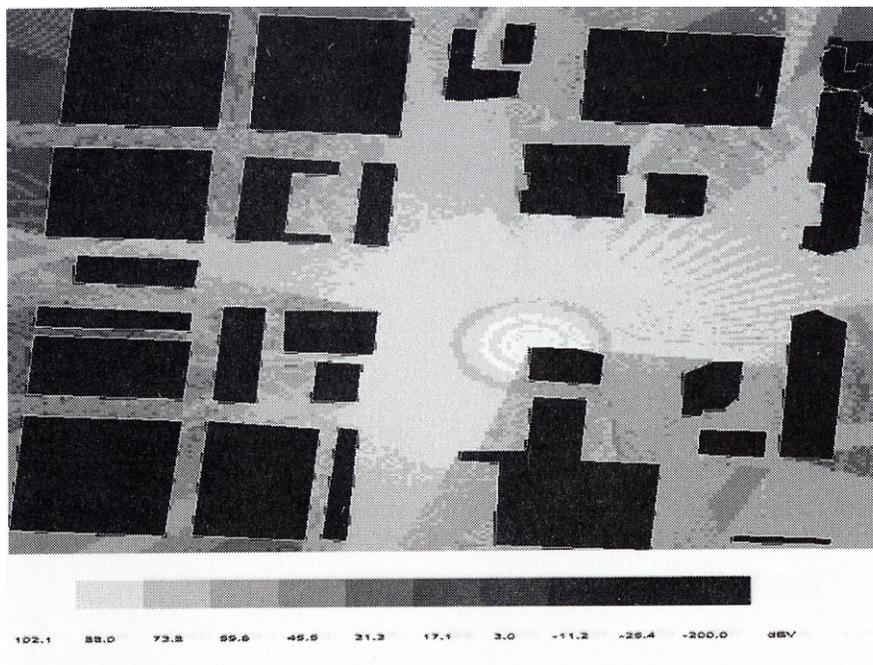


Figura 3.9 Nivel de cobertura del campo incluyendo rayo directo, reflejado, difractado, doble-reflejado, difractado-reflejado y reflejado-difractado.

Debido a sus aspectos en común, la mayoría de los modelos de propagación en comunicaciones móviles son inspirados por o incorporan técnicas de versiones visuales que han sido adaptadas a las características especiales de propagación de ondas UHF. Las estrategias propuestas para la predicción de propagación en el rango de UHF pueden ser clasificadas en dos grupos principales: técnicas basadas en el método de tiro y bote de rayos y técnicas basadas en el método de imágenes.

3.3.1 Método de tiro y bote de rayos

El método de tiro y bote de rayos (SBR, Shooting and bouncing rays method) es también llamado el método de almohadilla de alfileres (pin cushion method) o método de lanzamiento de rayos (ray-launching method). El método SBR ha sido ampliamente utilizado para radares de sección transversal y problemas de dispersión. Este es un modelo directo de seguimiento de rayos porque la simulación de la propagación es realizada desde la fuente siguiendo los rayos en su propagación. Por lo tanto, se modela el proceso real de propagación de ondas de radio.

En el método SBR, los tubos de rayos son disparados desde la fuente (antena transmisora) cubriendo todas las direcciones en el espacio. Cada tubo de rayos ocupan el mismo ángulo sólido. Cuando el tubo avanza, su sección transversal aumenta; en otras palabras, los rayos divergen. Para mantener constante la distancia angular entre tubos de rayos adyacentes (o casi constante), es utilizado un método basado en la teoría de los domos geodésicos. Obviamente, cuando el número de rayos lanzados desde la fuente aumenta, la separación angular de los rayos disminuye. Como ejemplo, para una separación angular máxima de un grado entre los rayos, 40,000 rayos de la fuente deben ser trazados en todas las direcciones. Usando esta técnica, se obtienen tubos de rayos que cubren completamente el espacio circundante a la fuente. Más aún, no hay intersección entre los tubos de rayos, que significa, dos tubos de rayos no comparten ninguna parte del espacio.

En la medida que se propagan, los rayos encuentran obstáculos del ambiente. En este caso, las reflexiones ocurren y la propagación continua en otra dirección. Nótese que para cada rayo, la prueba de sombra debe ser realizada para cada obstáculo (cara) de la escena. Este es un proceso computacional intenso que requiere algoritmos de aceleración de seguimiento de rayos. La propagación para cada rayo es seguida hasta que su nivel de intensidad de campo cae debajo de cierto nivel de umbral. En este caso, el algoritmo "olvida" el rayo. La selección del umbral es similar a tener un nivel de recepción bajo el cual nada puede ser recibido. El nivel de umbral debe de ser cuidadosamente seleccionado. si es muy bajo, el algoritmo gasta recursos de memoria y de CPU sin resultados con mejoras significativas. Por otra parte, si el nivel de umbral es muy alto, contribuciones importantes al campo en la antena receptora pueden perderse.

En el ambiente real urbano y de interior, el número de trayectorias de rayos tiende a ser muy elevado. El proceso completo de propagación de rayos puede ser arreglado y guardado en el llamado "árbol de seguimiento de rayos". Las ramas del árbol son los rayos emitidos desde el transmisor y los nudos del árbol son los obstáculos (caras) del ambiente encontrados por los rayos en su propagación. Como establece la ley de Snell, cuando un rayo alcanza un obstáculo, es transmitido y reflejado de tal forma que cada rayo es descompuesto en dos "hijos" cuando alcanza un obstáculo. Pero en la propagación de exteriores, los rayos transmitidos tienden a ser descartados de tal forma que solo la rama correspondiente al rayo reflejado es tomada en cuenta. En cada nudo, los parámetros requeridos por la GO para calcular los coeficientes de reflexión (ángulo de incidencia, longitud viajada por el rayo, tipo de material de la cara, etc) son grabados. El árbol contiene toda la información acerca de la trayectoria del rayo en una forma adecuada. Nótese que el árbol de seguimiento de rayos es independiente a la locación del observador. La Figura 3.10 muestra un árbol de seguimiento de rayos para un escenario exterior 2D simple. Para efectos de simplicidad, solo se han trazado cuatro rayos. En la práctica, miles de rayos son lanzados desde la antena transmisora.

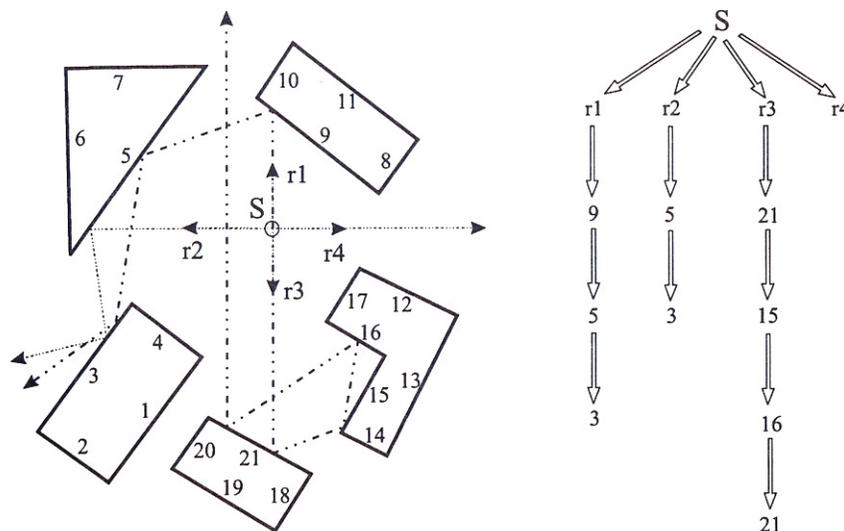


Figura 3.10 Ejemplo de un árbol de seguimiento de rayos para un escenario exterior 2D simple.

Para una locación de observación dada y usando la información del árbol, se determinan los rayos que alcanzan al observador y luego se calcula la intensidad de campo. Como se mencionó previamente, el transmisor y el observador son modelados como puntos y el número de rayos trazados desde el transmisor es infinito. En consecuencia, con el objetivo de determinar si un rayo alcanza al receptor, se considera una esfera de recepción centrada en el punto de recepción. Cuando un rayo intercepta la esfera, es considerado recibido y contribuye a la señal total recibida en ese punto. Un valor adecuado para el radio de la esfera de recepción (R) es

$$R = \frac{\alpha d}{\sqrt{3}} \quad (3.1)$$

donde α es la separación angular entre los rayos lanzados desde la fuente. El parámetro d es obtenido calculando la longitud (desdoblada) total de la trayectoria (d) del rayo desde el transmisor al punto de proyección. Este último punto es la proyección perpendicular del punto de observación en la trayectoria del rayo. La esfera de recepción considera de forma efectiva la divergencia de los rayos desde la fuente y asegura la singularidad de todos los puntos de reflexión. Para microceldas de tamaño típico y valores de α menores que un grado, el radio de la esfera de recepción estará en el orden de metros.

Usando la técnica de la esfera receptora, la magnitud del campo (directo o reflejado) en el punto del receptor es muy aproximado, pero la fase del campo difiere considerablemente con respecto a la fase del rayo que pasa exactamente a través del punto de observación. Consecuentemente, a diferencia de otros modelos de propagación, la magnitud del campo total en el receptor no puede obtenerse de la suma coherente de las contribuciones individuales. Sin embargo, es posible calcular la intensidad media de campo (\bar{E}_R) partiendo de las magnitudes de las componentes de multitraectoria individuales (E_i) de la siguiente manera:

$$\bar{E}_R = \sqrt{\sum E_i^2} \quad (3.2)$$

La técnica SBR presenta serias dificultades cuando la contribución de difracción en bordes es incorporada en el modelo. Cuando un rayo alcanza un borde de una esquina, es difractado. Como lo establece la ley del cono de Keller. Por consiguiente, un rayo incidente en un borde produce una infinidad de rayos por lo que es imposible el incorporar los rayos difractados en los bordes en un modelo derivado.

3.3.2 Método de las Imágenes

El método de las imágenes para el seguimiento de rayos está basado en la teoría de las imágenes (ver capítulo 2). Éste provee una técnica eficiente para calcular las reflexiones de rayos en ambientes modelados con caras planas.

Dado un punto fuente (S) y una cara, el rayo reflejado en la cara puede ser considerado como un rayo radiado directamente desde un punto de fuente virtual, llamado la fuente imagen (I). La fuente imagen está localizada simétricamente a S con respecto al plano que contiene la cara (ver Figura 3.11). Nótese que la posición de I depende exclusivamente de la locación de S y de la posición y orientación de la cara. Por consiguiente, I es independiente al punto de observación. El campo radiado por la fuente imagen es obtenida de las características de radiación de la fuente real (S) y de las propiedades eléctricas de la cara (ver capítulo 2).

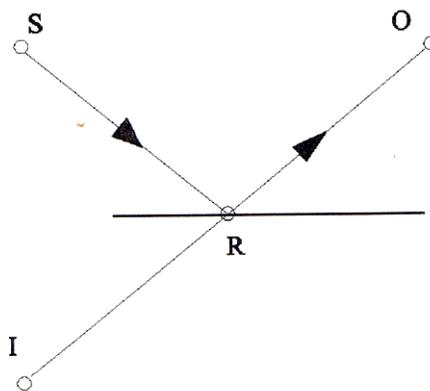


Figura 3.11 Aplicación del método de las imágenes a las reflexiones de rayos.

Para un punto de observación dado (O), el punto de reflexión (R) es fácilmente calculado como la intersección entre el segmento I-O y la cara.

En un escenario modelado con N caras planas, el número de imágenes será N . Consecuentemente, el máximo número de rayos reflejados que alcanza el punto de observación es N . Obviamente, en el mundo real, el número de rayos reflejados que alcanzan al observador es menor. Esto es por dos razones:

1. Debido a las dimensiones finitas de las caras, solo observadores ubicados en el espacio de reflexión (RS) (ver Figura 3.12) de las caras pueden recibir rayos reflejados. En la práctica, un observador está en el RS de una cara cuando R está dentro de la cara.
2. La segunda razón es que el rayo reflejado o el rayo incidente (desde S a R) puede estar obstruido u ocultado por otra cara del ambiente. Esta situación puede encontrarse por la prueba de sombra.

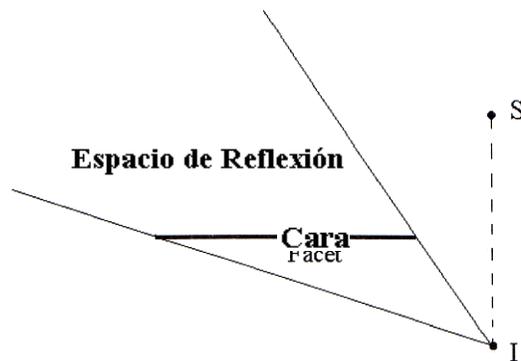


Figura 3.12 El espacio de reflexión (RS) de una cara reflectora.

Los rayos doble-reflejados pueden ser analizados en una forma similar. Las fuentes de rayos doble-reflejados son las imágenes de las imágenes de primer orden (imágenes de la reflexión simple). Ellos son llamados imágenes de segundo orden. El número de imágenes de segundo orden será $N(N-1)$. Se deben cumplir tres condiciones para reflexiones dobles:

1. El punto de observación debe estar en el RS de la segunda cara. En otras palabras, el segundo punto de reflexión debe estar en la segunda cara.
2. El segundo punto de reflexión debe estar en el RS de la primera cara. En otras palabras, el primer punto de reflexión debe estar en la primera cara.
3. Ninguna de las tres trayectorias mostradas en la Figura 3.13 (S-R₁, R₁-R₂, R₂-O) debe estar interrumpido por otra cara del entorno (prueba de sombra).

Las reflexiones múltiples pueden ser analizadas de la misma forma. El número de imágenes para el orden de las k reflexiones será

$$N(N-1)^{k-1} \quad (3.3)$$

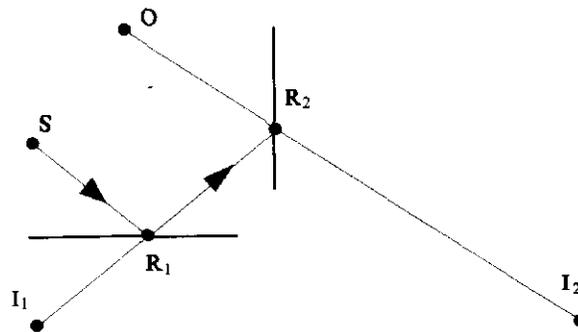


Figura 3.13 Aplicación del método de las imágenes a reflexiones dobles.

Las imágenes pueden ser arregladas en un gráfico de árbol llamado *árbol de imágenes*. Inicialmente, la primera ramificación tiene N quiebres; las siguientes tienen $(N-1)$ quiebres. El método de las imágenes asegura que todos los rayos que sufren un número determinado de reflexiones (o menor) son rastreados, puesto que todos los rayos reflejados potenciales son grabados en el árbol de imágenes.

Es importante notar que usando el método de las imágenes, solo se manejan un número restringido de rayos, evitando el tratamiento de muchos rayos irrelevantes que provienen de la fuente pero no alcanzan los observadores en menos de un número de reflexiones.

Dada una fuente (S) (puede ser la fuente real o una fuente imaginaria), cuando una cara (F) está totalmente ocultada por otra (F_1), su imagen (I) puede ser removida del árbol de imágenes y todas las imágenes obtenidas de I pueden ser removidas (ver Figura 3.14). Esto simplifica el árbol de las imágenes y, consecuentemente, produce un ahorro importante de recursos de memoria y ciclos del CPU.

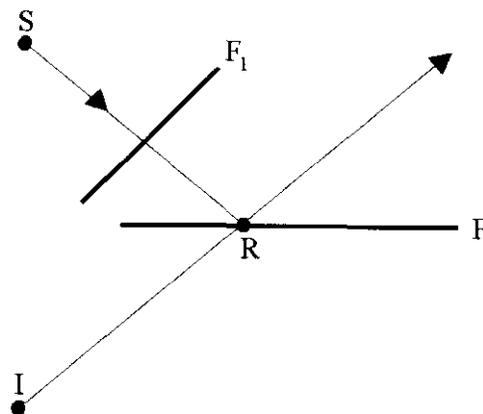


Figura 3.14 Imagen descartada por interrupción.

Puede simplificarse el árbol considerando la locación de las caras con respecto a los espacios de reflexión RS. Si la cara F_1 está totalmente fuera del RS de la cara F, no hay reflexión doble S-F- F_1 (ver Figura 3.15). En consecuencia, la imagen de F_1 que cuelga de la imagen de F puede ser removida del árbol. Obviamente, imágenes subsecuentes en el árbol pueden ser removidas.

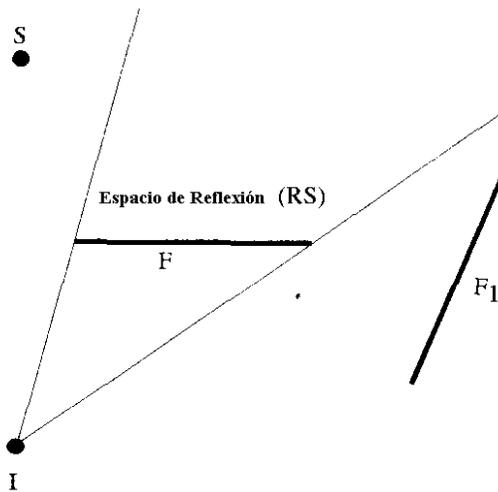


Figura 3.15 La cara F_1 está fuera del espacio de reflexión de F , por lo que no puede existir una doble reflexión $S-F-F_1$.

Además, en escenarios exteriores debe de usarse el algoritmo de extracción de cara trasera para descartar imágenes en el árbol. La Figura 3.16 nos muestra un ejemplo de un árbol de imágenes para un ambiente exterior de 2D. El árbol ha sido simplificado aplicando el algoritmo de extracción de cara trasera y descartando las caras que están fuera del RS correspondiente. Sólo se han considerado tres niveles de reflexión.

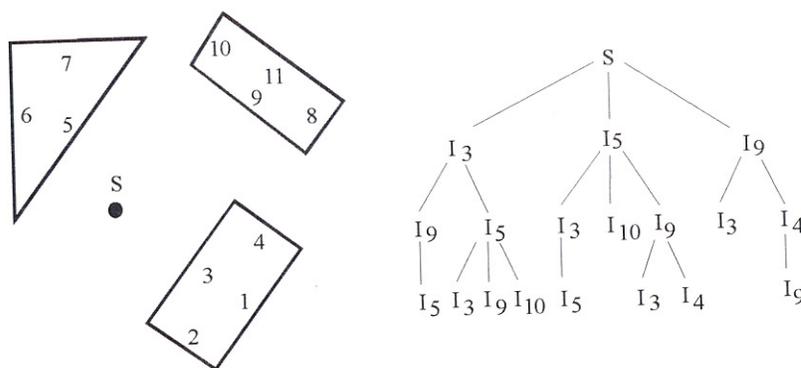


Figura 3.16 Ejemplo de un árbol de imágenes de un escenario exterior simple de 2D.

La interrogante del árbol de imágenes es ejecutado en sentido inverso. Cuando se está interesado en el rayo reflejado de orden k que alcanza un punto de observación dado, el análisis debe de comenzar en el nodo de nivel k (imágenes de orden k) del árbol. Para cada uno de ellos, el procedimiento es el que sigue.

El último punto de reflexión (R_k) es calculado y se determina si éste yace en la cara correspondiente. En otras palabras, se determina si el observador está en el SR de la cara. Si la respuesta es negativa, no hay reflexión y el algoritmo continúa con otro nodo del árbol. Por el contrario, se verifica si la trayectoria R_k -O esta interrumpida por otra cara del entorno (prueba de sombra). Si no está interrumpida, el punto previo de reflexión es calculado y se determina si yace en la cara correspondiente. En otras palabras, se verifica si R_k está en el SR de la imagen previa (I_{k-1}). Si la respuesta es positiva, la prueba de sombra para la trayectoria $R_{k-1} - R_k$ es realizada. Si la respuesta es negativa, el algoritmo continúa calculando el punto previo de reflexión y así sucesivamente. El algoritmo termina cuando se llega a la fuente real.

Cuando el orden de la reflexiones a considerar y el número de caras aumenta, el número de pruebas de sombra se incrementa significativamente. Por consiguiente, el método de las imágenes debe ser combinado con algoritmos de aceleración de seguimiento de rayos que permitan reducir el número de pruebas de sombra. Estos algoritmos son presentados en la sección 3.6.

La teoría de las imágenes permite obtener la trayectoria exacta seguida por rayos reflejados, por lo que posible obtener las fases de los campos asociados con los rayos reflejados. En consecuencia, las contribuciones de múltiples trayectorias en los puntos de observación pueden ser sumados coherentemente para obtener el campo recibido.

3.4 TÉCNICAS DE ACELERACIÓN DE SEGUIMIENTO DE RAYOS

Como se mencionó en la sección previa, cuando un entorno es complejo, el proceso de seguimiento de rayos debe de ser realizado con algoritmos que mejoren la eficiencia de la simulación. Por lo tanto, los algoritmos de aceleración de seguimiento de rayos es un tema común en el mundo del seguimiento de rayos . Algunas de éstas técnicas pueden ser aplicadas en la propagación de ondas electromagnéticas en la banda de UHF.

Las técnicas de aceleración de seguimiento de rayos pueden ser clasificadas en cuatro categorías de acuerdo a su objetivo:

1. *Reducir el costo de interceptar un rayo con los primitivos usados en el modelo.* El modelo de caras (facetas) usa únicamente la cara poligonal plana como primitivo. Geométricamente, la cara es un primitivo muy simple por lo que el costo de las pruebas de intercepción rayo-caras es reducido. El algoritmo de intercepción rayo-cara es un tema muy conocido.
2. *Reducir el número total de pruebas de intercepción rayo-primitivos.* En todos los modelos de propagación presentados, la prueba de sombra debe ser realizada repetidamente. En consecuencia, el número de pruebas de intercepción rayo-cara llevadas a cabo durante la simulación de seguimiento de rayos tiende a ser extraordinariamente alto. Aún cuando la prueba de intersección rayo-cara es un proceso computacional común, el gran número de pruebas en entornos urbanos requieren una gran cantidad de ciclos de la CPU para lograr la simulación. La eficiencia de las pruebas de sombra pueden dramáticamente mejorar por medio del descarte de caras y, por consiguiente, reduciendo el número de pruebas de intercepción rayo-cara. Estas técnicas de aceleración son las más eficientes en modelos de caras complejos. Los algoritmos de aceleración presentados en la sección siguiente pertenecen a esta categoría.

3. *Reducir el número total de rayos interceptados con el entorno.* Muchas veces, durante el proceso de seguimiento de rayos, es posible estimar la contribución de un rayo en el resultado final. En este caso, si la contribución está por debajo de cierto umbral, el rayo puede ser descartado. Con esta técnica el número de rayos a ser seguidos puede disminuir considerablemente.
4. *Reemplazo individual de rayos con entidades más generales.* Esta categoría contiene un número de técnicas que comienzan reemplazando el concepto familiar de rayo con una entidad más generalizada (rayo generalizado) que subsuma rayos como un caso (de degeneración) especial. Como ejemplo, se han utilizado conos de sección transversal circular y poligonal como rayos generalizados. La idea básica de estos métodos es el trazar muchos rayos simultáneamente. aún cuando este método ha sido utilizado exitosamente en problemas de propagación, es muy difícil hacerlo compatible con la GTD.

Los algoritmos presentados a continuación tienen como objetivo el reducir el número de pruebas de intercepción rayo-cara. Ellos son: Partición Binaria del Espacio (BSP), Partición Volumétrica del Espacio (SVP) y el Buffer Z Angular (AZB). El algoritmo AZB es recomendable para modelos de propagación basados en el método de imágenes, mientras que BSP y SVP son apropiados para ambas estrategias de propagación (el método de imágenes y SBR).

3.4.1 Algoritmo de Partición Binaria del Espacio

El algoritmo de Partición Binaria del Espacio (BSP) es un método eficiente para calcular y guardar la relación de visibilidad entre un grupo de caras en un espacio de 3D. Esta información es guardada en una estructura de árbol binaria llamada el árbol de BSP.

Al igual que para muchas técnicas de aceleración de seguimiento de rayos, el objetivo principal es el reducir el número de análisis de intersección de rayo-cara en un proceso de seguimiento de rayos. Esto es logrado usando la información del árbol de BSP. Reduciendo el número de interrogantes de intersección de rayo-cara, el tiempo consumido por el procedimiento de seguimiento de rayos puede disminuir dramáticamente.

En un modelo de seguimiento de rayos basado en el BSP, la primera tarea es generar el árbol de BSP de la escena. Este depende exclusivamente de la geometría de la escena por lo que es independiente de la locación de la fuente y el observador. Luego, durante el análisis de seguimiento de rayos, el árbol de BSP es consultado repetidamente con el objetivo de reducir el número de interrogantes de intersección de rayo-cara.

El árbol de BSP es una estructura de árbol binaria que contiene información acerca de la posición relativa de las caras en un escenario de 3D (o 2D). Cada nodo del árbol representa una cara. La raíz del árbol de BSP es cualquier cara del entorno; el algoritmo trabaja correctamente independientemente de que cara es seleccionada. El polígono raíz es usado para partir el ambiente en dos medios-espacios. Un medio-espacio contiene todos los polígonos que permanecen frente al polígono raíz, relativo a su superficie normal; el otro contiene todos los polígonos detrás del polígono raíz. Cualquier polígono que yace en ambos lados del plano del polígono raíz es partido por el plano y sus piezas frontal y trasera son asignadas al medio-espacio correspondiente. Cada uno de los polígonos de los medios-espacios frontal y trasero del polígono raíz se convierten en "niños" frontales y traseros, y cada "niño" es usado en forma recursiva para dividir los polígonos restantes en sus medios-espacios, en la forma anteriormente planteada. El algoritmo termina cuando cada nodo contiene un solo polígono.

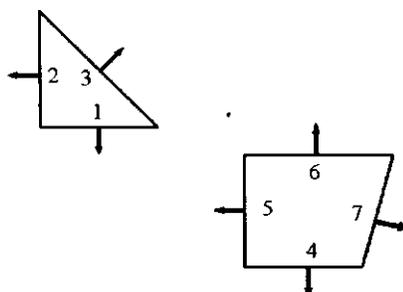


Figura 3.17 Escenario exterior de dos dimensiones analizado.

Por ejemplo, para el escenario exterior de 2D de la Figura 3.17, el árbol ha sido generado como sigue: la cara 3 ha sido escogida como nodo raíz. El plano que contiene la cara 3 divide el espacio en dos medios-espacios que corresponden a las ramas del nodo. El medio-espacio sobre la cara (apuntado por el vector normal de la cara) corresponde a la rama derecha, y el medio-espacio bajo la cara corresponde a la rama izquierda. El plano divide las caras 5 y 4, por lo que dos nuevas caras para cada una son asignadas al medio-espacio apropiado. Una de las caras arbitrariamente escogida sobre el plano es colocada en la rama derecha (cara 6), y una cara debajo del plano es escogida para la rama izquierda (cara 1). Luego, el proceso es repetido de las caras "niñas" (1 y 6). Siguiendo el procedimiento anterior en una forma recursiva, el árbol binario es creado. Las Figuras 3.18 a 3.21 ilustran la generación del árbol para el ejemplo presente.

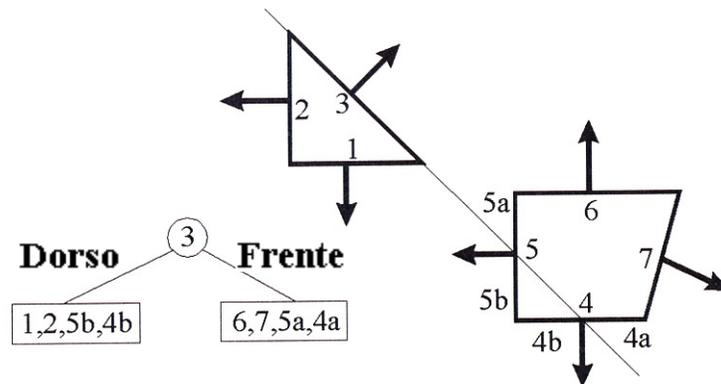


Figura 3.18 Generación del árbol de BSP (I).

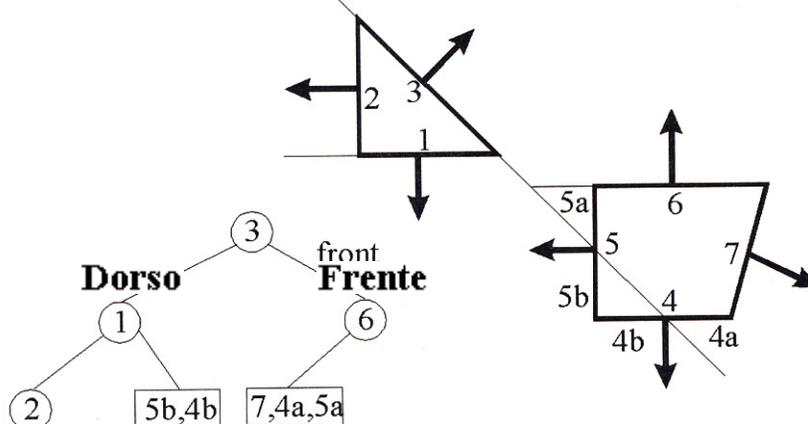


Figura 3.19 Generación del árbol de BSP (II).

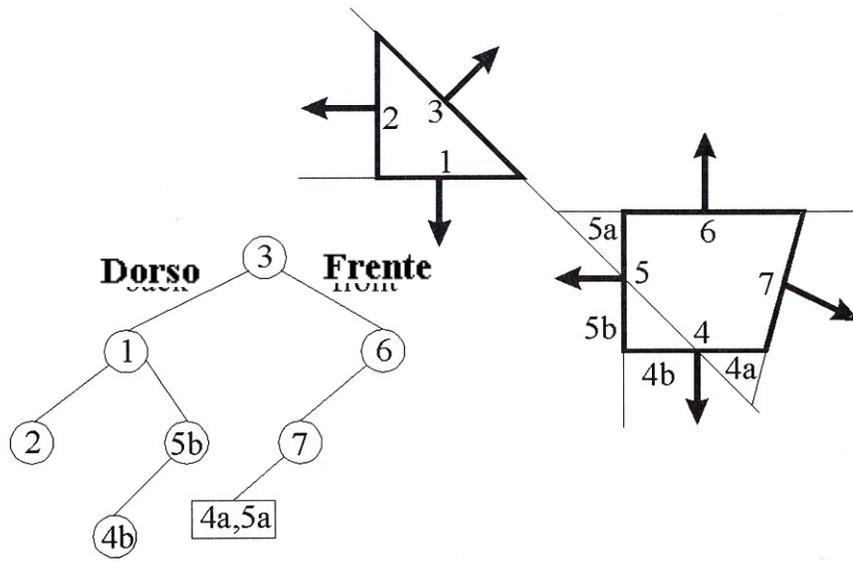


Figura 3.20 Generación del árbol de BSP (III).

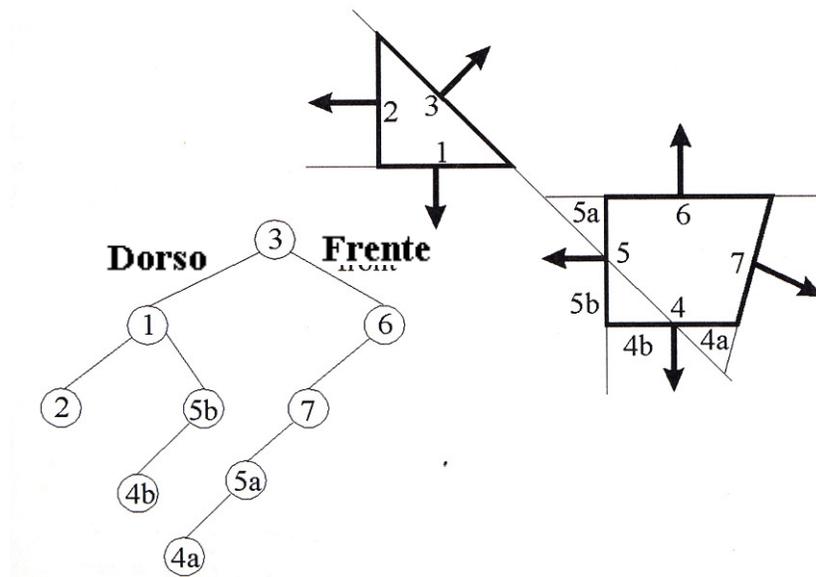


Figura 3.21 Generación del árbol de BSP (IV).

El árbol contiene la información acerca de las posiciones relativas de las caras y es independiente de las locaciones de la fuente y el observador. Para un escenario dado, se pueden crear muchos árboles, pero no todos son igualmente eficientes, como se verá más adelante. La Figura 3.22 muestra una alternativa de árbol para el escenario previo. La información del árbol de BSP es usada para reducir el número de interrogantes de intercepción de rayo-cara en un proceso de seguimiento de rayos.

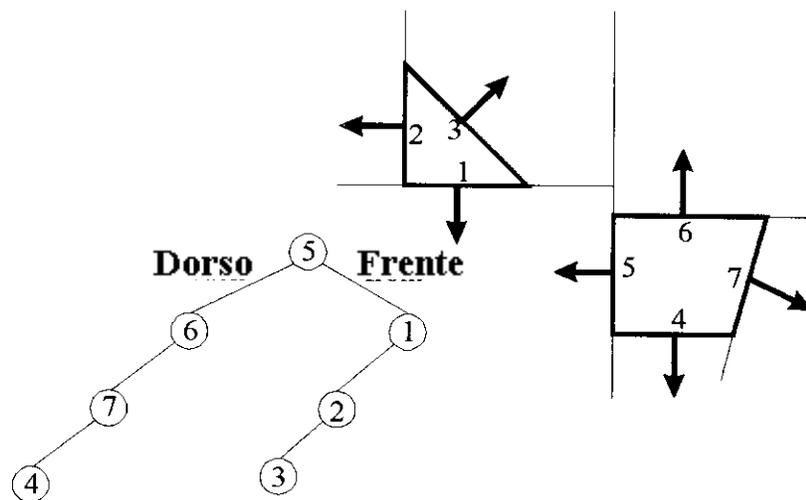


Figura 3.22 Otro ejemplo del árbol de BSP.

Dependiendo del efecto analizado y de la trayectoria de rayo considerada, la fuente puede ser una antena transmisora, un punto de reflexión, un punto de difracción o un punto de transmisión. El observador puede ser un punto de observación, un punto de reflexión, un punto de difracción o un punto de transmisión.

Dada una fuente (S) y un punto de observación (O), el nodo raíz es inicialmente considerado. Existen tres posibles locaciones de S y O con respecto a la cara raíz:

1. S y O sobre la cara;
2. S y O bajo la cara; o
3. S y O en diferentes medios-espacios.

En el primer caso, la cara presente más todas las suspendidas de la rama izquierda no pueden interferir en la trayectoria S-O. Por lo tanto, se analiza la cara que pertenece a la rama derecha y el procedimiento continúa con la parte restante del árbol. Nótese que, analizando una cara, todas las caras ubicadas en un medio-espacio pueden ser ignoradas.

En el segundo caso, la cara presente más todas las suspendidas en la rama derecha no pueden interferir en la trayectoria S-O. Entonces, se procede a analizar la cara que está suspendida de la rama izquierda y el procedimiento continúa con la parte restante del árbol.

En el tercer caso, la cara puede interferir en la trayectoria S-O y una prueba rigurosa debe de realizarse. Si no es así, el procedimiento continúa con las caras "hijas".

Aparte de las pruebas de intercepción rayo-cara, la única operación realizada durante la interrogación del árbol es la de determinar si un punto dado P (puede ser un punto fuente o el punto de observación) está arriba o debajo de una cara. Esta prueba es reducida a analizar el resultado del producto escalar entre el vector normal \hat{n} y el vector \vec{v} , que junta el vértice de la cara con P (ver Figura 3.23).

Si $\vec{v} \cdot \hat{n} > 0$, P está sobre la cara (ver Figura 3.23(a)).

Si $\vec{v} \cdot \hat{n} < 0$, P está bajo la cara (ver Figura 3.23(b)).

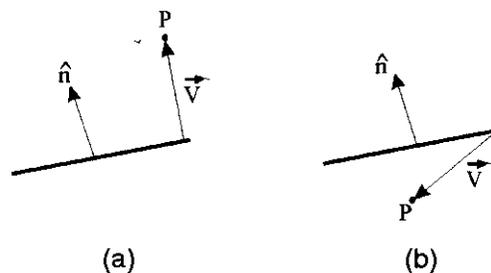


Figura 3.23 Punto P sobre y bajo la cara. Casos (a) y (b), respectivamente.

La idea fundamental del algoritmo de BSP es el de alternar la computacionalmente costosa prueba de rayo-cara con el producto escalar anterior. En escenarios complejos, esto provee una reducción importante en el tiempo de cómputo de seguimiento de rayos, con respecto al método de "fuerza bruta".

Como ya se mencionó, pueden crearse varios árboles para un escenario dado. La eficiencia del algoritmo depende en gran medida de la estructura del árbol. Los árboles óptimos deben satisfacer las siguientes condiciones:

1. El número de caras partidas debe ser bajo. En estos casos, el número de nodos es cercano al número de caras del escenario.
2. El árbol está balanceado; es decir, solo tiene unos pocos niveles de extensión.

El número mínimo de niveles de extensión es $\text{INT}(\log_2 N) + 1$, siendo N el número de caras. En árboles óptimos, el número de niveles de extensión es cercano al valor anterior. Por ejemplo, en el árbol de la Figura 3.21, dos de las caras han sido partidas y el número de niveles de extensión es 5. Para el árbol de la Figura 3.22, no se han partido ninguna cara y el número de niveles es 4. En consecuencia, el segundo árbol es mejor. En este caso (siete caras), el árbol ideal tendría $\text{INT}(\log_2 N) + 1 = 3$ niveles.

Para un árbol ideal en la prueba de sombra, el número máximo de pruebas de intercepción de rayo-cara (el peor caso) será $\text{INT}(\log_2 N) + 1$. En el mejor caso, no se requerirán pruebas de intercepción. La aplicación de BSP en un modelo de propagación de radio basado en rayos es directamente aplicable:

- En el caso del rayo directo, S es la antena transmisora y O es la antena receptora. Existe una única trayectoria para analizar, por lo que para cada observador el árbol es interrogado una vez.
- En el caso de rayos reflejados, existen dos trayectorias a considerar. La primera, desde la antena transmisora (S) al punto de reflexión (O) y, la segunda, desde el punto de reflexión (S) a la antena receptora (O). En consecuencia, el árbol de BSP puede ser interrogado una vez (si la primera trayectoria esta obstruida, la interrogación para) o dos veces.
- En rayos difractados, existen también dos trayectorias a considerar. La primera, desde la antena transmisora (S) a el punto de difracción (O) y, la segunda, desde el punto de difracción (S) a la antena receptora (O). En consecuencia, el árbol el interrogado una o dos veces.

- En efectos de segundo orden (reflexiones dobles, difracciones dobles, reflexión-difracción y difracción-reflexión), existen tres trayectorias a ser analizadas, el árbol de BSP es interrogado uno, dos y tres veces. Para la primera trayectoria, S es siempre la antena transmisora y puede ser punto de difracción o de reflexión. La segunda trayectoria va desde el punto de reflexión o difracción (S) a otro punto de reflexión o difracción (O). Y finalmente, la tercera trayectoria va desde el punto de reflexión o difracción (S) y llega a la antena receptora (O).

En el escenario siguiente de 2D, la Figura 3.24 muestra una antena transmisora (Tx) y cuatro diferentes ubicaciones de la antena receptora (Rx_1 a Rx_2). Para diferentes efectos, la Tabla 3.4 muestra el número de rayos que llegan a los receptores (primer número en la tabla), y el número de pruebas de rayo-cara requeridos usados en el árbol de BSP de la Figura 3.21 (segundo número en la tabla). En la aplicación de "fuerza bruta", todas las caras son probadas. La Tabla 3.25 muestra los resultados obtenidos del árbol de la Figura 3.22.

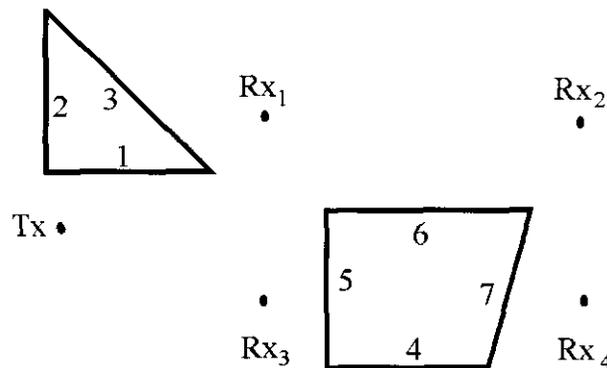


Figura 3.24 Ubicación del transmisor y receptor en un escenario de 2D.

Tabla 3.4

Resultados para la Figura 3.21

Efecto Electromagnético	R_{x1}	R_{x2}	R_{x3}	R_{x4}
Rayos directos	1,4	1,6	1,0	0,3
Rayos reflejados	0,0	0,0	2,1	0,0
Rayos difractados	3,4	2,1	4,2	0,0
Rayos doble reflejados	0,0	0,0	1,3	0,0
Rayos reflejados-difractados	2,3	1,0	2,1	0,0
Rayos difractados-reflejados	0,0	0,0	2,5	0,0
Rayos doble reflejados	9,11	7,5	8,6	2,2

Tabla 3.5

Resultados para la Figura 3.22

Efecto Electromagnético	R_{x1}	R_{x2}	R_{x3}	R_{x4}
Rayos directos	01,	1,5	1,0	0,1
Rayos reflejados	0,0	0,0	2,0	0,0
Rayos difractados	3,3	2,1	4,0	0,0
Rayos doble reflejados	0,0	0,0	1,0	0,0
Rayos reflejados-difractados	2,3	1,0	2,0	0,0
Rayos difractados-reflejados	0,0	0,0	2,0	0,0
Rayos doble reflejados	9,13	7,6	8,0	2,2

3.4.2 Algoritmo de Partición Volumétrica del Espacio

Una de las técnicas más antiguas para reducir el número de pruebas de intercepción de rayo-cara es el método de partición volumétrica del espacio (SVP, por sus iniciales en inglés). Este es también llamado algoritmo de subdivisión espacial uniforme. Usando esta técnica, el espacio de 3D que circunda el ambiente es dividido en voxels (como abreviación de elementos volumétricos). Los Voxels son cubos con lados paralelos a los ejes de coordenadas. Todos los voxels juntos constituyen un volumen que contienen el entorno. Cuando el tamaño y la forma de todos los voxels son iguales, se dice que la subdivisión del espacio es *uniforme*. En lo futuro, se asumirá una división uniforme del espacio.

Para cada voxel, se determinan las caras que yacen total o parcialmente dentro. La información es grabada en la matriz de SVP, la cual será interrogada repetidamente en la prueba de sombra. Nótese que la matriz SVP es independiente de la locación de la antena transmisora y receptora; en otras palabras, depende exclusivamente del entorno. Como ejemplo, la Figura 3.25 muestra un ambiente exterior de 2D y las caras almacenadas en cada voxel.

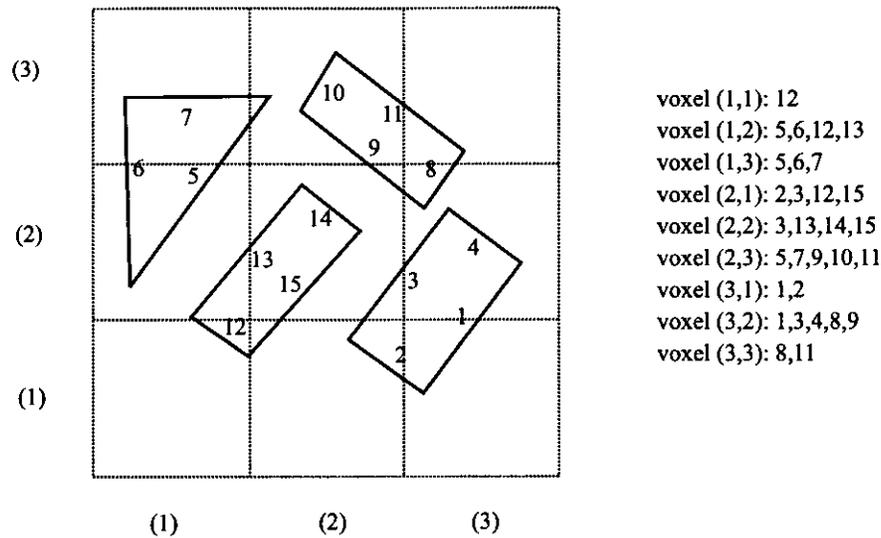


Figura 3.25 Subdivisión del espacio en voxels y caras almacenadas en un escenario exterior de 2D.

Cuando la prueba de sombra para una trayectoria de rayo fuente-observador es realizada, se determinan los voxels que son alcanzados por el rayo. Esto puede ser realizado en forma eficiente utilizando cálculo incremental⁶ cuando la partición espacial es uniforme, que es, cuando todos los voxels son iguales en tamaño y forma. Las únicas caras que deben ser examinadas por intercepción son aquellas almacenadas en los voxels alcanzados por el rayo. Esto puede potencialmente eliminar una basta mayoría de las caras en el ambiente de consideración.

⁶ Fujimoto, G. Perrott, K. Iwata, "ARTS: Accelerated Ray-Tracing System," *IEEE Computer Graphics and Applications*, Vol. 6, No. 4, Apr. 1986.

Cuando se ocupa un modelo de propagación basado en SBR, es necesario determinar las caras cercanas alcanzadas por los rayos. En estos casos, una observación importante es que los rayos imponen un orden estricto de los voxels alcanzados desde el voxel que contiene la fuente y el voxel que contiene el observador. Este orden garantiza que todas las intercepciones que ocurren en un voxel son más cercanas al origen del rayo que aquellas en los voxels subsecuentes. Por lo tanto, procesando los voxels en el orden en el cual ellos son encontrados a lo largo de la trayectoria del rayo, no es necesario procesar los voxels subsecuentes una vez que se ha encontrado un intercepción rayo-cara.

El tamaño de los voxels es importante para la eficiencia del algoritmo de SVP. Cuando el tamaño de los voxels aumente, el número de caras descartadas aumenta. Por otra parte, cuando el tamaño de los voxels disminuye, el número de voxels incrementa, por lo que numero de voxels a procesar para cada rayo incrementa. Más aún, los requerimientos de memoria para guardar el escenario aumenta con el número de voxels. Una dimensión cercana al tamaño de las caras puede ser una buena elección.

3.4.3 Algoritmo Z-Buffer Angular

Para una fuente dada (S), el espacio es dividido en regiones angulares. Ellos son sectores esféricos desde el punto fuente definidos por las coordenadas esféricas theta (θ) y phi (Φ) de un sistema arreglado de coordenadas localizado en la fuente (ver Figura 3.26). Usando una nomenclatura similar al método de SVP, ellos son llamados *anxels* como una abreviación para elementos angulares. El número de anxels depende de los márgenes angulares $\Delta\theta$ y $\Delta\Phi$, que definen el tamaño del anxel. Se determinan las caras de la escena que yacen en cada anxel. En otras palabras, las caras son ubicadas en la celda correspondiente del plano θ - Φ (plano AZB) (ver Figura 3.27).

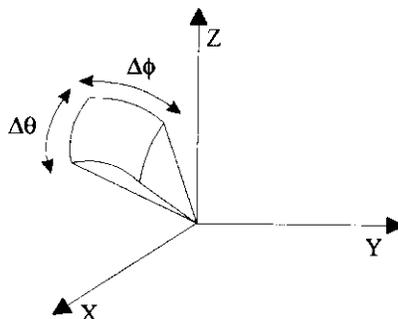


Figura 3.26 Definición de anxel.

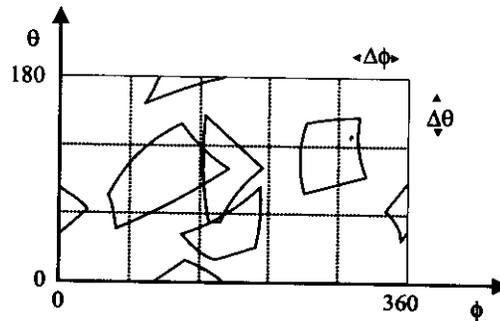


Figura 3.27 Caras almacenadas en un plano AZB.

Cada celda es una representación de un anxel en el plano AZB. Más aún, en cada anxel las caras están colocadas de acuerdo a la distancia a S. Esta es calculada como la distancia entre S y los vértices cercanos de las caras. Toda esta información es grabada en la llamada matriz de AZB. Esta depende exclusivamente del punto fuente y de las caras del ambiente. Como ejemplo, la Figura 3.28 muestra un escenario exterior de 2D donde una partición en ocho anxels del espacio ha sido realizada. En este caso, los anxels se degeneran en sectores angulares. La Tabla 3.6 muestra el almacenamiento de las caras en una matriz de AZB.

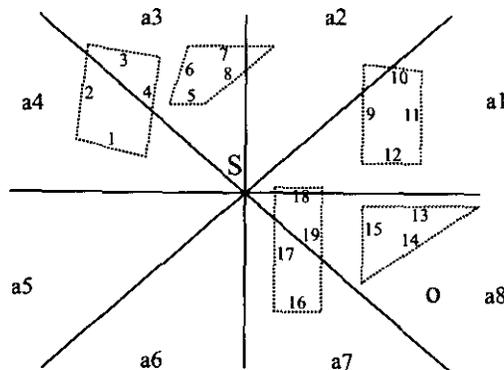


Figura 3.28 Ejemplo de un escenario exterior de 2D partido en ocho anxeles.

Tabla 3.6

Almacenamiento de caras en el AZB del escenario de la Figura 3.28

ANXEL	CARA
1	17, 18, 19, 9, 12, 11, 10
2	8, 9, 10, 7
3	4, 5, 6, 8, 3, 7, 2
4	1, 4, 2
5	
6	
7	17, 19, 16
8	17, 19, 15, 13, 14

En escenarios exteriores, puede usarse el algoritmo de extracción de caras traseras para quitar caras de la matriz AZB. Por ejemplo, en el anxel 1, las caras 10 y 11 pueden ser removidas. Una vez que se han separado, se revisan (las caras) desde la segunda, con el objetivo de determinar si ellas están ocultas por caras cercanas a la fuente. Todas las caras completamente ocultas se remueven de la matriz AZB. Por ejemplo, en el anxel 8, la cara 15 es completamente oculta por la cara 17. Este procedimiento de separación de caras en cada anxel y de eliminación de los que están ocultos es llamado el *algoritmo del pintor*, porque se asemeja a la manera que un pintor trabaja: Los objetos cercanos son pintados sobre los más lejanos, ocultándolos.

La Tabla 3.7 muestra una matriz AZB simplificada después de la extracción de caras traseras y que se le ha aplicado el algoritmo del pintor.

Para un punto de observación (O), la prueba de sombra determina si la trayectoria S-O es ocultada por una cara.

Tabla 3.7

Almacenamiento de caras en el AZB del escenario de la Figura 3.28
(las caras ocultadas han sido removidas)

ANXEL	CARA
1	17, 9, 12
2	8, 9
3	4, 5, 8
4	1, 4
5	
6	
7	17
8	17

Para un punto de observación (O), la prueba de sombra determina si la trayectoria S-O está obstruida por alguna cara. Para completar esta tarea, se calculan las coordenadas esféricas del observador y el punto es localizado en el anxel correspondiente (una celda en la plano AZB). Solo las caras localizadas en el anxel con una distancia a S menor que la distancia S-O pueden obstruir la trayectoria. Más aún, las caras son probadas en una forma ordenada, atendiendo a su distancia desde la fuente, porque las caras cercanas a S poseen una mayor probabilidad de ocultar la trayectoria S-O. En el escenario de la Figura 3.29, solo la cara 17 es considerada en la prueba de sombra. La reducción en el número de caras de prueba decrece con el número de anxels, es decir, que depende de los valores de $\Delta\theta$ y $\Delta\Phi$. Por otra parte, el número de regiones es limitada por el espacio de memoria disponible.

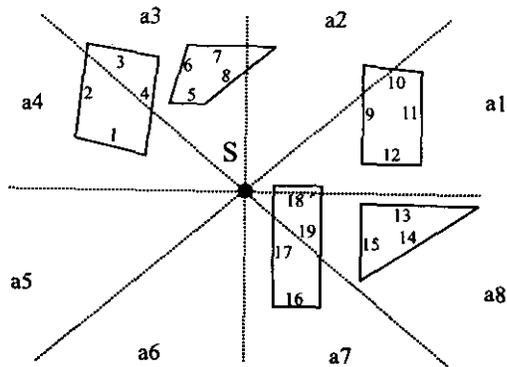


Figura 3.29 Prueba de sombra. Solo 17 caras son probadas.

Para un número dado de anxels, la eficiencia de la partición angular decrece cuando el tamaño del entorno aumenta. Esto es porque lejos de fuente el área que ocupa cada anxel será tan grande que puede contener un número grande de caras. Pero en microceldas y picoceldas, donde modelos determinísticos de 3D son aplicables, el tamaño del escenario es reducido, por lo que el algoritmo AZB es muy eficiente. Para celdas o macroceldas grandes, el AZB puede ser combinado con los algoritmos de BSP o SVP.

La aplicación de la técnica AZB a rayos directos es directa. Se considera la antena transmisora como la fuente (S). Para otros efectos, la aplicación de AZB es ligeramente diferente, como se describe en la siguiente sección.

Aplicación a rayos reflejados

En este caso, las fuentes son imágenes de la antena transmisora (S) con respecto a las caras directamente iluminadas. Estas caras son determinadas usando la matriz de AZB del cómputo del rayo directo.

Los puntos de imagen (I) son fuentes de los rayos reflejados, pero se debe considerar que cada uno de los puntos de imagen solo radia en el espacio de reflexión (RS) (Ver Figura 3.12). Los valores mayores y menores de las coordenadas esféricas (θ, Φ) de los vértices de la cara reflectora determina el espacio donde el algoritmo AZB debe ser aplicado. En la representación de 2D, este espacio corresponde con el llamado "rectángulo AZB" (ver Figura 3.30). Como en el análisis del rayo directo, el rectángulo AZB es dividido en anxels. Luego, para cada cara vista desde I en su rectángulo AZB, se determinan el anxel o anxels donde esta yace para llenar la matriz AZB. Las caras de cada anxel son también arregladas de acuerdo a su distancia de la fuente.

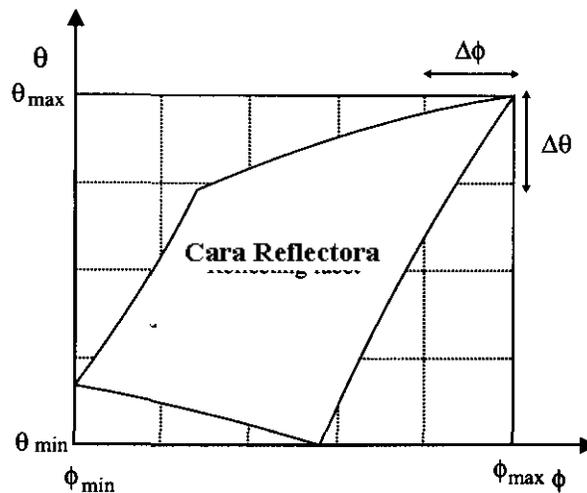


Figura 3.30 Rectángulo AZB para una fuente imagen. La cara reflectora es vista desde la fuente imagen como un cuadrángulo con lados curvos. El rectángulo AZB es dividido en anxels.

Dado un punto de observación (O), se determinan sus coordenadas esféricas (r_i, θ_i, Φ_i). Si el punto no está dentro del rectángulo AZB, no hay reflexión en la cara. En el caso contrario, se verifica si este yace en el cuadrángulo de reflexión: si no, no hay reflexión; en el caso contrario, se encuentra el anxel del punto de observación y las caras ubicadas en el anxel son probadas siguiendo el mismo procedimiento como en el rayo directo.

EL análisis del rayo incidente (desde S al punto de reflexión) es realizado usando la matriz AZB del rayo directo, tomando el punto de reflexión como el punto de observación.

Aplicación a rayos doble reflejados y reflexiones de orden mayor

Dada una imagen de primer orden (I_1), solo las caras localizadas en el rectángulo AZB pueden verse involucradas en una reflexión doble. Luego, para cada una de las caras anteriores, se determina una imagen de segundo orden (I_2). Para cada nueva fuente I_2 , se realiza el procedimiento anterior, es decir, se obtiene el rectángulo AZB como fue realizado para la imagen de primer orden (I_1).

Para un rayo doble reflejado dado, la posibilidad de obstrucción es analizada de la siguiente manera:

- Para el rayo incidente (trayectoria transmisor-punto de reflexión 1), se usa la matriz AZB del cálculo de campo directo considerando el primer punto de reflexión como observador.
- Para el rayo punto de reflexión 1 - punto de reflexión 2, la matriz de AZB de I_1 es usada considerando el segundo punto de reflexión como punto de observación.
- Para la trayectoria punto de reflexión 2 - observador, se utiliza la matriz AZB de I_2 .

Si se consideran reflexiones de mayor orden, el número de imágenes múltiples puede ser muy grande. Por otra parte, en reflexiones de alto orden el espacio de reflexión se torna muy reducido (los márgenes del rectángulo AZB se tornan muy cortos) y el número de caras a almacenar (y probar) se convierten en muy pocas. Como se discutirá en la comparación entre las técnicas de SVP y AZB, para casos de reflexiones de segundo orden o superior, la técnica SVP es más recomendable.

Aplicación a rayos difractados en bordes

La aplicación del algoritmo de AZB a un rayo difractado en un borde es ligeramente diferente. Ahora, las fuentes son los puntos de los bordes (puntos infinitos). Más aún, cada uno de ellos radia en infinitas direcciones contenidas en el cono de Keller. El arreglo de caras es realizado en términos de las coordenadas β , α del sistema de coordenadas borde-referenciado (ver Figura 3.31) en vez del sistema de coordenadas esféricas θ , Φ . Donde β es el ángulo del cono de Keller en cada punto del borde por lo que varía a lo largo del borde, y α es el ángulo formado por el rayo difractado y la primera cara del ángulo.

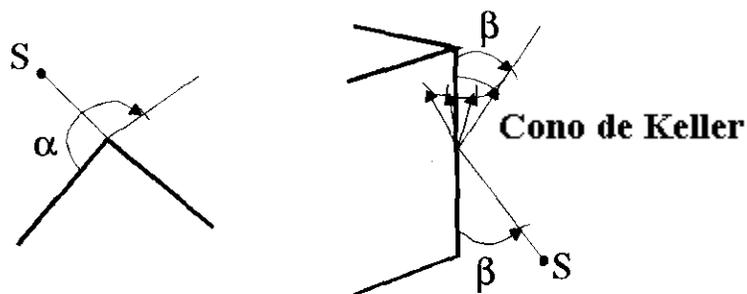


Figura 3.31 Definición de los parámetros angulares β y α para el algoritmo AZB del borde de difracción.

Dada una fuente S y un borde, todos los rayos difractados pueden ser representados como puntos en el llamado rectángulo AZB de difracción como se muestra en la Figura 3.32. Este rectángulo es una representación en 2D del espacio de difracción. Los valores máximos y mínimos de las coordenadas de borde (β_{max} , β_{min} , α_{max} , α_{min}) establecen los márgenes del rectángulo. El rectángulo es dividido en anxls. Las caras del ambiente son representados en el rectángulo AZB como cuadrángulos. Los vértices de los cuadrángulos son dados por las coordenadas de borde de los vértices de las caras.

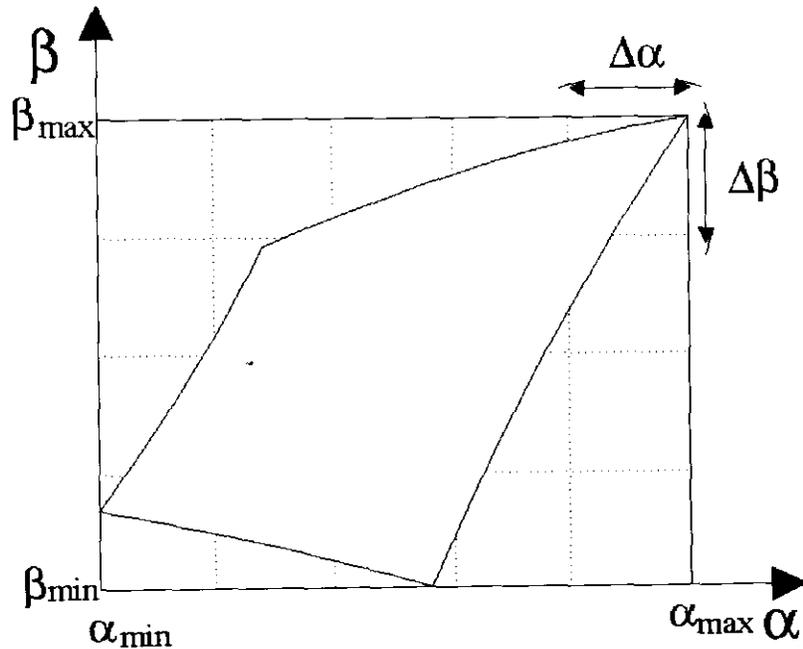


Figura 3.32 Definición del rectángulo AZB para el borde de difracción.

La información de los rectángulos de AZB de difracción depende de la geometría del entorno y de la ubicación de la fuente. Por consiguiente, es independiente del punto del observador. Esta información es guardada en la llamada matriz AZB de difracción.

Dado un borde y un punto de observación, sus coordenadas de borde (β_o, α_o) son determinadas y el punto es localizado en el rectángulo de AZB. Si está fuera de los márgenes del rectángulo, no hay difracción en el borde. En el caso contrario, se determina el anexo donde yace el punto. Solo se consideran las caras almacenadas en la celda para la prueba de obstrucción de rayo difractado. La prueba es realizada en una manera ordenada. Comienza con la cara más cercana al borde, de la misma forma que para el caso del rayo directo. Obviamente, si la cara es más lejana al borde que a O, no se realiza la prueba.

Si el rayo difractado no es obstruido, se analiza el rayo incidente (fuente-punto de difracción). Para completar esta tarea, se utiliza la matriz de AZB del campo directo, tomando el punto de difracción como el punto de observación.

Aplicación a rayos reflejados-difractados

Solo se consideran los bordes localizados en el espacio de reflexión de las caras iluminadas por la fuente. Estas caras son obtenidas de la matriz de AZB del campo directo. Cada una de estas caras tiene su imagen correspondiente de reflexión. Las matrices de AZB de difracción son calculadas como en el caso de difracción simple, pero las fuentes son las imágenes de reflexión.

Con esta información, la prueba de sombra para los rayos reflejados-difractados es realizada rápidamente: Si el punto de observación no está en el rectángulo de AZB de difracción, no hay reflexión-difracción. Para el caso contrario, la matriz de AZB de difracción es usada para el análisis de la línea punto de difracción - observador. La matriz AZB de reflexión es usada para el análisis de la trayectoria punto de reflexión-punto de difracción y la matriz AZB del campo directo es usada en la línea S - punto de reflexión.

Aplicación a rayos difractados-reflejados

Solo los bordes almacenados en la matriz de AZB del campo directo pueden estar involucrados en una difracción-reflexión, y solo las caras almacenadas en las matrices de AZB de la difracción simple pueden tomar parte de la difracción-reflexión. El problema difracción-reflexión puede ser reducida a una simple difracción utilizando la siguiente estrategia: Para cada par borde-cara, las imágenes de la fuente (S) y borde (borde imagen) son calculadas en la cara reflectora (ver Figura 3.33). Ahora el problema es reducir a una difracción simple en el *borde imagen* donde la fuente es la imagen del transmisor (calculado en el cómputo del campo reflejado simple). La matriz AZB de difracción correspondiente al borde imagen es calculado y las caras son localizadas en el rectángulo AZB siguiendo un procedimiento similar al de la difracción simple. La cara reflectora es también ubicada en el AZB del borde imagen. Con esta información, para cada punto de observación, el seguimiento de rayos es rápidamente solventado. Solo los puntos de observación ubicados dentro del cuadrángulo del borde imagen y en los mismos anells, así como la cara reflectora, están involucrados en la difracción-reflexión (ver Figura 3.34).

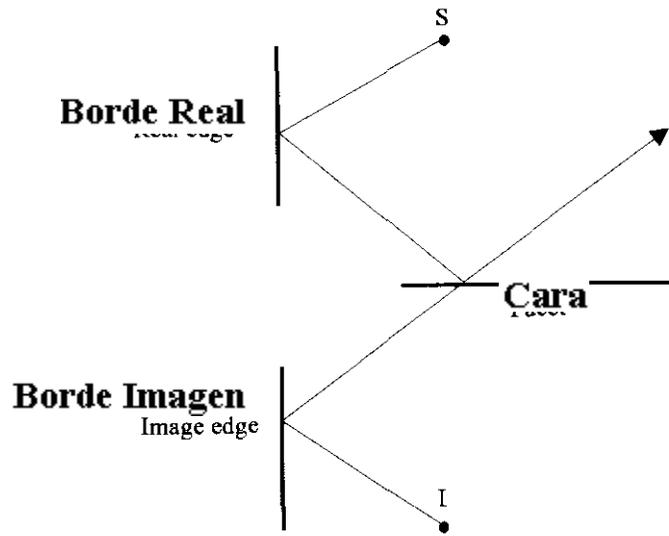


Figura 3.33 La difracción-reflexión es reducida a una simple difracción calculando la imagen de la fuente y la imagen del borde con respecto a la cara reflectora.

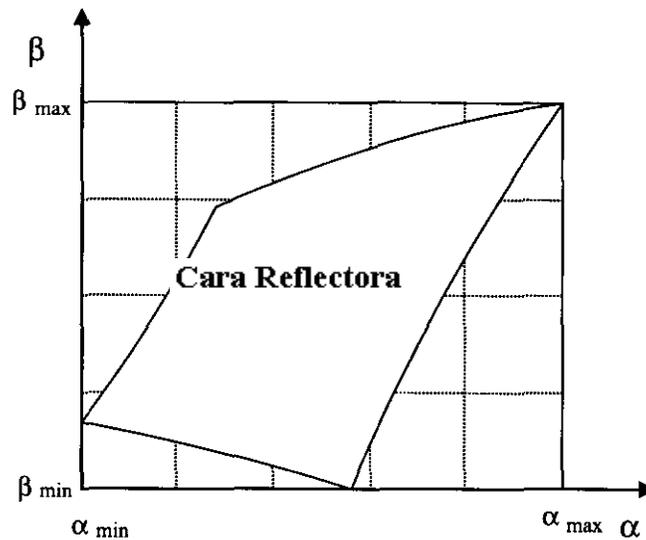


Figura 3.34 El rectángulo AZB del borde imagen. Se muestra el cuadrángulo que corresponde a la cara reflectora.

La matriz AZB del borde imagen es usada para el análisis de la trayectoria entre el punto de reflexión y el punto de observación. La matriz AZB del borde real es usada para el análisis de la trayectoria entre el punto de difracción y el punto de reflexión. Finalmente, la línea S-punto de difracción es analizado usando la matriz AZB del campo directo.

Aplicación a múltiples interacciones entre bordes y caras

Las pruebas de sombra para múltiples interacciones que involucran reflexiones y difracciones pueden ser solventadas combinando los procedimientos anteriores. Si el número de difracciones y/o reflexiones es alto, el número de matrices de AZB crece y más memoria es necesaria. Por otra parte, en efectos de orden alto, los márgenes de los rectángulos de AZB se tornan muy estrechos, por lo que el número de caras a ser almacenadas se torna muy pequeño.

El siguiente ejemplo puede ilustrar la eficiencia del algoritmo de AZB; el escenario analizado es mostrado en la Figura 2.17. Este contiene cerca de 700 caras y 1,200 bordes. Los puntos de observación están localizados en una malla de 250 x 250 puntos, que equivale a 62,500, el número total de puntos de observación. Fueron considerados efectos simples, dobles y algunos triples. La computadora utilizada fue una Pentium 120-MHz con 32 Mb de memoria RAM. El tiempo total de procesamiento fue 45 minutos.

Una parte del escenario anterior es representado en las Figuras 3.7 a 3.9. El escenario de 3D contiene cerca de 175 caras y 300 bordes. Considerando los efectos indicados en la Figura 3.9, el tiempo de procesamiento consumido fue de 4 minutos para 10,000 puntos de observación. La computadora fue la misma que en el caso anterior.

3.5 DETERMINACIÓN RIGUROSA DE LOS PUNTOS DE DIFRACCIÓN

Como se mostró en la sección anterior, la determinación de los puntos de reflexión puede ser eficientemente realizado usando la teoría de las imágenes. La determinación del punto de difracción en una difracción simple puede ser hecha usando la siguiente expresión:

$$\vec{Q}(t) = \vec{p}_1 + t(\vec{p}_2 - \vec{p}_1), \quad 0 \leq t \leq 1 \quad (3.4)$$

con

$$t = \frac{(\vec{p}_2 - \vec{p}_1)}{|\vec{p}_2 - \vec{p}_1|^2} \cdot \left[\frac{(\vec{S}d_o + \vec{O}d_s)}{d_o + d_s} - \vec{p}_1 \right] \quad (3.5)$$

donde Q es el punto de difracción, S es la fuente, O es el punto de observación, p_1 y p_2 son los puntos finales del borde y d_o y d_s son la distancia desde el punto de observación y la fuente a la línea directa que contiene el borde.

Cuando están involucradas dos o más difracciones, el cálculo del punto de difracción no es una tarea fácil. Esta sección presenta el método para el caso de difracciones dobles pero se puede generalizar al caso de difracciones múltiples de forma directa.

Los puntos de difracción pueden ser obtenidos aplicando el principio de Fermat, que establece que la trayectoria de doble difracción es el rayo con la longitud mínima que, comenzando en la fuente S y tocando ambos bordes en los puntos de difracción Q_1 y Q_2 , alcanza finalmente el punto de observación O (ver Figura 3.35).

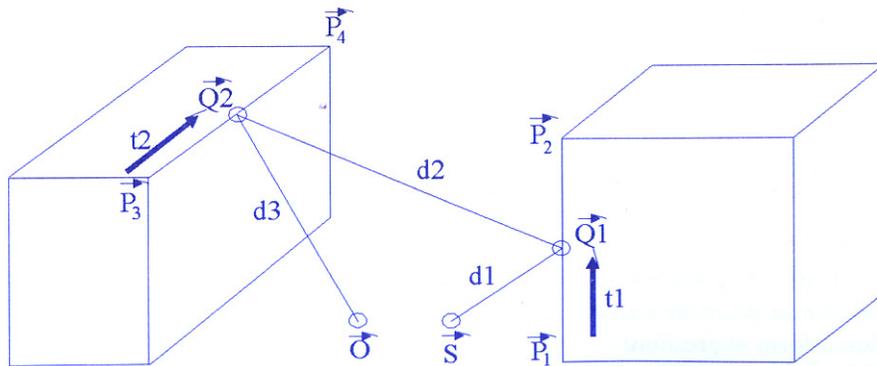


Figura 3.35 Parámetros que definen una trayectoria de un rayo doble-difractado.

La longitud del rayo puede ser expresada en función de los parámetros de borde t_1 y t_2 :

$$F(t_1, t_2) = d_1(t_1) + d(t_1, t_2) + d(t_2) \quad (3.6)$$

donde d_1 y d_2 son las distancias parciales del rayo

$$d_1(t_1) = |\vec{S} - \vec{Q}_1(t_1)| \quad (3.7)$$

$$d_2(t_1, t_2) = |\vec{Q}_1(t_1) - \vec{Q}_2(t_2)| \quad (3.8)$$

$$d_3(t_2) = |\vec{Q}_2(t_2) - \vec{O}| \quad (3.9)$$

\vec{Q}_1 y \vec{Q}_2 son los puntos de difracción

$$\vec{Q}_1(t_1) = \vec{p}_1 + t_1(\vec{p}_2 - \vec{p}_1) \quad (3.10)$$

$$\vec{Q}_2(t_2) = \vec{p}_3 + t_2(\vec{p}_4 - \vec{p}_3) \quad (3.11)$$

y $\vec{p}_1, \vec{p}_2, \vec{p}_3$ y \vec{p}_4 son los puntos finales de los bordes.

Una vez obtenidas las coordenadas paramétricas de los bordes t_1 y t_2 y usando (3.10) y (3.11), los puntos de difracción son calculados.

3.6 ALGORITMOS DE INTERCEPCIÓN CARA-RAYO RIGUROSOS

En un proceso general de seguimiento de rayos, el análisis de intercepción del rayo por un objeto es realizado muchas veces. En un modelo de caras, los rayos se interceptan con caras, por lo que es necesario usar un algoritmo eficiente de intercepción cara-rayo. La eficiencia del proceso de seguimiento de rayos depende mucho del algoritmo de intercepción de cara-rayo.

En un modelo de seguimiento de rayos para la predicción de propagación, los rayos tienen un origen (fuente) y llegan a un punto de observación (observador). Por consiguiente, geoméricamente, los rayos pueden ser considerados como segmentos orientados de 3D, es decir, segmentos con una dirección dada. Las fuentes pueden ser antenas transmisoras, puntos de reflexión o puntos de difracción. Los puntos de observación pueden ser antenas receptoras, puntos de reflexión o puntos de difracción.

3.6.1 Algoritmos de intercepción de rayos con caras de 3D arbitrarias

El algoritmo para caras de forma arbitraria puede ser dividido en dos partes:

1. *Cálculo de la intersección rayo-plano.* Primero, se determina el plano que contiene la cara. Luego, se calcula el punto de intersección rayo-plano. Si el plano y el rayo son paralelos, no hay punto de intersección, por lo que no hay intersección rayo-cara. De lo contrario, se calcula el punto de intersección rayo-cara.
2. *Prueba para determinar si un punto esta dentro o fuera de un polígono en el plano.* Conociendo el punto de intersección rayo-cara, se puede determinar si el punto esta dentro o fuera del polígono. Si el punto esta dentro del polígono, existe una intersección rayo-cara (ver Figura 3.36(a)). De lo contrario, no existe intersección rayo-cara (ver Figura 3.36(b)).

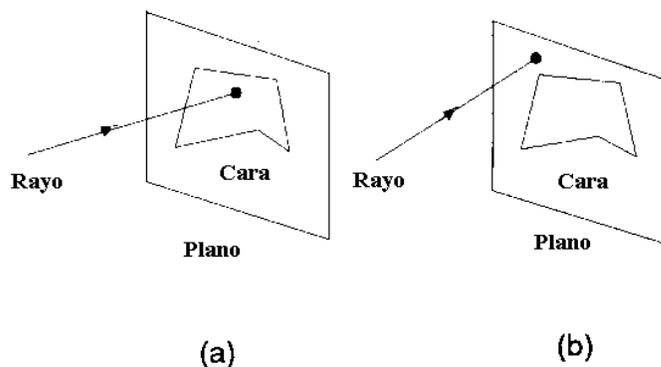


Figura 3.36 Intersección rayo-cara.

Determinación del plano de la cara

La ecuación de un plano

$$Ax + By + Cz + D = 0 \quad (3.12)$$

contiene cuatro coeficientes que necesitan ser determinados. Dependiendo de la información inicial disponible, existen dos posibles estrategias.

Si el vector normal al plano es conocido, los coeficientes A, B y C son conocidos (son iguales a las componentes del vector normal) y el valor de D es obtenido de cualquier punto del plano (x_1, y_1, z_1) :

$$D = -(Ax_1 + By_1 + Cz_1) \quad (3.13)$$

Los puntos del plano pueden ser cualquiera de los vértices de la cara.

Cuando el vector normal del plano es desconocido, la ecuación del plano puede ser determinada de tres puntos no-colineales en el plano (x_1, y_1, z_1) , (x_2, y_2, z_2) y (x_3, y_3, z_3) :

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad D = 1 \quad (3.14)$$

Intercepción Cara-Plano

Supongamos que el rayo es definido por su origen r^{\rightarrow}_o y su final r^{\rightarrow}_l . Entonces, los puntos en el rayo:

$$\vec{r}(t) = \vec{r}_0 + t(\vec{r}_1 - \vec{r}_0) \quad \text{con} \quad 0 \leq t \leq 1 \quad (3.15)$$

Definen el plano en términos de su vector normal unitario $\hat{n} = (A, B, C)$ y la distancia al origen del sistema coordenado: D .

Si $(r^{\rightarrow}_l - r^{\rightarrow}_o) \cdot \hat{n} = 0$, el rayo es paralelo al plano y no ocurre intercepción, a excepción cuando el rayo esta en el mismo plano y hay infinitos puntos de intercepción. Este último caso sucede cuando

$$(\vec{r}_1 - \vec{r}_0) \cdot \hat{n} = 0 \quad \text{y} \quad \vec{r}_0 \cdot \hat{n} + D = 0 \quad (3.16)$$

Si $(r^{\rightarrow}_l - r^{\rightarrow}_o) \cdot \hat{n} \neq 0$, existe un punto de intercepción entre el plano y la línea que contiene el rayo. Las coordenadas paramétricas del rayo en el punto de intercepción es

$$t_i = -\frac{\vec{r}_0 \cdot \hat{n} + D}{(\vec{r}_1 - \vec{r}_0) \cdot \hat{n}} \quad (3.17)$$

Si $0 \leq t \leq 1$, la línea definida por el rayo intercepta el plano entre los puntos finales (extremos) del rayo y por lo tanto, ocurre una intercepción rayo-plano. En este caso, el punto de intercepción esta dado por

$$\vec{r}_i = \vec{r}_0 + t_i \cdot (\vec{r}_1 - \vec{r}_0) \quad (3.18)$$

Punto dentro / fuera del polígono

Existen diferentes métodos para solventar este problema. El siguiente método está basado en el llamado teorema de "curva de Jordan"⁷. Éste es válido para polígonos de forma arbitraria.

Lo que se conoce es el polígono y un punto r_i localizado en el plano. Un rayo es trazado desde r_i en una dirección arbitraria del plano. Contando el número de lados del polígono que son atravesados, se puede determinar si r_i está dentro o fuera del polígono usando la siguiente regla: Si el número de cruces es impar, el punto está dentro del polígono, de lo contrario, está fuera. La Figura 3.39 muestra un ejemplo.

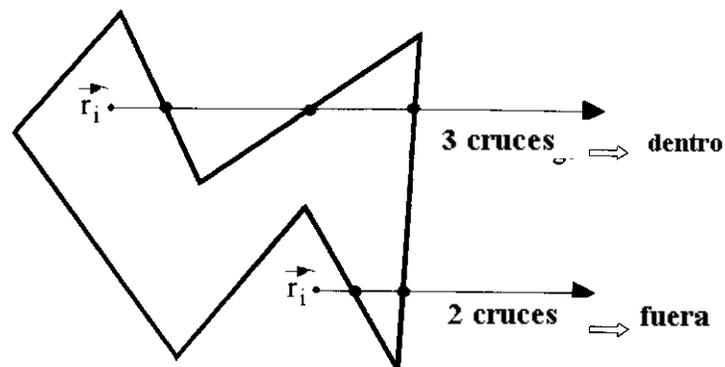


Figura 3.39 Punto dentro o fuera de una cara arbitraria.

Dado el punto de prueba r_i , la posible intercepción rayo- segmento en el plano es probada N veces, siendo N el número de vértices del polígono.

⁷ Rogers, D. F., *Procedural Elements for Computer Graphics*, New York: McGraw-Hill, 1985.

Intercepción línea-Segmento en un Plano

Consideremos un sistema coordenado de 2D en el plano. Como se estableció anteriormente, la línea puede estar orientada arbitrariamente. Por consiguiente, para simplificar (y optimizar) el algoritmo, el rayo escogido es paralelo a cualquier eje de coordenadas. Supongamos que el rayo es paralelo a el eje X, con su origen en $r_i = (x_i, y_i)$. Dado un segmento con puntos finales (extremos) $r_{s1} = (x_{s1}, y_{s1})$ y $r_{s2} = (x_{s2}, y_{s2})$, su ecuación paramétrica es

$$\vec{r} = \vec{r}_{s1} + t(\vec{r}_{s2} - \vec{r}_{s1}), \quad 0 \leq t \leq 1 \quad (3.19)$$

Una intercepción rayo-segmento ocurre (ver Figura 3.40) si se cumple las siguiente condiciones:

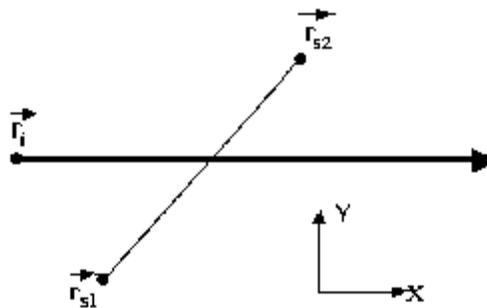


Figura 3.40 Intercepción rayo-segmento en un plano.

$$y_{s1} \neq y_i \quad (3.20)$$

$$0 \leq t_y \leq 1, \quad \text{donde} \quad t_y = \frac{y_i - y_{s1}}{y_{s2} - y_{s1}} \quad (3.21)$$

$$x_i \leq x_{s1} + t_y(x_{s2} - x_{s1}) \quad (3.22)$$

La primera condición asegura que el rayo y el segmento no están en paralelo, la segunda asegura que el segmento es traspasado entre sus puntos finales (extremos) y la tercera condición asegura que el rayo no es cortado detrás de su origen.

Un caso particular ocurre cuando el segmento es contenido (totalmente o parcialmente) por el rayo. Entonces, existen puntos de intercepción infinitos. Esto ocurre cuando se cumple la siguiente condición:

$$y_{s1} = y_{s2} = y_i \quad (3.23)$$

$$x_i < x_{s1} \text{ or } x_i < x_{s2} \quad (3.24)$$

La primera condición asegura que el segmento yace en la línea que contiene el rayo. La segunda condición asegura que hay una porción del segmento delante del origen del rayo.

3.6.2 Algoritmo de intercepción de rayos con caras 3D particulares

En escenarios urbanos e interiores, muchas de las caras están orientadas verticalmente: caras de las paredes, caras representando puertas, la mayoría de las caras de ventanas, etc. Esta propiedad geométrica puede ser usada para simplificar el algoritmo de intercepción rayo-cara para esta clase de caras. Para hacer esto, se escoge un sistema de coordenadas con el eje Z paralelo a estas caras. El plano X-Y (plano horizontal) será perpendicular a estas caras.

En el plano horizontal las caras de las paredes son representadas como segmentos arbitrariamente orientados. Entonces, el análisis de intercepción rayo-cara puede ser dividido en dos pasos. Primero, el rayo es proyectado en el plano. La intercepción rayo proyectado - cara es realizada en el plano. Por lo tanto, este primer paso es reducido a una intercepción rayo-segmento en un escenario 2D.

Segundo, si el punto de intercepción ha sido encontrado, la componente Z del punto de intercepción es calculado. Finalmente, comparando el valor previo con las componentes Z de los vértices de las caras, resulta fácil determinar si el punto de intercepción yace en la cara.

Intercepción de Segmentos en un Plano

Como se mencionó anteriormente, los rayos pueden ser asumidos como "segmentos orientados", por lo que el problema es analizar al intercepción de dos segmentos en el plano.

Dados dos segmentos con puntos finales (extremos) $r_{s1}^- = (x_{s1}, y_{s1})$, $r_{s2}^- = (x_{s2}, y_{s2})$ y $r_{s3}^- = (x_{s3}, y_{s3})$, $r_{s4}^- = (x_{s4}, y_{s4})$, respectivamente.

Los coeficientes serán

$$\begin{aligned} A &= y_{s2} - y_{s1}, & A' &= y_{s4} - y_{s3}, & B &= x_{s1} - x_{s2}, & B' &= x_{s3} - x_{s4}, \\ C &= y_{s1}x_{s2} - y_{s2}x_{s1}, & C' &= y_{s3}x_{s4} - y_{s4}x_{s3} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Si $AB' - A'B = 0$, los segmentos son paralelos y no hay intercepción. De lo contrario, la línea que contiene el segmento tiene un punto de intercepción (x_i, y_i) , dado por:

$$x_i = \frac{BC' - B'C}{AB' - A'B}, \quad y_i = \frac{CA' - C'A}{AB' - A'B} \quad (3.26)$$

Finalmente, dicho punto pertenece a ambos segmentos si se cumple la siguiente condición:

$$0 \leq \frac{x_i - x_{s1}}{x_{s2} - x_{s1}} \leq 1 \quad \text{or} \quad 0 \leq \frac{y_i - y_{s1}}{y_{s2} - y_{s1}} \leq 1 \quad (3.27)$$

$$0 \leq \frac{x_i - x_{s3}}{x_{s4} - x_{s3}} \leq 1 \quad \text{or} \quad 0 \leq \frac{y_i - y_{s3}}{y_{s4} - y_{s3}} \leq 1 \quad (3.28)$$

APÉNDICE 3A

Algoritmo de extracción de cara trasera

Cuando hay una intercepción rayo-objeto en objetos con superficies cercanas, el rayo corta la superficie por lo menos dos veces. Cuando los vectores normales de la superficie están hacia afuera del objeto, el punto de intercepción cercano al origen del rayo siempre cumple

$$(\vec{r}_1 - \vec{r}_0) \cdot \hat{n} < 0 \quad (3A.1)$$

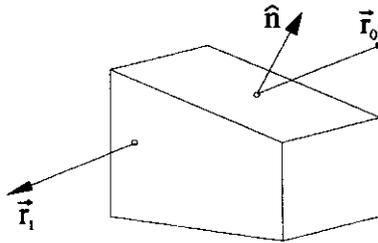


Figura 3A.1 Aplicación del algoritmo de extracción de cara trasera.

donde r_0 es el origen del rayo, r_1 es el final del rayo, y \hat{n} es el vector normal de la superficie en el punto de intercepción (ver Figura 3A.1).

En consecuencia, si la superficie del objeto es modelado con caras, planas, solo las caras que cumplen (3A.1) deben ser tomadas en consideración en la prueba de sombra. Como consecuencia, puede obtenerse una importante reducción en el tiempo del CPU.

El criterio de cara trasera puede ser usado para la búsqueda de puntos de difracción y reflexión ya que ellos siempre están en las caras que satisfacen la ecuación (3A.1).

CAPÍTULO 4

MODELOS EMPÍRICOS Y SEMIEMPÍRICOS DE PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA

Si la potencia recibida (o fuerza de campo) en el receptor es representada como una función de la distancia transmisor-antena, se pueden observar fluctuaciones rápidas cuando la distancia varía una fracción de la longitud de onda. Estas variaciones del nivel de la señal pueden ser hasta de 40 dB. Este fenómeno es llamado desvanecimiento rápido, o desvanecimiento de pequeña escala.

El desvanecimiento rápido es una consecuencia de la propagación multitrayectoria, que ocurre cuando la señal alcanza el receptor desde diferentes trayectorias. Las trayectorias seguidas por las ondas individuales tienen diferentes longitudes. La señal total recibida es la suma coherente de las señales individuales que arriban con diferentes fases, y en consecuencia, se produce el efecto de desvanecimiento rápido. El desvanecimiento rápido puede ser observado en una locación de recepción establecida cuando el nivel de la señal es representada como una función de la frecuencia.

Otra consecuencia de la propagación multitrayectoria es el fenómeno de dispersión en el tiempo. Debido a las diferentes longitudes de las trayectorias, los componentes de multitrayectoria no alcanzan al receptor al mismo tiempo, produciendo dispersión en el tiempo de las señales recibidas.

Los efectos de propagación multitrayectoria pueden predecirse por medio de los llamados modelos de pequeña escala o modelos de multitrayectoria.

Otro parámetro utilizado para caracterizar un canal de propagación móvil es la señal local promedio en el receptor, también conocido como promedio de sector. Este es obtenido promediando la señal recibida sobre vías de varias longitudes de ondas o áreas pequeñas con un radio de varias longitudes de onda. La longitud de las vías pueden variar entre 5 (en picoceldas) y 40 longitudes de onda (en macroceldas) que, en frecuencias del orden de 1 GHz, corresponden a distancias entre aproximadamente 1 y 10m.

Cuando el receptor se mueve a lo largo de una trayectoria, la señal promedio local sufre fluctuaciones conocidas como desvanecimiento lento o variaciones de señal de larga escala. Estas variaciones del promedio local son consecuencias de la atenuación de la señal con la distancia entre el transmisor y el receptor y la presencia de obstáculos en el ambiente. La razón de las variaciones del desvanecimiento lento responde al orden del tamaño de los obstáculos en los alrededores del receptor. Por lo tanto, en ambientes abiertos, el promedio local muestra una variación más suave que en ambientes urbanos.

Los llamados modelos de propagación de larga escala predicen el nivel de señal promedio local considerando la influencia de los obstáculos del ambiente. Este capítulo trata con este tipo de modelos de propagación con atención especial puesta a modelos urbanos e interiores en el rango de frecuencias usadas en las comunicaciones móviles.

4.1 PÉRDIDAS DE TRAYECTORIA

Pérdida de trayectoria o pérdida de propagación (L) es el parámetro comúnmente usado para caracterizar la señal promedio local en canales móviles. Es definida como la relación entre la potencia transmitida (P_t) de la antena transmisora (Tx) y la potencia recibida (P_r) por la antena receptora. En muchos casos, es expresada en dB, así

$$L = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = P_t(\text{dB}) - P_r(\text{dB}) \quad (4.1)$$

En la definición de pérdida de trayectoria, la ganancia de la antena puede o no ser incluida. Por ejemplo, en propagación en espacio libre, la potencia recibida a una distancia d de Tx está dada por la ecuación de Friis¹:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (4.2)$$

¹ Angel Cardam Aznar, *Antenas*, Alfaomega

donde λ es la longitud de onda y G_t y G_r son las ganancias de las antenas Tx y Rx, respectivamente. En consecuencia, la pérdida de trayectoria para propagación en espacio libre está dada por

$$L = 10 \log\left(\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2}\right) = K + 20 \log d + 20 \log f - 10 \log G_t - 10 \log G_r \quad (4.3)$$

donde f es la frecuencia y K es una constante que depende de las unidades de d y f . Por ejemplo, cuando d esta en kilómetros y f es en megahertz, $K = 32.44$. Cuando las ganancias de las antenas no son incluidas en la definición de pérdida de trayectoria, se reduce a

$$L = 10 \log\left(\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2}\right) = K + 20 \log d + 20 \log f \quad (4.4)$$

La ecuación de Friis es válida en la región de campo lejano² de la antena Tx, que es cuando

$$d \gg D \wedge d \gg \lambda \wedge d > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.5)$$

que es la situación la en comunicaciones móviles, siendo D la dimensión máxima de la antena.

La pérdida de trayectoria puede ser expresada en términos del campo eléctrico $|E|$ en vez de la potencia recibida. Este está relacionado por la siguiente expresión:

$$|E| = \sqrt{\frac{P_r \eta 4\pi}{G_r \lambda^2}} \quad (4.6)$$

donde η es la impedancia característica de onda en espacio libre: $120\pi\Omega$.

² Angel Cardama Aznar, *Antenas*, Alfaomega.

4.2 MODELOS DE PROPAGACIÓN PARA MACROCELDA

4.2.1 Modelo de Allsebrook

El modelo de Allsebrook es un método empírico desarrollado de mediciones en ciudades Británicas entre 75 y 450 MHz. La pérdida de trayectoria media está dada por

$$L = L_f + \sqrt{L_d^2 + (L_p - L_f)^2} + L_b + \gamma \quad (4.7)$$

donde L_f es la pérdida de trayectoria en espacio libre, L_p es la llamada *pérdida de trayectoria de tierra plana* debido a la reflexión de la onda en tierra (asumida plana). L_d toma en cuenta las pérdidas en el terreno, L_b es la pérdida de difracción debida a edificios, y γ es un factor de corrección para extrapolar las mediciones a la banda de UHF. La pérdida de trayectoria en espacio libre está dada por (4.4) y la pérdida de trayectoria de *tierra plana* está dada por

$$L_p = 120 - 20 \log h_t - 20 \log h_r + 40 \log d \quad (4.8)$$

donde h_t y h_r son las alturas de las antenas Tx y Rx, respectivamente. El término L_d es calculado usando un modelo de difracción filo-borde múltiple. Para las pérdidas de difracción asociada con los edificios, Deslile et al propuso la siguiente expresión:

$$L_b = 10 \log \left[\frac{(h_o - h_r) \sqrt{2 \sin \Phi}}{548 \sqrt{wf}} \right] \quad (4.9)$$

donde h_o es la altura promedio de los edificios en la proximidad de Rx, w es el ancho de la calle donde el receptor está localizado, y Φ es el ángulo formado por la línea Tx-Rx y el eje de la calle.

4.2.2 Modelo de Okamura-Hata

El modelo de Okamura-Hata es un modelo empírico desarrollado de los datos de mediciones obtenidas en Tokyo en frecuencias de 150, 450, y 900 MHz. El modelo provee expresiones sencillas para la pérdida de trayectoria media para diferentes entornos. Para un ambiente urbano, la pérdida de trayectoria media es

$$L_u = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d \quad (4.10)$$

donde

f : es la frecuencia en el rango de $150 \text{ MHz} \leq f \leq 1500 \text{ MHz}$;

h_t : es la altura efectiva de la antena Tx en el rango de $30 \leq Kh_t \leq 200\text{m}$;

h_m : es la altura de la antena Rx en el rango de $1\text{m} \leq h_m \leq 10\text{m}$;

d : es la distancia entre Tx y Rx en el rango de $1 \text{ km} \leq d \leq 20 \text{ km}$.

El término $a(h_m)$ es un factor de corrección que depende de la altura efectiva de la antena Rx, la frecuencia y el tamaño del área de cobertura. Para ciudades de tamaño pequeño y mediano,

$$a(h_m) = (1.1 \log f - 0.7)h_m - (1.56 \log f - 0.8) \quad (4.11)$$

Para ciudades grandes,

$$a(h_m) = 8.29(\log 1.54h_m)^2 - 1.1 \quad \text{when } f \leq 300 \text{ MHz} \quad (4.12)$$

$$a(h_m) = 3.2(\log 11.75h_m)^2 - 4.97 \quad \text{when } f \geq 300 \text{ MHz} \quad (4.13)$$

En ambientes suburbanos,

$$L_{su} = L_u - 2 \left[\log \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5.4 \quad (4.14)$$

En ambientes rurales,

$$L_r = L_u - 4.78 \log^2 f + 18.33 \log f - 4.94 \quad (4.15)$$

Este modelo trabaja adecuadamente en sistemas móviles de celdas grandes pero no en celdas con un radio del orden de 1 km, que pueden ser encontradas en sistemas de comunicación personal (PCS).

4.2.3 Modelo COST 231-Hata

Este es un modelo empírico obtenido por Okamura-Hata para cubrir el rango de frecuencia de 1500 a 2000 MHz. El rango para el resto de los parámetros es el mismo como en el modelo de Hata. La pérdida de trayectoria está dada por

$$L_u = 46.3 + 33.9 \log f - 1.82 \log h_t - a(h_r) \quad (4.16) \\ + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d + C_M$$

Donde $C_M = 3$ dB en centros metropolitanos, de lo contrario 0 dB.

4.2.4 Modelo de Lee

Este es un modelo empírico para macroceldas urbanas y suburbanas que predice la potencia recibida P_r en dBm de la siguiente manera:

$$P_r = A - B \log d - n \log \left(\frac{f}{900} \right) + 10 \log \alpha \quad (4.17)$$

donde d es la distancia en kilómetros entre las antenas Tx y Rx, y f es la frecuencia en MHz. Los parámetros A y B dependen de las características del ambiente. Estos han sido determinados de mediciones en varias ciudades con diferentes características que pueden ser usadas como modelos.

$$A, B = \begin{cases} 53.9, 38.4; \text{ Suburban area} \\ 62.5, 36.8; \text{ Philadelphia} \\ 55.2, 43.1; \text{ Newark} \\ 77.8, 30.5; \text{ Tokyo} \end{cases}$$

El factor n tiene los siguientes valores

$n = 2$, en área suburbana y $f < 450$ MHz

$n = 3$, en área urbana y $f > 450$ MHz

El parámetro α esta dado por

$$\alpha = \frac{h_t^2 h_r^m p_t g_t g_r}{3660} \quad (4.19)$$

donde h_t y h_r son las alturas de las antenas Tx y Rx (en metros), respectivamente, p_t es la potencia transmitida en watts, g_t y g_r son las ganancias de las antenas Tx y Rx, respectivamente, y m depende de la altura de la antena Rx en la siguiente manera:

$m = 2$, cuando $h_r > 10$ m

$m - 1$, cuando $h_r < 3$ m

4.2.5 Modelos de Ibrahim y Parson

Estos son dos modelos empíricos derivados de mediciones en Londres en tres diferentes frecuencias (165, 445 y 900 MHz). La antena transmisora estaba a 46m sobre el suelo. Los datos fueron medidos en diferentes áreas cuadradas de 500m por sitio. Para cada área, se determinaron dos coeficientes relacionados con la urbanización: el factor de uso de tierra (F) y el grado de factor de urbanización (U). El término L es el porcentaje de área cubierta por los edificios, mientras que U es el porcentaje de área ocupada por edificios con cuatro o más pisos. Debido a la dificultad de obtener información acerca del parámetro U, en la práctica, se toma en cuenta exclusivamente para áreas altamente urbanizadas.

El primer modelo fue derivado del análisis de regresión múltiple de los datos medidos. La ecuación resultante para la pérdida de trayectoria media es

$$L = -20 \log(0.7h_b) - 8 \log h_m + \frac{f}{40} + 26 \log \frac{k}{40} - 86 \log \left(\frac{f+100}{156} \right) \quad (4.21)$$

$$+ \left[40 + 14.15 \log \left(\frac{f+100}{156} \right) \right] \log d + 0.265L - 0.37H + K$$

donde $K = 0.087 U - 5.5$ para áreas altamente urbanizadas; para el caso contrario $K = 0$. El término h_b representa el alto de la antena de la estación base, y h_m es la altura de la antena móvil, f es la frecuencia, d es la distancia transmisor - receptor y H es la diferencia en altura de tierra promedio entre el área que contiene la estación base y el área el recetor.

El segundo modelo expresa la pérdida de trayectoria media como una corrección, obtenida de mediciones, de la ley de dependencia del cuarto-rango de potencia. Por consiguiente, la pérdida de trayectoria media está dada por

$$L = 40 \log d - 20 \log(h_b h_m) + \beta \quad (4.22)$$

El término de corrección β esta dado por

$$\beta = 20 + \frac{f}{40} + 0.18L - 0.34H + K \quad (4.23)$$

donde $K = 0.094U - 5.9$ para áreas altamente urbanizadas, de lo contrario $K = 0$.

4.2.6 Modelo de McGeehan y Griffiths

Este es un modelo empírico obtenido como una modificación de la ecuación de tierra-plana. La pérdida de trayectoria (en decibeles) está dada por

$$L = 120 - 20 \log(h_b h_m) + 40 \log d + 30 \log f + A \quad (4.24)$$

donde h_b es la altura de la antena de la estación base, h_m es la altura de la antena móvil, f es la frecuencia (en megahertz), d es la distancia transmisor-receptor (en kilómetros), y A es dada para varios ambientes así

$A = 45 \pm 5$ para ciudades viejas con calles estrechas y entretejidas

$A = 55 \pm 5$ para ciudades modernas con calles largas, rectas y anchas

$A = 65 \pm 5$ para áreas suburbanas con ciertas áreas rurales

$A = 75 \pm 5$ para áreas abiertas

4.2.7 Modelo de Atefi y Parsons

Este es un modelo empírico que predice la pérdida de trayectoria media de la siguiente manera:

$$L = 82 + 26.16 \log f + 38 \log d - 21.8 \log h_b - 0.15 \log h_m + L_D \quad (4.25)$$

donde h_b es la altura de la antena de la estación base, h_m es la altura de la antena móvil, f es la frecuencia (en megahertz), d es la distancia transmisor-receptor (en kilómetros) y L_D toma en cuenta las pérdidas por difracción.

4.2.8 Modelo de Sakagami-Kuboi

Este modelo empírico requiere información más detallada acerca del entorno que los modelos previos. Estima las pérdidas de trayectoria de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} L = & 100 - 7.1 \log w + 0.023 \phi + 1.4 \log h_s + 6.1 \log H_1 \\ & - \left[24.37 - 3.7 \left(\frac{H}{h_{b0}} \right)^2 \right] \log h_b \\ & + (43.2 - 3.1 \log h_b) \log d + 20 \log f + \exp[13(\log f - 3.23)] \end{aligned} \quad (4.26)$$

donde w es el ancho (en metros) de las calles donde el receptor está ubicado, Φ es el ángulo (en grados) formados por los ejes de la calle y la dirección de la onda incidente, h_s es la altura (en metros) de los edificios cercanos al receptor, H_l es el promedio de altura (en metros) de los edificios cercanos al punto de recepción, h_b es la altura (en metros) de la antena transmisora respecto al observador, h_{bo} es la altura (en metros) de la antena transmisora respecto el nivel de tierra, H es el promedio de altura (en metros) de los edificios cercanos a la estación base, d es la separación entre el transmisor y el receptor (en kilómetros) y f es la frecuencia (en megahertz).

Los rangos válidos para los parámetros anteriores son:

$$5\text{m} < w < 50\text{m}, 0^\circ < \phi < 90^\circ, 5\text{m} < h_s < 80\text{m}, 5\text{m} < H_l < 50\text{m}, \\ 20\text{m} < h_b < 100\text{m}, h_{bo} \geq H, 0.5\text{km} < d < 10\text{km}, \text{ and} \\ 450 \text{ MHz} < f < 2,200 \text{ MHz}$$

4.2.9 Modelo de Ikegami

Este modelos semideterminístico es adecuado para ambientes urbanos homogéneos. Para la obtención de las ecuaciones de este modelo, técnicas de GTD y GO son aplicadas a una ciudad ideal con edificios de altura uniforme. Se asume una situación de NLOS - o no línea vista - y solo dos rayos son considerados (ver Figura 4.1): (1) rayos difractados en el último borde anterior al móvil (dr) y (2) rayos reflejados en la pared del siguiente edificio (rr).

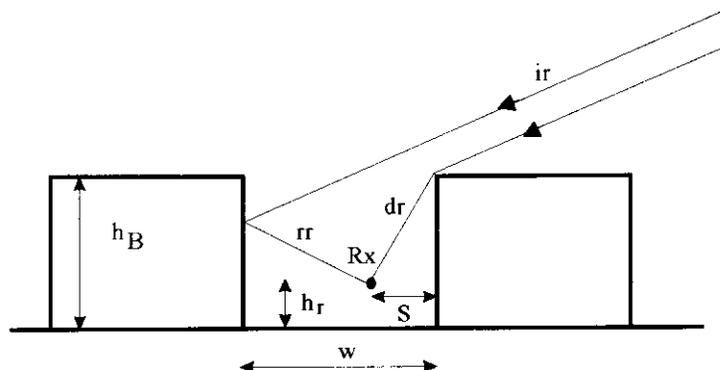


Figura 4.1 Vista lateral del entorno indicando los rayos y los parámetros considerados en el modelo.

Bajo estas asunciones, las pérdidas de trayectoria (en decibeles) esta dada por:

$$L = 26.65 + 30 \log f + 20 \log d - 10 \log \left(1 + \frac{3}{l_r^2} \right) - 10 \log w \quad (4.27) \\ + 20 \log(h_B - h_r) + 1 \log(\sin \phi)$$

donde f es la frecuencia (en megahertz), d es la separación entre la antena transmisora y la antena receptora, w es el ancho de calle donde está ubicado el receptor (Rx), h_B es la altura del edificio, h_r es la altura de la antena receptora, ϕ es el ángulo entre los ejes de la calle y la dirección de los rayos incidentes (ir), y l_r es un parámetro que depende del coeficiente de reflexión de las caras de los edificios. Un valor típico para l_r en la banda de UHF es 3.2.

Este modelo provee buenos resultados cuando el ángulo formado por el rayo incidente (ir) y la horizontal no es bajo. En otros casos, otros mecanismos no considerados en el modelo, pueden tener una contribución importante de campo en el receptor.

4.2.10 Modelo de Walfisch y Bertoni

Este es también llamado el modelo de pantallas de difracción. Es un modelo semideterminístico adecuado para áreas urbanas y suburbanas homogéneas. Las ecuaciones de propagación se derivan de un modelo ideal de una ciudad donde los edificios son organizados de tal forma que forman filas paralelas con altura y ancho uniforme. Muchas de las áreas residenciales en ciudades de Norte América poseen esta estructura. El modelo es válido cuando existe una situación de NLOS entre la estación y el receptor. En dichos casos, el campo propagado desde la antena transmisora a la antena receptora sufre múltiples difracciones al pasar la última fila de edificios. Para evaluar el campo en el receptor, las columnas son modeladas como un conjunto de pantallas de difracción absorbentes que son responsables de las pérdidas de propagación debido a la proximidad de los edificios. El campo es difractado en el último techo y alcanza al receptor directamente. También, el campo difractado en el último es reflejado en el edificio siguiente y después éste alcanza el receptor. Considerando el mecanismo anterior, las pérdidas de trayectoria son estimadas de la siguiente manera:

$$L = 89.55 + 21 \log f + 38 \log d - 18 \log H + A - 18 \log \left(1 - \frac{d^2}{17H} \right) \quad (4.28)$$

donde f es la frecuencia (en megahertz), d es la distancia transmisor-receptor (en kilómetros), y H es la altura promedio de la antena transmisora respecto la altura de los edificios circundantes. El último término toma en cuenta la curvatura de la tierra, y A es el término que modela la influencia de los edificios:

$$A = 5 \log \left[\left(\frac{b}{2} \right)^2 + (h_B - h_m)^2 \right] - 9 \log b + 20 \log \left\{ \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{2(h_B - h_m)}{b} \right] \right\} \quad (4.29)$$

donde h_B es la altura de los edificios (en metros), h_m es la altura del receptor (en metros), y b es el espaciamiento entre filas (ver Figura 4.2). El modelo requiere que la antena transmisora esté arriba del nivel del techo (Nótese que (4.28) se hace infinito cuando H es cercana a cero).

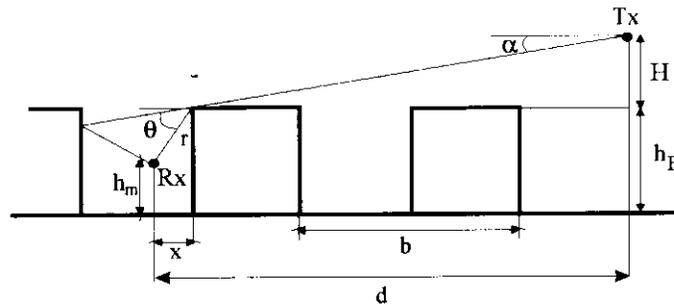


Figura 4.2 Vista lateral del entorno indicando los rayos y los parámetros considerados en el modelo.

4.2.11 Modelo de Xia y Bertoni

Recientemente, el modelo de Walfisch y Bertoni ha sido mejorado para permitir a la antena transmisor estar tanto por debajo como por arriba del nivel del techo. Este modelo extendido requiere que la distancia entre la fuente y el plano del borde más cercano sea la misma que la distancia entre las filas de edificios. La pérdida de trayectoria (en decibeles) en el receptor es calculada como la suma de tres términos:

$$L = L_0 + L_1 + L_2 \quad (4.30)$$

donde L_0 es la pérdida en espacio libre (ver(4.4)), L_1 es la pérdida debido a la última difracción por debajo del nivel del techo, y L_2 toma en cuenta al múltiple campo difractado a lo largo de los techos en el último borde justo antes del receptor. El segundo término puede ser derivado de las ecuaciones de GTD/UTD. Está dado por

$$L_1 = 10 \log \left[\frac{D^2(\theta)}{\pi k \cos \Phi r} \right] \quad (4.31)$$

donde, como muestra la Figura 4.2, r es la distancia desde el borde al receptor, x es la distancia horizontal (medida perpendicularmente a las paredes de los edificios) desde el borde de difracción de los edificios al receptor (en metros), k es el número de onda (en metros $^{-1}$), Φ es el ángulo formado por los ejes de la calle y la línea que conecta el transmisor y el receptor, θ es el ángulo formado por el rayo difractado y la horizontal, y $D(\theta)$ es el coeficiente GTD de difracción dado por

$$D(\theta) = \frac{1}{\theta} - \frac{1}{\theta + 2\pi} \quad (4.32)$$

Como se mencionó en la Sección 2.4, cuando el rayo difractado está en la zona de transición del borde, (4.31) se torna inválido y los coeficientes de difracción de UTD de la sección 2.4 deben de ser usados. Esto sucede para valores bajos de θ .

Si el borde es formado por la pared vertical y el techo, entonces

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{h_B - h_m}{x} \right) \quad (4.33)$$

$$r = \sqrt{x^2 + (h_B - h_m)^2} \quad (4.34)$$

El tercer término (L_2) es derivado de la aplicación de la Óptica Física a la difracción múltiple a lo largo del conjunto de pantallas absorbentes (ver Sección 2.9). La expresión resultante está dada por

$$L_2 = 20 \log Q(g_p) \quad (4.35)$$

donde Q es

$$Q(g_p) = 3.502g_p - 3.327g_p^2 + 0.962g_p^3 \quad (4.36)$$

siendo g_p un parámetro adimensional dado por

$$g_p = \text{tg}^{-1} \left(\frac{H}{1000d} \right) \sqrt{\frac{b \cos \phi}{\lambda}} \quad (4.37)$$

donde λ es la longitud de onda. La ecuación (4.36) es válida para valores de g_p en el rango de $0.01 < g_p < 1.0$, que cubre la mayoría de los casos de macroceldas.

4.2.12 Modelo COST 231-Walfisch-Ikegami

Este modelo semideterminístico es adecuado para ambientes urbanos. Está basado en el modelo de Walfisch-Bertoni y en el modelo de Ikegami. Incluye algunas correcciones empíricas para adaptar el modelo a características de ciudades Europeas. No existen restricciones en la posición de la antena transmisora con respecto al nivel del techo. En el modelo de Walfisch-Bertoni, la pérdida de trayectoria es calculada como la suma de tres términos

$$L = L_0 + L_1 + L_2 \quad (4.38)$$

donde L_0 es la pérdida en espacio libre (ver (4.4)), L_1 es la pérdida debido a la última difracción por debajo del nivel del techo, y L_2 toma en cuenta las múltiples difracciones a lo largo de los techos (excepto la última difracción). El segundo término está dado por

$$L_1 = -16.9 - 10 \log w + 10 \log f + 20 \log(h_R - h_m) + L_{11}(\phi) \quad (4.39)$$

donde w es el ancho de la calle donde está localizado el receptor (en metros), h_g es la altura promedio de los edificios (en metros), h_m es la altura de la antena receptora (en metros), y

$$L_{11}(\phi) = \begin{cases} -10 + 0.3571\phi & 0 < \phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35^\circ) & 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4 - 0.1114(\phi - 55^\circ) & 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (4.40)$$

donde Φ es el ángulo formado por los ejes de la calle y la línea que conecta las antenas del transmisor y receptor. Finalmente, el tercer término

$$L_2 = L_{21} + k_a + k_d \log d + k_f \log f - 9 \log b \quad (4.41)$$

donde

$$L_{21} = \begin{cases} -18 \log(1 + h_B - h_R), & h_B \geq h_R \\ 0, & h_B < h_R \end{cases} \quad (4.42)$$

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_B \geq h_R \\ 54 - 0.8(h_B - h_R), & h_B < h_R \wedge d \geq 0.5\text{m} \\ 54 - 0.4d(h_B - h_R), & h_B < h_R \wedge d < 0.5\text{m} \end{cases} \quad (4.43)$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_B \geq h_R \\ 18 - \frac{15(h_B - h_R)}{h_R}, & h_B < h_R \end{cases} \quad (4.44)$$

$$k_f = -4 + k_{f1} \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (4.45)$$

donde h_B es la altura de la antena transmisora, b es la distancia entre los centros de las filas adyacentes de los edificios, y k_{f1} es 1.5 en centros metropolitanos y 0.7 para los demás casos. Los rangos válidos de los parámetros son

$$800 \text{ MHz} \leq f \leq 2,000 \text{ MHz}, 4\text{m} \leq h_B \leq 50\text{m}, 1\text{m} \leq h_m \leq 3\text{m}, \\ 0.02 \text{ km} \leq d \leq 5 \text{ km}$$

Las ecuaciones anteriores son válidas para situaciones de NLOS. Para los casos de LOS, la pérdida de trayectoria es calculada con una expresión similar a la ecuación de pérdida en el espacio libre pero con diferentes coeficientes que han sido obtenidos experimentalmente de mediciones:

$$L = 42.6 + 26 \log d + 20 \log f \quad (4.46)$$

donde d debe ser mayor que 0.02 km.

4.2.13 Otros Modelos Basados en Arreglos de Pantallas Difractoras

Aparte de los modelos de Xia-Bertoni y COST 231-Walfisch-Ikegami, varios modelos pueden ser obtenidos de la configuración de pantallas difractoras. Estos modelos asumen que el campo en el receptor es el resultado de los mismos mecanismos mencionados en el modelo de Walfisch-Bertoni, pero difieren en la expresión para la difracción múltiple a lo largo de las pantallas absorbentes (el término L_2 en el modelo de Xia-Bertoni).

Andersen y Zang han propuesto una expresión basada en UTD para considerar las múltiples difracciones (ver Sección 2.8).

4.3 MODELOS DE PROPAGACIÓN PARA MICROCELDAS

4.3.1 Modelo de Dos Rayos

El campo en el receptor es calculado considerando solo la contribución del rayo directo y el rayo reflejado en tierra. Por consiguiente, las pérdidas de trayectoria (en decibeles) en el receptor está dado por

$$L = 20 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \left| \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + \Gamma \frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right| \right] \quad (4.47)$$

donde Γ es el coeficiente de Fresnel de tierra (ver Capítulo 2), λ es la longitud de onda, k es el número de onda y r_1 y r_2 son las longitudes de la trayectoria directa y reflejada, respectivamente.

Este modelo es adecuado para ambientes abiertos con un terreno plano. Pero también es adecuado para microceldas con antenas bajas de estación base donde existe línea vista (LOS) entre la antena transmisora y la antena receptora. En estos casos, las reflexiones y difracciones también ocurren en las paredes de los edificios. Estas contribuciones resultan en variaciones rápidas en el modelo simple de dos rayos pero no cambia la pérdida de trayectoria total del modelo de dos rayos.

Si la pérdida de trayectoria dada por (4.47) es expresada como una función de la distancia entre el transmisor d el receptor, puede observarse que la dependencia de L para d puede ser aproximada por dos secciones rectas con diferentes pendientes (n_1 y n_2). El punto de quiebre (también llamado punto de vuelta) entre las secciones aparece a una distancia del transmisor dada por

$$d_b = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (4.48)$$

donde h_t y h_r son las alturas de las antenas transmisora y receptora, respectivamente. El punto de quiebre coincide con el punto donde la elipse de Fresnel del rayo directo -desde el transmisor hacia el receptor- toca la tierra.

En consecuencia, la pérdida de trayectoria puede ser expresada como

$$L = \begin{cases} L_1 + 10n_1 \log d & 1 < d < d_b \\ L_1 + 10n_2 \log(d/d_b) + 10n_1 \log d_b & d > d_b \end{cases} \quad (4.49)$$

siendo L_1 la pérdida de trayectoria (en decibeles) a una distancia de referencia de 1m. Para el modelo teórico de dos rayos para reflexión de tierra, los valores de n_1 y n_2 son 2 y 4, respectivamente. Mediciones en microceldas urbanas para 1800 y 1900 MHz muestran valores entre 2.0 y 2.3 para n_1 y entre 3.3 y 13.3 para n_2 . Esta aproximación es conocida como modelo de pendiente doble.

Una modificación en el modelo original ha sido propuesta por el grupo UIT-R 8/1, donde son consideradas tres secciones, en vez de dos. La pérdida de trayectoria estimada es función exclusivamente del punto de quiebre:

$$L = \begin{cases} 40 + 25 \log d, & d < \frac{d_b}{2} \\ 40 + 25 \log\left(\frac{d_b}{2}\right) + 40 \log\left(\frac{2d}{d_b}\right), & \frac{d_b}{2} \leq d < 4d_b \\ 40 + 25 \log\left(\frac{d_b}{2}\right) + 40 \log(4d_b) + 60 \log\left(\frac{d}{4d_b}\right), & d \geq 4d_b \end{cases} \quad (4.50)$$

4.3.2 Modelos de Rayos Múltiples

Los modelos de rayos múltiples han sido usados en microceldas urbanas, bajo situaciones de LOS, cuando las antenas Tx y Rx están por debajo del nivel de los techos. Estos modelos asumen la configuración de calle llamada "configuración de guía onda". El campo en el receptor proviene del rayo directo entre Tx y Rx, los rayos reflejados a lo largo de tierra y los rayos reflejados sobre los planos verticales de las paredes de los edificios. Un número infinito de rayos reflejados múltiples alcanzan el receptor, por lo que en la práctica, estos modelos consideran solo los más importantes de estos rayos. El modelo de dos rayos puede ser visto como un modelo de rayos múltiples en el cual solo dos rayos son considerados. Se han propuesto modelos de cuatro y seis rayos. El modelo de cuatro rayos consiste en el rayo directo, rayo reflejado en tierra y dos rayos con reflexión simple en las paredes de los edificios. El modelo de seis rayos toma en consideración los mismos mecanismos del modelo de cuatro rayos más dos rayos doble reflejados en las paredes de los edificios. En dichos modelos, todas las contribuciones de los rayos son calculadas usando la aproximación de GTD (ver Sección 2.4).

4.3.3 Modelo de Guía Onda de Rejilla Múltiple

Los modelos de rayos múltiples, cuando son aplicados a ambientes urbanos, asumen que no existen discontinuidades entre los edificios a lo largo de los edificios. Blaunstein y Levin han propuesto un modelo más completo derivado de la configuración de guía onda de rejilla múltiple. Este modelo asume una configuración de la ciudad formada por dos filas paralelas de pantallas (simulando las paredes de los edificios) con cortes distribuidos aleatoriamente (espacios entre los edificios). Este modelo considera el campo directo, las reflexiones de GTD múltiples en las paredes de los edificios, difracciones múltiples de UTD en sus esquinas y reflexiones de GTD en tierra. Las ecuaciones resultantes predicen la locación del punto de quiebre en forma más precisa que para el modelo de dos rayos. La disminución de la potencia después del punto de quiebre es exponencial y no una potencia normada, como se asume en muchos modelos de punto de quiebre. Esto puede explicar porque los coeficientes de potencia normados "forzados o arreglados" a experimentos (después del punto de quiebre) son usualmente muy altos. El modelo puede también explicar la ausencia de puntos de quiebre en algunas condiciones urbanas observadas experimentalmente.

4.3.4 Modelo Uni-Lund

Este es un modelo de microcelda, desarrollado en la Universidad de Lund en Suecia, este es válido para una antena transmisora debajo del nivel del techo. El modelo considera dos situaciones: línea vista (LOS) y no-línea vista (NLOS). En el primer caso, la pérdida de trayectoria es calculada así

$$L = 10 \log k + \frac{10}{4} \log(l_1^4 + l_2^4) \quad (4.51)$$

donde

$$l_1 = d^{n_1}, l_2 = d^{n_2} d_b^{n_1 - n_2} \quad (4.52)$$

donde d es la distancia entre Tx y Rx, d_b es la distancia del punto de quiebre dada por (4.49), y k_1 , n_1 y n_2 son parámetros cuyos valores son arreglados de acuerdo a las mediciones. Los valores resultantes son similares a los valores predichos por el modelo de doble-pendiente, pero en este caso, la transmisión entre las dos secciones en el punto de quiebre es mas suave.

En la situación mostrada en la Figura 4.3, la pérdida de trayectoria en los puntos de observación de NLOS o no-línea vista (ejemplo, el punto Rx en la figura) es calculada como la suma de dos términos. El primer término es la pérdida de trayectoria en el punto O dado por la ecuación de LOS. El segundo término es

$$L = 10[u(d_1) - u(d_2)] \log\left(\frac{d_2}{d_0}\right)^n \frac{\log d - \log d_1}{\log d_2 - \log d_1} + 10u(d_2) \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (4.53)$$

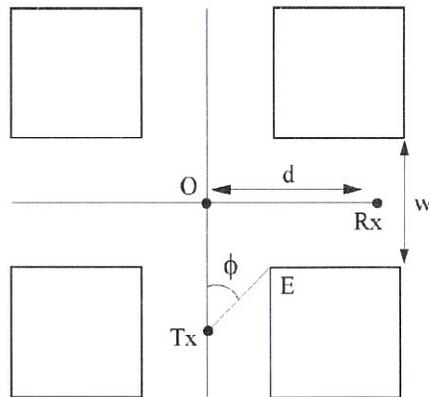


Figura 4.3 Vista superior de un escenario de cruce de calle.

donde $u(x)$ es la función escalón unitario y

$$d_0 = 8.92\phi + 1.7 \quad (4.54)$$

$$d_1 = 10.7\phi + 0.11w + 2.99 \quad (4.55)$$

$$d_2 = 0.31w + 4.9 \quad (4.56)$$

$$n = 2.75 - 1.13 \exp(-23.4\phi) \quad (4.57)$$

y w es el ancho de la calle y Φ es el ángulo formado por los ejes de la calle del transmisor y la línea que va de Tx al borde (E) del edificio que proporciona sombra, como se muestra en la Figura 4.3.

4.4 MODELOS DE PROPAGACIÓN PARA INTERIORES

4.4.1 Modelo de pérdidas de trayectoria Log-Distancia

Este es un modelo empírico que estima las pérdidas de trayectoria (en dB) de la siguiente manera:

$$L = L(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (4.58)$$

donde d es la separación transmisor-receptor, $L(d_0)$ es la pérdida de trayectoria de referencia, d_0 es la distancia a la cual la pérdida de trayectoria es referida (en metros), n es el exponente de pérdida de trayectoria que depende del ambiente, y X_σ es una variable aleatoria con una desviación estándar de σ (en decibeles). La pérdida de trayectoria de referencia puede ser medida o calculada usando la expresión de pérdida de trayectoria para el espacio libre. El término X_σ toma en consideración el ruido del entorno. Los parámetros del modelo [$L(d_0)$, n , y σ] dependen de las características del escenario. Muchos tipos de ambientes interiores en situaciones de LOS y NLOS han sido analizados y, para cada caso, se han obtenido valores para diferentes frecuencias. En muchas frecuencias entre 900 y 4000 MHz, los valores de n varían entre 1.6 y 3.3 y los valores de σ varían entre 3.0 y 14.1 dB. Debido a su simplicidad, este modelo ha sido ampliamente utilizado en entornos de interiores. También, ha sido utilizado en ambientes exteriores de microceldas.

4.4.2 Modelos de Factor de Atenuación

Este es un modelo empírico de interiores que predice la pérdida de propagación (en decibeles) en el mismo piso a través de diferentes pisos. La pérdida de trayectoria esta dada por

$$L = L(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \text{FAF} \quad (4.59)$$

donde n es el exponente de pérdida de trayectoria para observadores ubicados en el mismo piso, y FAF representa el factor de atenuación de piso (en decibeles), que toma en consideración la propagación a través de diferentes pisos. Para la propagación a través de múltiples pisos, cuando el exponente de pérdida de trayectoria n_l es conocido, una expresión alternativa es

$$L = L(d_0) + 10n_l \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.60)$$

Como ejemplo, los valores de factor de atenuación de piso (en decibeles) varían entre 12.9 y 16.2 para transmisión a través de un piso, entre 18.7 y 27.5 a través de dos pisos y entre 24.4 y 31.6 a través de tres pisos. Un valor típico de n es 2.8. Los valores de n_l varían entre 4.19 y 5.22. Este modelo es también conocido como modelo de una-pendiente porque asume que la pérdida de trayectoria depende, linealmente, del logaritmo de la separación entre Tx y Rx.

Una modificación del modelo es la siguiente

$$L = L(d_0) + 20 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \alpha d + \text{FAF} \quad (4.61)$$

donde α es un factor de atenuación determinado experimentalmente para diferentes ambientes interiores. Este modelo es conocido como modelo de pendiente lineal porque la pérdida de trayectoria logarítmica depende linealmente de la separación entre Tx y Rx. Valores experimentales para 850, 1700 y 4000 MHz muestran una variación en el factor de atenuación entre 0.62 y 0.47 dB/m para un edificio de cuatro pisos y entre 0.48 y 0.23 dB/m para un edificio de dos pisos.

4.4.3 Modelo de Keenan-Motley

Un método más sofisticado que considera la atenuación a través de paredes individuales y pisos está dado por

$$L = L_0 + 10n \log d + \sum_{i=1}^I k_{fi} L_{fi} + \sum_{j=1}^J k_{wj} L_{wj} \quad (4.62)$$

donde L_0 es la atenuación a la distancia de referencia (1 metro), n es el exponente de pérdida de trayectoria, d es la distancia transmisor-receptor, L_{fi} es la atenuación a través de los pisos del tipo i , k_{fi} es el número de pisos del tipo i entre el transmisor y el receptor, L_{wj} es la atenuación a través de las paredes del tipo j , y k_{wj} es el número de paredes del tipo j entre el transmisor y el receptor. En este modelo, L_0 y n tienden a ser valores de condiciones de espacio libre ($L_0 = 37$, $n = 2$). Valores típicos para atenuación a través de pisos están entre 12 y 32 dB. Los valores de atenuación a través de las paredes dependen fuertemente del tipo de partición utilizada. Para particiones suaves típicas, los valores de atenuación varían entre aproximadamente 1 y 5 dB, y a través de particiones duras la atenuación puede variar entre 5 y 20 dB.

4.4.4 Modelo de Paredes Múltiples

Para encajar de mejor forma con las mediciones, el modelo de Keenan y Motley ha sido modificado incluyendo una función no lineal para el número de pisos penetrados. La pérdida de trayectoria esta dada por

$$L = L_{FS} + L_C + L_f k_f^{E_f} + \sum_{j=1}^J k_{wj} L_{wj} \quad (4.63)$$

donde L_{FS} representa las pérdidas en espacio libre entre Tx y Rx, L_C es una constante, L_{wj} es la atenuación entre paredes tipo j , k_{wj} es el número de paredes del tipo j entre el transmisor y el receptor, k_f es el número de pisos entre el transmisor y el receptor, L_f representa la atenuación a través de pisos adyacentes, y el exponente E_f en el tercer término esta dado por

$$E_f = \frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \quad (4.64)$$

donde b es una constante que debe ser determinada empíricamente. Valores de parámetros típicos son $L_f = 18.3 \text{ dB}$, $i = 2$, $L_{w1} = 3.4 \text{ dB}$, $L_{w2} = 6.9 \text{ dB}$ y $b = 0.46$ donde L_{w1} son las pérdidas a través de paredes delgadas (menos de 10 cm) y L_{w2} son las pérdidas a través de paredes anchas (mayor que 10 cm).

CAPÍTULO 5

UNA INTRODUCCIÓN AL DISEÑO MICROCELULAR

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan algunas de las técnicas utilizadas para el diseño celular para sistemas microcelulares. Se comenzará con la definición de terminología de diseño microcelular que será utilizada en el resto del capítulo. El siguiente paso es el de establecer los objetivos principales en el diseño celular. Finalmente se considerarán casos reales de diseño microcelular.

5.2 TERMINOLOGÍA DEL DISEÑO CELULAR

A continuación se presentan (en orden alfabético) varios términos relacionados al diseño celular que serán utilizados en el desarrollo de los diversos tópicos en este capítulo:

Área de cobertura de celda: Esta es el área real de la celda para la cual la intensidad de campo es mayor que cierto nivel de umbral.

Canal: Cualquier método que permite la transmisión bidireccional de señales de voz o datos. Existen muchas formas de canales: una banda de frecuencia dedicada (como en FDMA¹); un slot de tiempo dedicado para una secuencia temporal definida sobre una sola frecuencia portadora (como en TDMA²); una secuencia de código usando la técnica de espectro disperso (como en CDMA³); etc. Para este capítulo, se asumirá que los canales están separados y que cada uno de ellos tiene una numeración definida de acuerdo a un orden de tal forma que se adhiere al siguiente criterio: la interferencia de canal adyacente de un par de canales decrece conforme la diferencia de los números asignados a estos canales es mayor.

¹, ², ³ Ramakrishna Janaswamy, *Radiowave Propagation and Smart Antennas For Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001.

Carta de Administración de Canales: Esta son las relaciones de los canales asignados a cada celda de un sistema usando FCA⁴.

Cluster de celdas: Un cluster de celdas es un conjunto de celdas en el cual todos los canales disponibles son utilizados y ninguno de ellos es reutilizado. Muchos sistemas celulares están diseñados repitiendo un cluster de celdas a lo largo del sistema. En este caso, el cluster de celdas es el elemento básico de la arquitectura del sistema. Usualmente en sistemas microcelulares la arquitectura de celdas está muy distante de ser una arquitectura uniforme basada en el concepto de cluster.

Control de Potencia: Usando esta técnica en un canal, cuando la potencia recibida es mayor que un nivel de umbral dado, el transmisor reduce la potencia total radiada hasta que la potencia recibida es cercana al umbral. En esta forma, la interferencia causada por este transmisor es reducida.

Distribuciones de Tráfico: En un sistema celular las distribuciones de tráfico están principalmente caracterizadas por la razón de demanda de canales para nuevas llamadas o handoffs. El número de canales requeridos para manejar el tráfico con un grado de servicio determinado esta dado por el vector de demanda.

Eficiencia de espectro: Este parámetro indica el grado de optimización alcanzado al utilizar el espectro de radio en el sistema celular. Es medido en Erlangs/(MHz x km²). La eficiencia de espectro depende del número de celdas, la tecnología de modulación utilizada y, desde luego, la calidad del diseño de celdas aplicado.

⁴ Manuel F. Cátedra, Jesús Pérez Arriaga, *Cell Planning For Wireless Communications*, Artech House Publishers, 1999.

Eficiencia de trunking: Este parámetro indica la eficiencia del uso compartido de los canales disponibles por un conjunto de estaciones móviles. Este conjunto puede ser formado por los canales de una estación base o todos los del sistema completo. Eficiencias de trunking pobres son obtenidas cuando el número de canales a compartir es menor a 20. Usualmente, no aparecen variaciones significativas en la eficiencia de trunking cuando el número de canales disponibles en el conjunto es mayor que 20.

Grado de servicio (GOS): El parámetro GOS está directamente relacionado con la probabilidad de bloqueo. Usualmente, el GOS está directamente dado por el porcentaje de la probabilidad de bloqueo de un sistema. Muchas veces el valor de GOS en la definición de probabilidad de bloqueo para handoffs es substancialmente mayor que para nuevas llamadas.

Handoff: Cuando una estación móvil (MS) se mueve fuera del área de cobertura de una celda, necesitará ser asignado a un nuevo canal de la estación base (BS) de la celda en la cual ha entrado.

Interferencia cocanal: Cuando dos o más usuarios están utilizando el mismo canal (asignados a la misma frecuencia, slot de tiempo o código), ellos pueden sufrir la llamada "interferencia cocanal". La distancia mínima para celdas donde un canal puede ser reutilizado se llama *distancia de reuso*.

Interferencia de canal adyacente: Cuando dos canales están cerca, ellos sufren la llamada "interferencia de canal adyacente". Existen muchas maneras de reducir la interferencia de canal adyacente: Mejorando los filtros pasabanda de radio frecuencia del canal, controlando la potencia, cambiando la modulación, etc.

Matriz de compatibilidad: En un sistema celular, esta es una matriz cuadrada que tiene tantas filas o columnas como celdas tiene el sistema. El término c_{ij} indica el umbral mínimo para la diferencia de los números de canal asignados a las celdas i y j , que garantiza la compatibilidad entre los usuarios de estos canales. Un valor de cero para el término c_{ij} indica que los mismos canales pueden ser reutilizados en las celdas i y j . Valores pequeños para los términos de la matriz hacen la asignación de canales más fácil. Sistemas microcelulares con una protección digital alta a las interferencias pueden tener matrices de compatibilidad con todos los términos nulos excepto por los términos diagonales que toman el valor de uno. La situación anterior es ideal para el sistema de diseño ya que cualquier canal puede ser asignado a cualquier celda sin problemas de interferencia.

Matriz de probabilidad de transición: La entrada m_{ij} de esta matriz representa la probabilidad para una estación móvil de moverse de una celda i a otra j .

Probabilidad de bloqueo: Esta es la porción no atendida de demanda para la asignación de canal. Se puede distinguir entre probabilidad de bloqueo para nuevas llamadas y para handoffs.

Razón de C/I, o razón de portadora a interferencia (carrier to interference ratio): La calidad de señal recibida depende de la razón de C/I. El valor mínimo de C/I, que garantiza una calidad de señal aceptable, es un parámetro de diseño muy importante. Este valor mínimo varía con la modulación y con la técnica de acceso múltiple utilizada. Un valor de 10 dB es un valor recomendable para sistemas de comunicación móviles digitales, mientras que sistemas análogos pueden requerir cerca de 20 dB.

Vector de demanda: Cada término de este vector corresponde a una celda de un sistema móvil y su valor es el tráfico en Erlangs demandado por la celda.

5.3 OBJETIVOS DEL DISEÑO CELULAR

Entre los objetivos del diseño celular podemos mencionar los siguientes:

1. La cobertura radioeléctrica del área de la celda debe ser garantizada. El campo recibido debe siempre estar arriba de los niveles de umbral, así como los huecos en la cobertura deben ser evitados. Coberturas con un valor de campo constante en toda el área de cobertura también es deseable. Usando una técnica de control de potencia tanto en la BS como en la MS, una cobertura de campo uniforme puede ser lograda en casi toda el área de la celda. Limitaciones en el rango dinámico de control de potencia dan coberturas que son uniformes solo en una parte de la celda. La Figura 5.1 muestra la cobertura de potencia típica para una celda donde las pérdidas de trayectoria están en función de la distancia entre la BS y la MS.

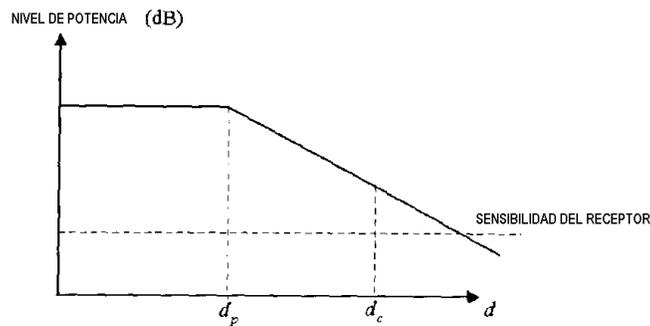


Figura 5.1 Curva de intensidad de la señal recibida en el receptor como función de la distancia entre la estación base y la estación móvil, asumiendo que las pérdidas de trayectoria dependen solo de la distancia y de la técnica de control de potencia utilizada. La intensidad de la señal es constante para $d < d_p$, justo en el rango de distancia donde el control de potencia es efectivo. En toda el área de la celda $d < d_c$, la intensidad de señal está arriba del nivel de sensibilidad del receptor.

2. La cobertura de potencia debe de estar arriba de cierto umbral de sensibilidad del receptor en el mayor porcentaje de puntos posible de la celda, por ejemplo, mayor a 90%. Con el objetivo de no causar interferencia con otras celdas, la intensidad de campo de la señal de cada estación base fuera de la celda debe de ser reducida.
3. La razón C/I en un gran porcentaje del área de cobertura (por ejemplo, 90% o 95% de los puntos en las celda) debe satisfacer un mínimo de calidad en la señal recibida. La matriz de compatibilidad dará las restricciones para los canales indicando el umbral mínimo para la calidad de la señal.
4. Se quiere alcanzar un GOS que provea, en cada celda, suficientes canales para satisfacer su demanda de tráfico para nuevas llamadas y para handoffs. Usualmente, la probabilidad de bloqueo para asignación de handoffs debe ser mucho menor que el bloqueo para nuevas llamadas.
5. Se debe minimizar el número de estaciones base para reducir el costo y el tiempo para el despliegue celular. La aproximación del diseño debe ser flexible con el objetivo de localizar el transmisor de la estación base (antenas) en los sitios disponibles. El número de sitios disponibles es muy limitado y en muchos casos es fuertemente definido por razones no-técnicas.

5.4 DISEÑO DE LA GEOMETRÍA DE UN SISTEMA CELULAR

Tradicionalmente, la forma hexagonal ha sido escogida para la geometría celular en el diseño de sistemas de macroceldas. En estos casos, para los cuales las pérdidas de propagación pueden ser aproximadas por la ley exponencial y donde la demanda de tráfico puede asumirse uniforme, el sistema celular hexagonal es la solución óptima, estableciendo de esta forma las estaciones base en los nodos de la malla hexagonal. Dependiendo de los valores de los coeficientes exponenciales que gobiernan las pérdidas de trayectoria y la razón C/I permitida, pueden obtenerse diferentes clusters de celdas y cartas de administración de canales para el diseño de un sistema celular.

Cuando se está tratando con sistemas microcelulares, las cosas son muy distintas porque la ley exponencial ya no puede ser aplicada. Se podría usar como diseño preliminar la aproximación hexagonal y luego, después de sucesivas modificaciones y ajustes, obtener la geometría microcelular. Sin embargo, puede preverse que la geometría celular final estará muy lejana a la malla hexagonal uniforme. Adicionalmente, debe de recordarse que existen algunas restricciones de carácter no técnico para la elección de los sitios de las antenas. Por lo tanto, probablemente la mejor manera es estimar las áreas de las celdas y comenzar a localizar las antenas en los sitios disponibles siguiendo algunas reglas simples de diseño. Las áreas de las celdas pueden ser estimadas considerando un tráfico por unidad de superficie previsto o estimado y un número de canales por celda deseable que garantice un mínimo de eficiencia de trunking. Después de la primera ubicación de una BS, debe realizarse un análisis del desempeño de este diseño celular preliminar. Si éste no cumple con las especificaciones deseadas, un nuevo ajuste en el diseño celular debe realizarse y el proceso debe de repetirse hasta que el diseño es aceptable. En los ajustes de éste proceso iterativo, se puede variar la ubicación del sitio de la antena, el patrón de radiación de la antena, la orientación de la antena y la potencia radiada por cada BS.

Sin embargo, la dificultad del problema cuando se está lidiando con áreas irregulares de la ciudad con una gran variedad de anchos de calles, alturas de edificios y tamaños de áreas abiertas, requiere de algunas líneas guías para el diseñador microcelular. Se comenzará asumiendo un ejemplo de un área urbana uniforme, como el que se indica en la vista de 3D presentada en la Figura 5.2.

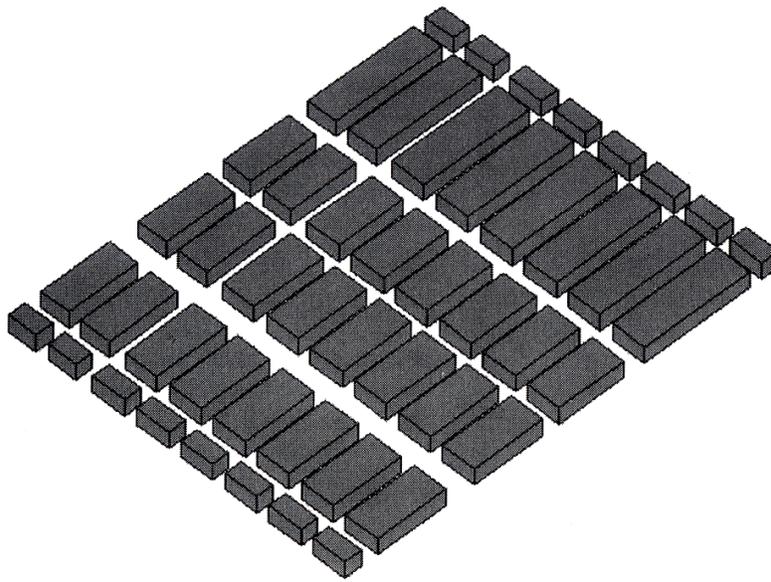


Figura 5.2 Vista tridimensional de una parte del área de Manhattan indicada en al Figura 2.18. El área de superficie de esta sección es 740. 600m, el ancho de las calles varían entre 20m y 30m, y el alto de los edificios ha sido aproximado a un valor uniforme de 25m. En esta aproximación, este escenario puede ser considerado como un ejemplo de un área urbana uniformemente distribuida.

Se puede considerar el entorno urbano de la Figura 5.2 como un área uniforme típica. Muchas mediciones y cálculos de pérdidas de propagación para aplicaciones inalámbricas han sido realizadas para esta área. Se han considerado muchas posibilidades para los sitios de las BS, y se ha analizado la potencia de cobertura para cada uno de estos sitios utilizando una herramienta computacional para el análisis acelerado de propagación (FASPRO⁵), una herramienta de computación validada para el análisis de la propagación en escenarios urbanos. FASPRO esta basado en el modelo de propagación de GTD/UTD tridimensional y considera la difracción en todos los bordes y todos los mecanismos de acople hasta el tercer orden (ejemplo, reflexión-difracción-reflexión), por lo que sus resultados son muy confiables. FASPRO puede calcular la potencia de cada componente de polarización del campo (componentes x , y , z). En todos los casos a presentar, los cálculos han sido obtenidos usando los siguientes parámetros:

- La BS está radiando a una potencia total de 1 mW (0 dBm).

⁵ Cátedra, M. F., J. Pérez, F. Saez de Adana y O. Gutierrez, "Efficient Ray-Tracing Techniques for 3D Analysis of Propagation in Mobile Communications. Application to Picocell and Microcell Scenarios," *IEEE Antennas and Propagation Mag.*, 1998.

- La altura de la antena de la BS es 4.5m.
- Una antena corta de 2 dBi de ganancia es usada para el receptor, a 1.5m de alto. Se ha considerado la suma de la potencia de cada una de las tres componentes de polarización Cartesianas.
- Se ha utilizado una frecuencia de 922 MHz.
- El nivel de campo recibido es obtenido considerando todos los mecanismos simples y dobles de GTD/UTD (ejemplo, difracciones, reflexiones dobles, reflexión-difracción, etc.) y los mecanismos de tercer orden cuando uno de los efectos en la tríada es una reflexión de tierra.
- El campo ha sido calculado en una malla de 100 x 100 puntos de observación, uniformemente distribuidos en el escenario urbano de la Figura 5.2.
- En cada punto de observación, el campo es calculado como el promedio de los valores de GTD/UTD predichos en los puntos y los cuatro puntos más cercanos.

Se han considerado cuatro casos. En el primer caso la BS está justo en el cruce de la calle central. Los resultados de la cobertura de potencia para el caso del cruce de calle con una antena omnidireccional son mostrados en la Figura 5.3 usando un código de grises. Se puede observar simetría y homogeneidad de cobertura y también el hecho de que un campo mayor a -130 dBm (que corresponde a una pérdida de propagación de -130 dB, ya que la potencia transmitida 0 dBm) se extiende más de dos cuadras de la BS en la dirección horizontal y tres cruces de calles en la dirección vertical. El área con mayor nivel, mayor que -100 dBm, se extiende hasta una cuadra en la dirección horizontal y uno y medio cruces de calles en la línea vista (LOS); sin embargo, la potencia de cobertura es muy pequeña en todas las calles que no poseen línea vista (NLOS) al trasmisor, aún las más cercanas. El contorno de las pérdidas constantes son cóncavas, centradas en la locación de la antena y con sus ejes principales en las dos calles perpendiculares definidos por el cruce de calle.

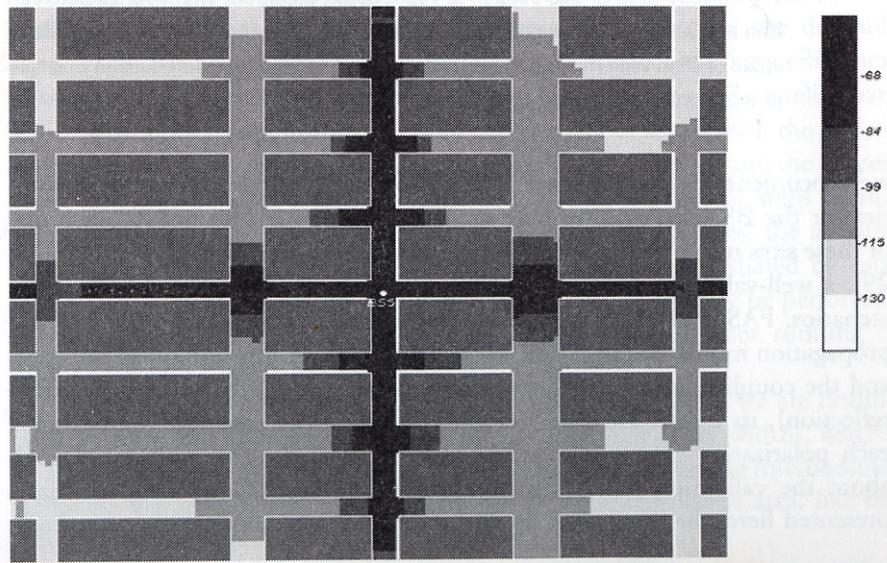


Figura 5.3 Cobertura de potencia (dBm) de una estación base en un cruce de calle con una antena omnidireccional.

La Figura 5.4 muestra todos los cruces de calles del escenario urbano considerado en forma numerada. La arquitectura microcelular simple que ubica a la BS con una antena omnidireccional en cada cruce de calle garantizará la buena cobertura de potencia; sin embargo, dará una matriz de compatibilidad muy mala. Desde luego, no es necesario cubrir todos los cruces de calles con una BS. Existen muchas posibilidades de esquemas para cubrir solo algunos de los cruces de calles.

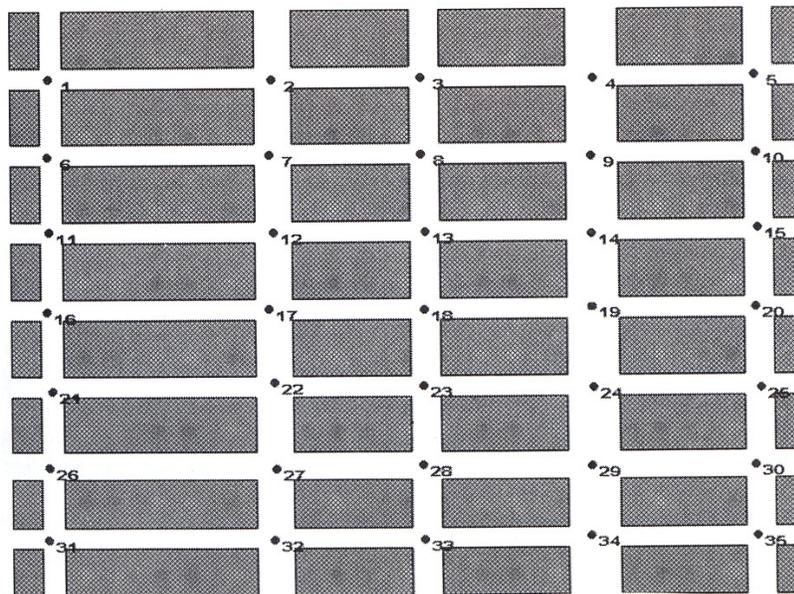


Figura 5.4 Numeración de sitios de antenas en los cruces de calle.

Un esquema menos denso es el de ubicar estaciones base en los cruces de calles con los números: 1, 3, 5, 16, 18, 20, 31, 33, 35 (esquema CO1). Este esquema da una matriz de compatibilidad que no es muy mala, (muchos términos son ceros y los otros no son muy altos), aun cuando en las áreas de NLOS (ejemplo, entre cruces de calles 13 y 15) puede preverse un nivel de cobertura bajo como se puede ver en la Figura 5.5(a), donde los niveles de cobertura son representados asumiendo que todas las estaciones base del esquema CO1 están activas. El área cubierta por cada BS es mostrado en la Figura 5.5(b) considerando la siguiente regla de servicio: Cada punto muestreado de observación esta asociado con la BS que provee el mayor nivel en la potencia de cobertura.

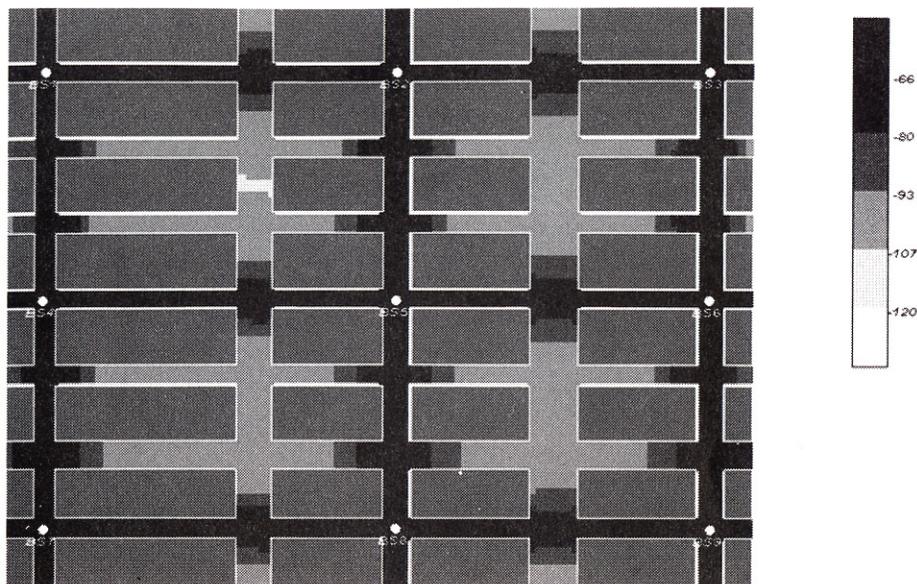


Figura 5.5(a) Niveles de cobertura de potencia (dBm) para el esquema de radio bases CO1 considerando potencia recibida desde el mejor servidor en cada punto.

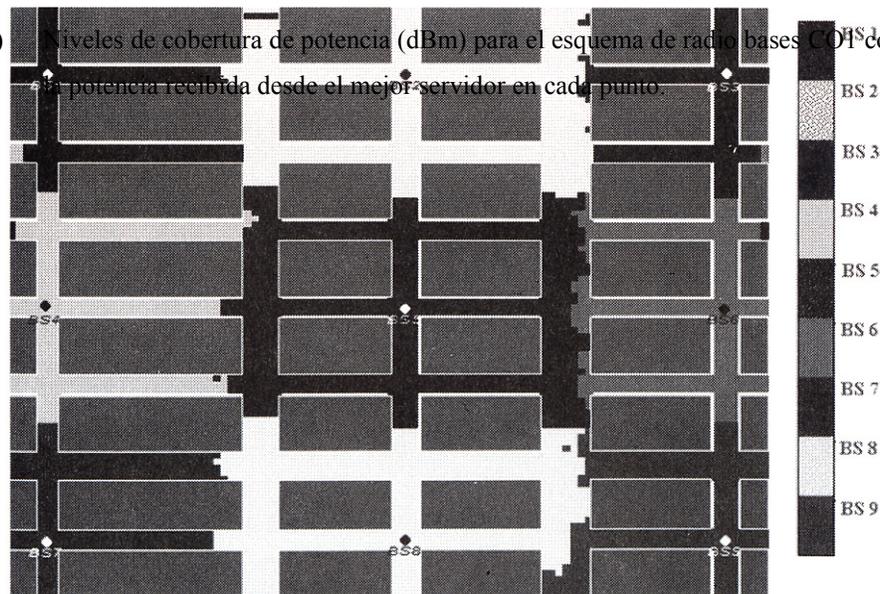


Figura 5.5(b) Área de cobertura para las celdas del esquema CO1 usando antenas omnidireccionales y considerando el mejor servidor en cada punto.

Probablemente, uno de los mejores esquemas usando antenas omnidireccionales puede ser el de localizar las BS en los cruces de calles alternados, por ejemplo, en las intersecciones: 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35 (esquema CO2) o el esquema menos denso: 1, 5, 8, 11, 15, 18, 21, 25, 28, 31, 35 (esquema CO3). Usando los esquemas CO2 y CO3, cualquier punto en cualquier calle está en línea vista y cercano a una BS y muy infrecuentemente, el punto es radiado por dos o más BS. Esto redundará en matrices de compatibilidad favorables y en una buena cobertura de potencia en todas las áreas urbanas consideradas como se muestra en las Figuras 5.6 y 5.7.

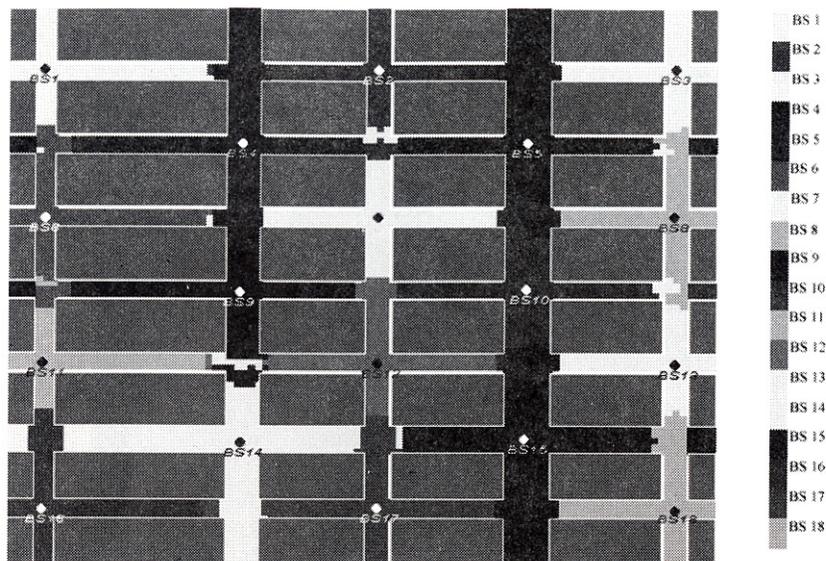


Figura 5.6 Área de cobertura para las celdas del esquema CO2 usando antenas omnidireccionales y considerando el mejor servidor en cada punto.

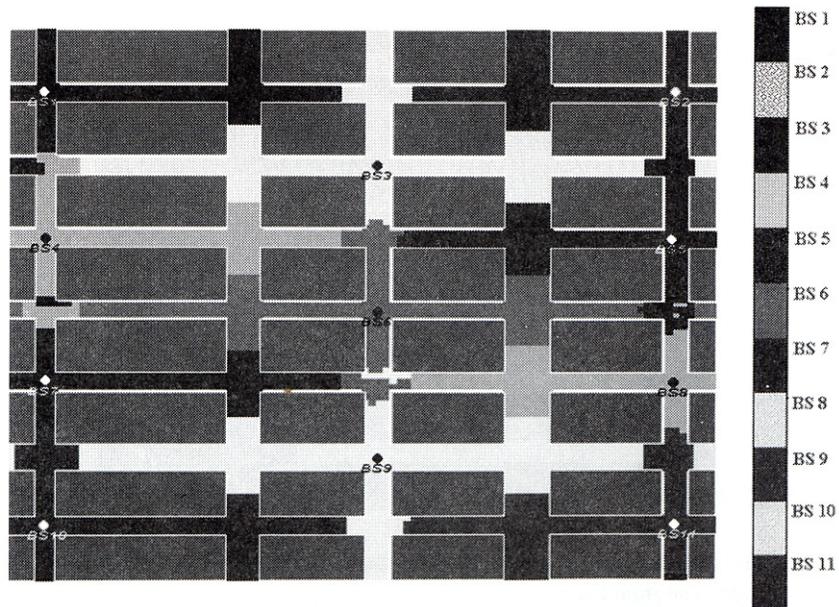


Figura 5.7 Área de cobertura para las celdas del esquema CO3 usando antenas omnidireccionales y considerando el mejor servidor en cada punto.

Una forma de reducir la interferencia entre BSs adyacentes y por lo consiguiente, mejorando la calidad de la matriz de compatibilidad es el de usar antenas directivas. La Figura 5.8 muestra la cobertura de potencia de una BS radiando como en el caso de la Figura 5.3, excepto que ahora la antena es directiva y esta apuntando hacia la derecha. La Figura 5.9 muestra el patrón de radiación de la antena considerada, que tiene una ganancia de aproximadamente 10 dBi y un ancho de haz a -3 dB de 33 grados.

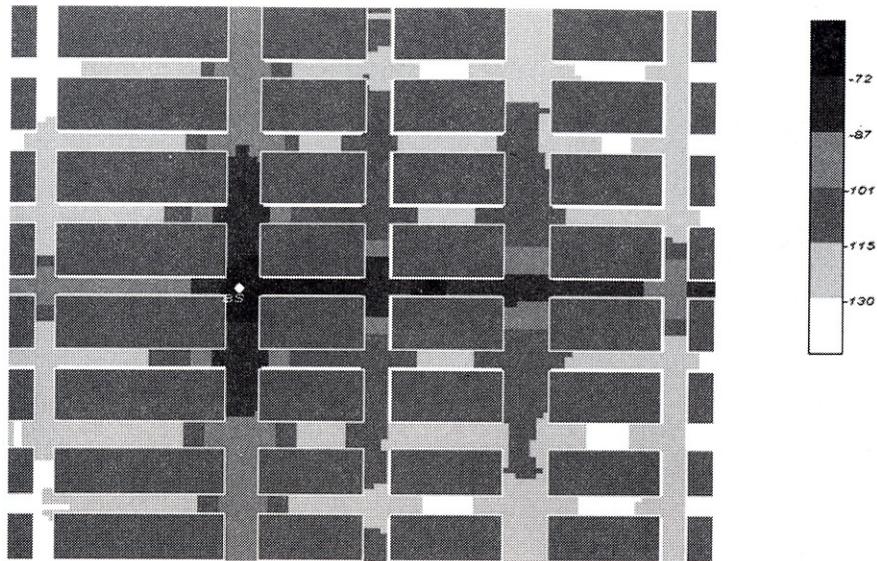


Figura 5.8 Cobertura de potencia (dBm) para una BS en un cruce de calle con una antena direccional.

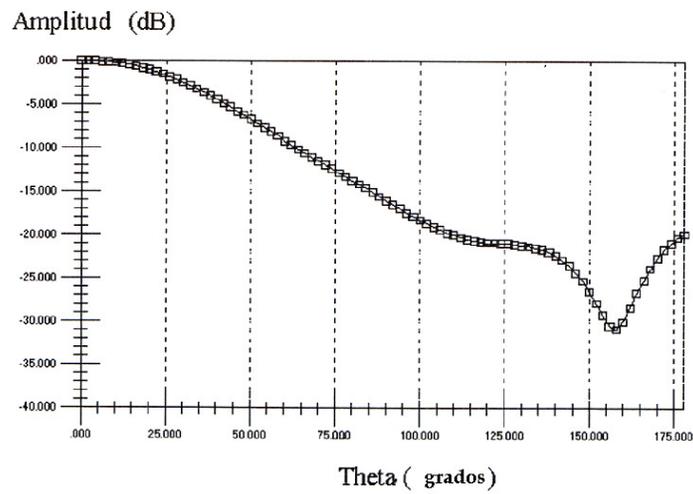


Figura 5.9 Patrón de radiación de la antena direccional utilizada en el análisis de cobertura.

Examinando la Figura 5.8 se puede observar que la intensidad de campo mayor se extiende principalmente en la dirección en que apunta la antena, mientras que en la parte trasera de la antena, el campo decrece muy rápido. El nivel de radiación en las áreas de NLOS es muy bajo. En pocas palabras, esta BS tiene un muy buena cobertura en las calles de LOS que emergen desde la BS en el cruce: hasta tres o cuatro cuadras en la calle donde el eje principal de la antena está ubicado, y hasta aproximadamente un cruce de calle en las calles perpendiculares. El hecho de que esta antena concentra su radiación en una zona moderadamente bien definida puede ser usado para definir esquemas microcelulares con una buena matriz de compatibilidad. Usando la numeración de cruces de calles de la Figura 5.4, se pueden sugerir los esquemas CO1, CO2 y CO3. Las Figuras 5.10, 5.11 y 5.12 muestran las áreas de cobertura de microceldas con estos esquemas. Como se podrá ver en las secciones siguientes, estos esquemas también proveen buenas matrices de compatibilidad.

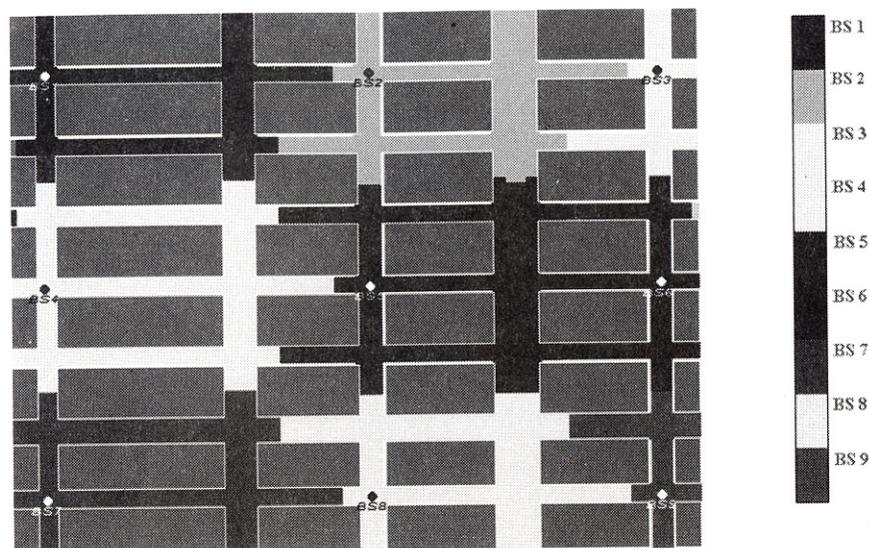


Figura 5.10 Área de cobertura por las celdas del esquema CO1 usando antenas directivas y considerando el mejor servidor en cada punto.

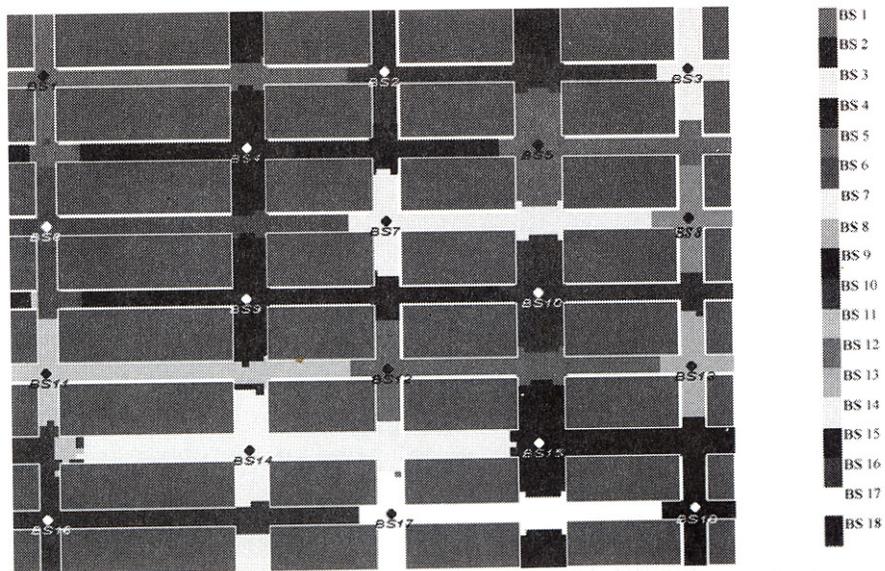


Figura 5.11 Área de cobertura por las celdas del esquema CO2 usando antenas directivas y considerando el mejor servidor en cada punto.

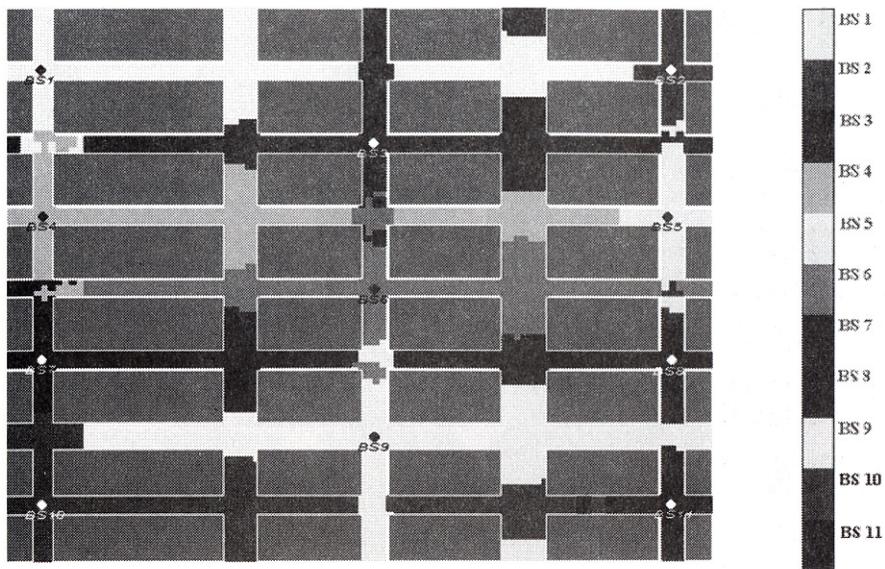
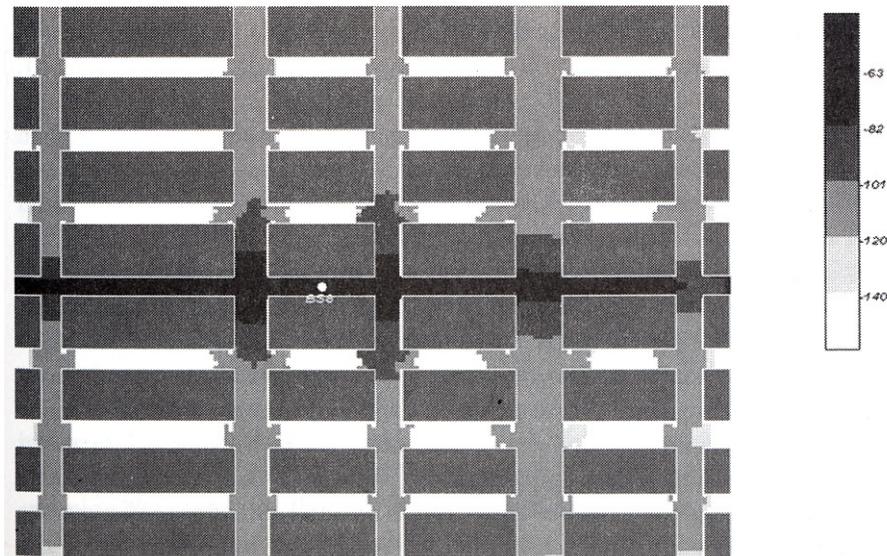


Figura 5.12 Área de cobertura por las celdas del esquema CO3 usando antenas directivas y considerando el mejor servidor en cada punto.

Desde luego, otra solución para la ubicación de las BS es el de seleccionar "puntos medios" entre cruces de calles. Las Figuras 5.13 y 5.14 muestran la cobertura de potencia usando antenas omnidireccionales y directivas. Un comentario general para ambas figuras es que la energía radiada es concentrada en las calles de las BS, especialmente en el caso de la antena direccional. Poca energía va hacia las calles perpendiculares. Con estas ubicaciones de BS, es difícil encontrar esquemas microcelulares que provean simultáneamente una buena cobertura de potencia y una matriz de compatibilidad aceptable. Sin embargo, con algún esfuerzo se puede encontrar buenas soluciones. El nuevo esquema es definido considerando la numeración de sitios de celdas de la Figura 5.15, en particular ubicando las BS en los puntos numerados: 1, 3, 6, 8, 9, 11, 14, 16, 17, 19, 22, 24, 25, 27 (esquema M1). Una vista del área de cobertura de este esquema utilizando antenas omnidireccionales y directivas puede encontrarse en las Figuras 5.16 y 5.17, respectivamente.



Figuras 5.13 Cobertura de potencia (dBm) de una estación base en el medio de la calle con una antena omnidireccional.

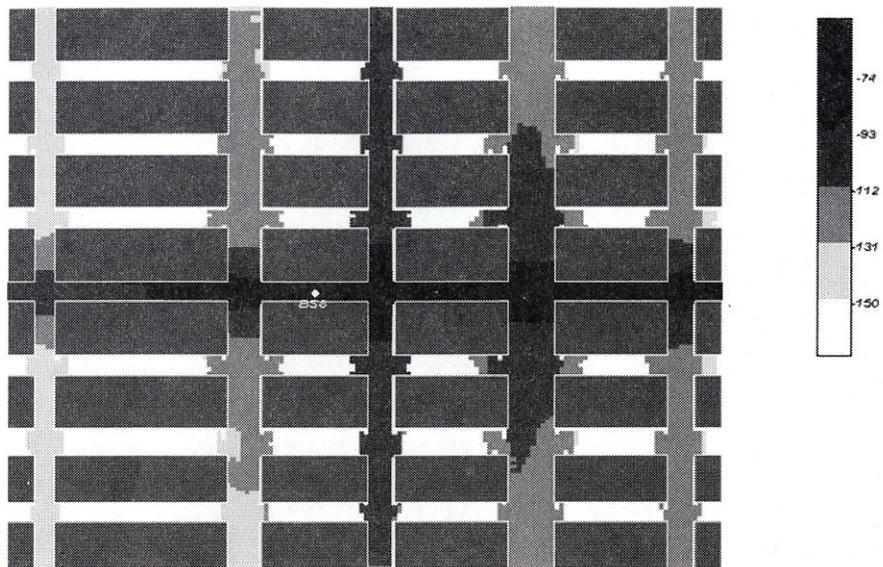


Figura 5.14 Cobertura de potencia (dBm) de una estación base en el medio de la calle con una antena directiva.

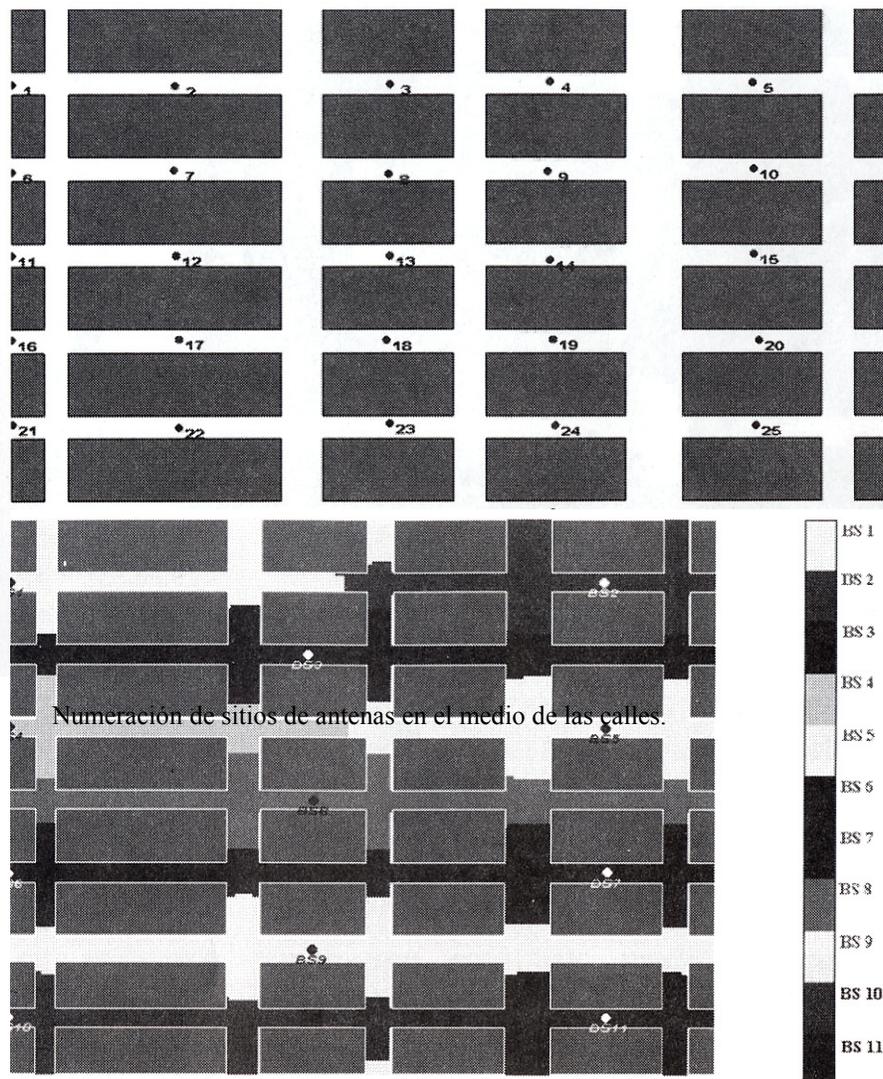


Figura 5.15 Numeración de sitios de antenas en el medio de las calles.

Figura 5.16 Área de cobertura por las celdas del esquema M1 usando antenas omnidireccionales y considerando el mejor servidor en cada punto.

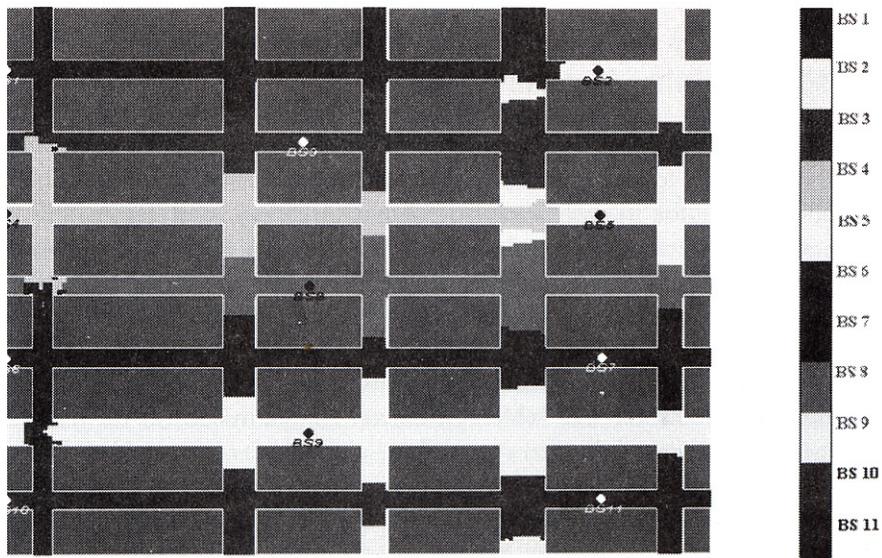


Figura 5.17 Área de cobertura por las celdas del esquema M1 usando antenas directivas y considerando el mejor servidor en cada punto.

Hasta ahora solo se han analizado y propuesto algunos esquemas microcelulares para un escenario urbano uniforme de Manhattan, mostrado en la Figura 5.2 Pero que pasa cuando se tiene un escenario urbano irregular, como por ejemplo el caso en el centro de Madrid, mostrado en la Figura 2.22. Para este nuevo caso, se puede intentar usar los mejores casos obtenidos del caso uniforme. La Figura 5.18 muestra, en un corte horizontal del escenario, los sitios de BS escogidos para obtener una combinación de los esquemas microcelulares CO3 y M1. Se llamará al nuevo esquema I1. La Figura 5.19 muestra las áreas de cobertura considerando antenas omnidireccionales. Las mismas celdas son presentadas en la Figura 5.20 considerando antenas directivas (apuntando desde izquierda a derecha en una dirección horizontal). Se puede observar que los esquemas son, como primera solución, muy buenos. Pero a través de ajustes de los sitios de las antenas y la potencia radiada para cada BS, puede obtenerse una solución mejor para la cobertura de potencia.

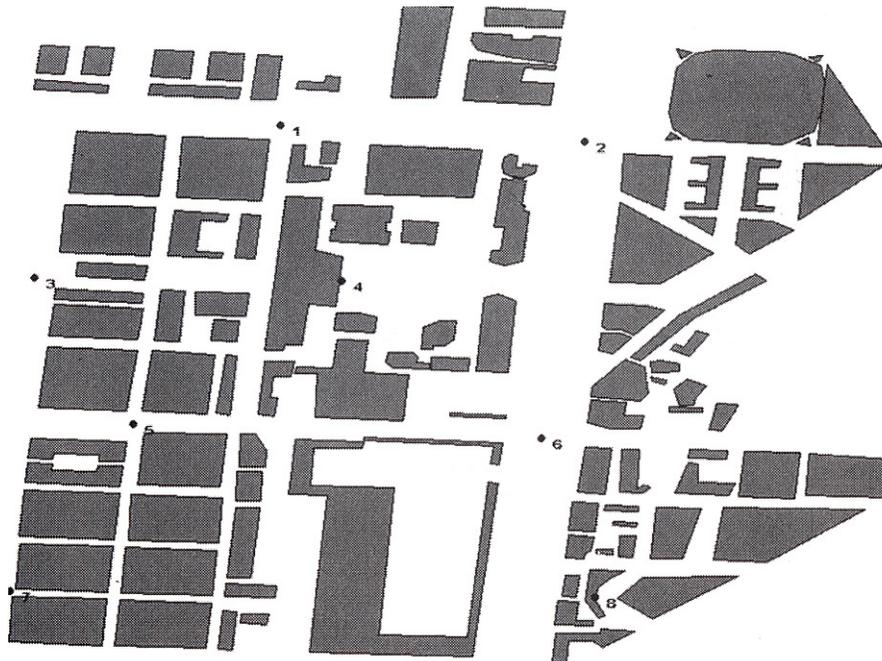


Figura 5.18 Ubicación de varios sitios de antenas en cruces de calles para un caso urbano irregular, I1.

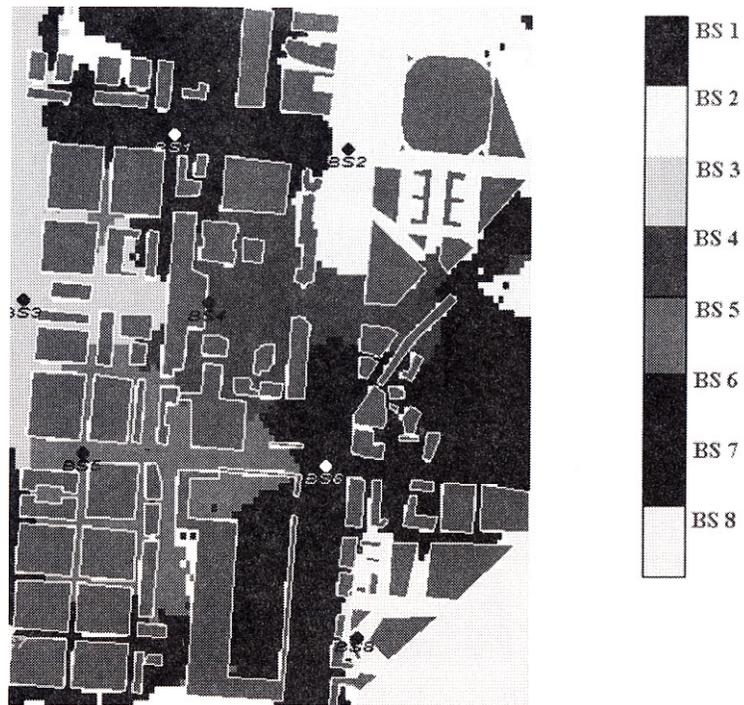


Figura 5.19 Área de cobertura por las celdas del esquema II usando antenas omnidireccionales y considerando el mejor servidor en cada punto.

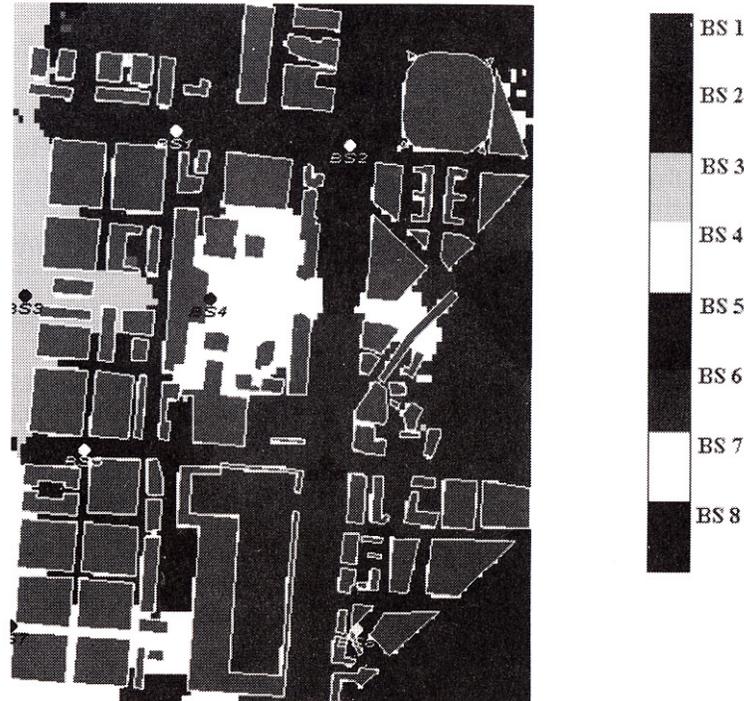


Figura 5.20 Área de cobertura por las celdas del esquema II usando antenas directivas y considerando el mejor servidor en cada punto.

5.5 ANÁLISIS DE MATRICES DE COMPATIBILIDAD PARA ALGUNOS SISTEMAS MICROCELULARES

En esta sección se presentarán algunos de los resultados y conclusiones de un análisis de interferencia de las esquemas de localización de BS descritos en la sección previa. En particular, los valores para las áreas de las celdas, matrices de interferencia y matrices de compatibilidad son mostradas en las Tablas 5.1 y 5.2 para los casos de CO1 y II, ambos con antenas omnidireccionales. Estos valores han sido obtenidos utilizando las expresiones de los Apéndices 5A, 5B y 5C para el cálculo de la áreas de microcelda, términos de matrices de interferencia y términos de matrices de compatibilidad, respectivamente. Las expresiones han sido aplicadas considerando los siguientes datos: (1) un valor de 18 dB para el nivel de umbral de C/I, que garantiza la compatibilidad; (2) 7.5 dB por octava como pendiente del filtro frente-final (front-end filter), y (3) las pérdidas de propagación generadas por el código FASPRO, descrito en la sección previa. Si examinamos los aspectos de las matrices de ambas tablas, se puede concluir que es difícil observar un comportamiento uniforme en la forma de las matrices y que no es posible el deducir una relación para describir como varían los diferentes términos de la matriz. Esto es especialmente cierto en el caso de la Tabla 5.2, que presenta los resultados para un escenario urbano muy irregular. La mayoría de las asimetrías de la Tabla 5.1 son debidas a las pequeñas asimetrías de la geometría urbana. En realidad, las antenas no están localizadas exactamente en el centro de los cruces de calles para las locaciones de las BS indicadas en la Figura 5.5. En las aplicaciones del mundo real, uno debe esperar este tipo de asimetrías. Resumiendo, puede decirse que en los sistemas microcelulares, la matriz de compatibilidad es usualmente muy irregular y por consiguiente, los algoritmos para asignación de canales deben de ser capaces de manejar esta clase de matrices de compatibilidad arbitrarias.

Tabla 5.1

Resultados detallados del análisis de compatibilidad para el caso CO1 con antenas omnidireccionales

No DE CELDAS : 9 ÁREA DE CELDAS (km²):								
.01169	.03054	.01059	.01651	.03898	.01623	.01426	.03201	.01591
MATRIZ DE INTERFERENCIA (dB)								
.000	2.639	14.80	4.077	11.82	18.62	10.80	15.50	22.61
3.656	.000	1.921	7.210	4.433	10.81	16.23	12.37	16.74
11.78	1.234	.000	16.73	8.693	5.963	22.24	16.82	14.07
4.844	11.51	24.84	.000	1.837	12.20	4.560	10.76	21.69
7.875	2.84	15.86	3.362	.000	.775	6.771	3.977	10.36
14.80	9.60	4.50	11.80	1.004	.000	14.24	10.29	4.970
11.84	15.88	24.01	5.568	9.345	15.57	.000	2.233	15.22
16.69	11.75	18.17	9.648	3.988	10.98	3.532	.000	.589
23.26	14.59	15.78	16.47	11.114	4.644	12.16	.963	.000
MATRIZ C [Espaciamiento de canal , 90% de C/lli de celdas < 18.0 dB] :								
2.6	2.1	1.0	1.8	1.3	1.0	1.0	1.0	.0
2.1	2.6	2.4	1.4	2.0	1.1	1.0	1.0	1.0
1.0	2.4	2.6	1.0	1.2	1.7	.0	1.0	1.0
1.8	1.4	1.0	2.6	2.2	1.0	1.7	1.1	1.0
1.3	2.0	1.2	2.2	2.6	2.5	1.4	1.8	1.0
1.0	1.1	1.7	1.0	2.5	2.6	1.0	1.0	1.7
1.0	1.0	.0	1.7	1.4	1.0	2.6	2.1	1.0
1.0	1.0	1.0	1.1	1.8	1.0	2.1	2.6	2.5
.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.7	1.0	2.5	2.6

Tabla 5.2

Resultados detallados del análisis de compatibilidad para el caso II con antenas omnidireccionales

No. DE CELDAS : 8							
ÁREAS DE (km²):							
.14516	.14253	.08732	.10344	.10515	.26892	.04218	.09507
MATRIZ DE INTERFERENCIA (dB):							
.000	6.771	9.941	26.085	9.935	25.533	18.889	38.600
9.620	.000	26.847	9.052	26.908	9.134	21.460	38.351
23.362	64.829	.000	55.319	15.340	70.855	5.372	81.939
21.719	9.085	14.589	.000	21.450	8.955	70.019	52.750
26.383	32.518	17.095	23.720	.000	8.049	10.932	39.739
32.949	8.716	45.953	5.214	6.294	.000	25.577	18.245
36.025	72.523	11.817	92.247	15.239	81.806	.000	81.939
71.727	57.123	86.266	51.696	83.659	16.785	72.981	.000
MATRIZ C [Espaciamiento de canal , 90% de C/Ifi de Celdas < 18.0 dB] :							
2.6	1.4	1.1	.0	1.1	.0	.0	.0
1.4	2.6	.0	1.1	.0	1.2	.0	.0
1.1	.0	2.6	1.0	1.0	.0	1.6	.0
.0	1.1	1.0	2.6	.0	1.6	.0	.0
1.1	.0	1.0	.0	2.6	1.5	1.0	.0
.0	1.2	.0	1.6	1.5	2.6	.0	1.0
.0	.0	1.6	.0	1.0	.0	2.6	.0
.0	.0	.0	.0	.0	1.0	.0	2.6

Se pueden usar las figuras de compatibilidad para medir la calidad de la matriz de compatibilidad del esquema de locación de BS. Se define como figura de compatibilidad a la sumatoria de un conjunto de elementos de la matriz de compatibilidad. Las unidades de las figuras de compatibilidad son expresadas en *canales de separación*, las mismas unidades de la matriz de compatibilidad. Si se considera una BS como una referencia en cualquiera de los esquemas de BS uniformes de la Figura 5.5, se pueden definir tres figuras de compatibilidad:

1. La figura de compatibilidad para la primera hilera de BS. Este grupo está definido por las cuatro BS más cercanas a la BS de referencia, y localizados en los puntos finales de la cruz Latina (+), que tiene su centro en la BS de referencia. La figura de compatibilidad es la sumatoria de los cuatro términos de compatibilidad que relacionan las BS del grupo con la referencia BS.
2. La figura de compatibilidad para la segunda hilera de BS. Esta figura es calculada en una forma similar a la utilizada para el primer grupo, excepto que ahora las cuatro BS del grupo están localizadas en los puntos finales de una cruz Griega (×).
3. La figura de compatibilidad total, definida como la sumatoria de las figuras de la primera y segunda hilera.

Para obtener estos valores representativos, las figuras de compatibilidad han sido promediadas considerando muchas BS de referencia. La Tabla 5.3 muestra las figuras de compatibilidad para las configuraciones de BS descritas en la sección 5.4. En el esquema II de la Tabla 5.3, que corresponde a un escenario urbano irregular, es difícil de distinguir la BS de la primera y la segunda hilera. Para estos últimos casos, las figuras de compatibilidad totales han sido calculadas considerando una BS de referencia: aquella que tiene el valor de figura máximo.

Tabla 5.3

Figuras de Compatibilidad para la localización de estaciones bases de los esquemas de la sección 5.4

Configuración de Microcelda	Primer Grupo	Figura de Interferencia Segundo Grupo	Total
C1 OMNI	8.5	4.9	13.4
C2 OMNI	7.1	4.6	11.7
C3 OMNI	5.0	4.0	9.0
C1 DIRECTIVA	6.8	2.0	8.8
C2 DIRECTIVA	4.1	5.5	9.6
C3 DIRECTIVA	5.7	5.1	10.8
M1 OMNI	3.4	4.0	7.4
M1 DIRECTIVA	4.2	4.6	8.8
I1 OMNI			5.3
I1 DIRECTIVA			7.4

Analizando las figuras de compatibilidad de la Tabla 5.3 se puede concluir que, en general, ellas son muy aceptables, especialmente para los casos M1 e I1.

APÉNDICE 5A. CÁLCULO DEL VECTOR DE DEMANDA

El área total del sistema inalámbrico es dividido en una cuadrícula de pequeños rectángulos $S_{\Delta}(i,j)$, de área $\Delta x \Delta y$. El centro del rectángulo $S_{\Delta}(i,j)$ esta dado por

$$r_{ij} = i\Delta\hat{x} + j\Delta\hat{y} \quad (5A.1)$$

Los puntos r_{ij} serán referidos como *puntos de muestreo*. La BS número M es localizada en el punto r_M y radia una potencia máxima de V_M (dBm). El nivel de potencia en r_{ij} debido a la estación base número M puede ser calculado así:

$$W_M(i,j) = V_M - L_M(i,j) \quad (\text{dBm}) \quad (5A.2)$$

donde $L_M(i,j)$ incluye todas las pérdidas de propagación y las ganancias de antenas.

El área S_M , que pertenece a una microcelda M , es formada por todos los rectángulos en donde la potencia recibida por la estación base M es mayor que la potencia recibida de cualquier otra BS. Matemáticamente, se tiene

$$S_{\Delta}(i,j) \in S_M \text{ si } W_M(i,j) \geq W_N(i,j) \text{ para } N = 1, 2, \dots, N_T; \quad N \neq M \quad (5A.3)$$

donde N_T es el número total de BS. S_M puede también ser especificado con la ayuda de la función $SD_M(i,j)$, donde

$$SD_M(i,j) = \begin{cases} 1 & \text{si } W_M(i,j) \geq W_N(i,j) \text{ para } N = 1, 2, \dots, N_T; \quad N \neq M \\ 0 & \text{otro} \end{cases} \quad (5A.4)$$

El tráfico (en Erlangs) requerido por los suscriptores potenciales en S_M será

$$T(M) = \Delta x \Delta y \sum_{i=i_{\min}}^{i_{\max}} \sum_{j=j_{\min}}^{j_{\max}} SD_M(i,j) t(i,j) \quad (5A.5)$$

Donde $t(i,j)$ es el tráfico estimado por unidad de superficie en el punto r_{ij} . Dos clases de tráfico deben ser considerados: el tráfico del surgimiento de nuevas llamadas y el tráfico para los handoffs. La densidad de tráfico para las nuevas llamadas puede ser considerado uniformemente distribuido en todas las áreas de microcelda. El tráfico de handoffs depende de la movilidad de los suscriptores, la duración de la llamada y límites comunes entre microceldas. Una primera estimación para ambas distribuciones de tráfico es el de considerar sus densidades de tráfico, $t(i,j)$, como una constante en la superficie entera del sistema.

El vector de demanda, $V(M)$, puede ser obtenido usando la fórmula B de Erlang^{6A}, asumiendo que las nuevas llamadas son botadas si todos los canales de la estación base M están ocupados. Para una probabilidad de bloqueo específica P_b , los vectores $V(M)$ y $T(M)$ están relacionados por

$$P_b = \frac{(T(M))^{V(M)}}{(V(M))!} \sum_{i=0}^{V(M)} \frac{(T(M))^i}{i!} \quad (5A.6)$$

En la última ecuación, los vectores $V(M)$ y $T(M)$ se asumen redondeados a sus valores enteros superiores más cercanos.

APÉNDICE 5B: CÁLCULO DE LA MATRIZ DE INTERFERENCIA

^{6A} Ramakrishna Janaswamy, *Radiowave Propagation and Smart Antennas For Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001

La matriz de compatibilidad, $CM(M,N)$, se obtendrá a partir de la matriz de interferencia $IM(M,N)$. La entrada $IM(M, N)$ es el valor de C/I de tal forma que, por lo menos, en el 90% de los puntos de S_M , la razón entre la potencia recibida del canal deseado de la estación base M y la potencia de interferencia de un canal indeseado de una estación base N es igual o mayor que ese valor de C/I (criterio del 90%). Matemáticamente, se tiene

$$F_{MN}[CI_{MN} \leq IM(N, M)] = 0.1 \quad (5B.1)$$

donde F_{MN} es una función probabilística acumulativa^{6B} que puede ser asociada con la razón C/I:

$$CI_{MN}(i,j) = W_M(i,j) - W_N(i,j) \text{ (dB)} \quad (5B.2)$$

definida sobre los puntos de muestreo (i,j) , que corresponden a la celda M .

El cálculo de $IM(M,N)$ cambia si está operando el control de potencia. Se verá a continuación como calcular la matriz de interferencia con y sin control de potencia.

5B.1 CÁLCULO DE $IM(M,N)$ SIN CONTROL DE POTENCIA

5B.1.1 Términos Diagonales $IM(M,N)$

En este caso las señales deseadas e indeseadas tiene el mismo nivel de potencia en todos los puntos de muestreo. Por consiguiente, todos los puntos de muestreo tiene la misma C/I:

$$CI_{MM}(i,j) = IM(M,M) = 0 \text{ dB} \quad (5B.3)$$

5B.1.2 Términos Arbitrarios $IM(M,N)$, $M \neq N$

Ahora, el valor de $IM(M,N)$ es encontrado aplicando (5B.1) y (5B.2).

^{6B} Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd ed., New York: John Wiley, 1993.

5B.2 CÁLCULO DE $IM(M, N)$ CON CONTROL DE POTENCIA

5B.2.1 Términos Diagonales $IM(M, N)$

Gracias al control de potencia, la potencia de transmisión puede ser reducida y luego la razón C/I en el punto de muestreo (i, j) , puede ser diferente de 0 dB. Se llamará $\Delta M(i, j)$ y $\Delta' M(i', j')$ a las reducciones en la potencia transmisora para una estación móvil localizada en los puntos (i, j) y (i', j') , respectivamente. La razón $CI_{MM}(i, j)$, entre la potencia deseada para un MS en (i, j) y la potencia indeseada que esta MS esta recibiendo debido a un canal utilizado por una MS localizado en (i', j') está dada por

$$\begin{aligned} CI_{MM}(i, j) &= [W_M(i, j) - \Delta M(i, j)] - [W_{M'}(i', j') - \Delta' M(i', j')] \\ &= \Delta' M(i', j') - \Delta M(i, j) \end{aligned} \quad (5B.4)$$

donde ΔM y $\Delta' M$ son los decrementos en la potencia recibida de las señales deseadas y no deseadas, respectivamente, debido al control de potencia. Otra vez, podemos asumir una variable aleatoria, CI_{MM} , relacionada con la función definida en (5B.4).

La función probabilística acumulativa para CI_{MM} puede ser obtenida de las funciones de densidad acumulativa $F_{\Delta M}(\Delta M)$ y $F_{\Delta' M}(\Delta' M)$, que puede ser formada considerando ΔM y $\Delta' M$ como variables aleatorias:

$$F_{MM}(CI_{MM}) = \int_0^{\Delta' M_{max}} F_{\Delta M}(\Delta' M - CI_{MM}) f_{\Delta' M}(\Delta' M) d\Delta' M \quad (5B.5)$$

donde $\Delta' M_{max}$ es el valor máximo permitido para $\Delta' M$ y $f_{\Delta' M}(\Delta' M)$ es la función de densidad probabilística de $\Delta' M$. Aplicando el criterio del 90%, los términos diagonales de la matriz IM son obtenidos

$$F_{MM}[CI_{MM} \leq IM(M, M)] = 0.1$$

(5B.6)

5B.2.2 Cálculo de Términos Arbitrarios $IM(M,N)$, $M \neq N$ con Control de Potencia

Primero, se define al variable aleatoria $CI_{MM'}$, que da la razón C/I considerando que no se aplica control de potencia en la microcelda N :

$$CI_{MN'} = CI_{MN} - \Delta M \quad (5B.7)$$

donde CI_{MN} es la variable aleatoria asociada con la función $CI_{MN}(i,j)$ definida en (5B.2) y ΔM esta definida al igual que en la sección anterior. La función probabilística acumulativa de $CI_{MM'}$ esta definida por

$$F_{MN'}(CI_{MN'}) = \int_0^{\Delta M_{\max}} F_{MN}(CI_{MM'} + \Delta M) f_{\Delta M}(\Delta M) d\Delta M \quad (5B.8)$$

Luego, la variable aleatoria $CI_{MN''}$ que representa la C/I en la microcelda M cuando el control de potencia es activado en ambas microceldas M y N , puede ser definida como

$$CI_{MN''} = CI_{MM'} + \Delta' M \quad (5B.9)$$

La función probabilística acumulativa para $CI_{MM''}$ es ahora dada por

$$F_{MN''}(CI_{MN''}) = \int_0^{\Delta' M_{\max}} F_{MN'}(CI_{MM''} - \Delta' M) f_{\Delta' M}(\Delta' M) d\Delta' M \quad (5B.10)$$

Aplicando el criterio del 90%, los términos no diagonales de la matriz IM son obtenidos solventando

$$F_{MN''}[CI_{MN''} \leq IM(M, N)] = 0.1 \quad (5B.11)$$

APÉNDICE 5C: CÁLCULO DE LA MATRIZ DE COMPATIBILIDAD

De la matriz de interferencia y de los parámetros particulares del sistema de comunicación (modulación, tipo de acceso múltiple, etc.), es fácil el calcular la matriz de compatibilidad, $CM(M,N)$.

Uno de los datos significativos del sistema es el valor mínimo de la razón $(C/I)_o$, que garantiza una calidad aceptable en la señal deseada. Si el término $IM(M,N)$ de la matriz de interferencia es mayor que $(C/I)_o$, entonces las microceldas M y N son completamente compatibles; eso significa que el mismo canal puede ser reutilizado en ambas celdas. El término $CM(M,N)$ es hecho igual a cero para todos los pares de microceldas que permiten la reutilización de canales:

$$CM(M, N) = 0 \quad \text{si } IM(M, N) \geq (C/I)_o \quad (5C.1)$$

Si el término $IM(M,N)$ es menor que $(C/I)_o$, entonces se tendrá interferencia cocanal si el mismo canal es utilizado en las microceldas M y N . En este caso, se pueden tener aún, en sistemas FDMA, interferencia de canal adyacente si canales cercanos en frecuencia son utilizados. El nivel de potencia interferente es mitigada por pérdidas adicionales del filtro frente-final (*front-end filter*) del receptor. Para dos canales a y b, separados en frecuencia por $n\Delta f$, donde Δf es el ancho de banda de cada canal, las pérdidas adicionales están dadas por

$$L(n) = \frac{K}{0.3} \log_{10} \left(\frac{n\Delta f}{\Delta f} \right) = \frac{K}{0.3} \log_{10} n \quad (5C.1)$$

donde K es la pendiente del filtro frente-final en decibeles por octava y n es el número de canales entre los canales a y b.

El término $CM(M,N)$ esta dado ahora por

$$IM(M, N) + L(n_o) = (C/I)_o \quad (5C.3)$$

$$CM(M, N) = n_o \quad (5C.4)$$

Algunas veces la matriz de compatibilidad es aproximada al entero superior más cercano

$$CM(M, N) = \text{INT}(n_o) \quad (5C.5)$$

Usualmente, esta matriz es simétrica.

CAPÍTULO 6

EL DESVANECIMIENTO Y LA INTERFERENCIA COMO PROBLEMAS INHERENTES DE LOS SISTEMAS MÓVILES

6.1 INTRODUCCIÓN

Uno de los objetivos principales en el diseño de sistemas de redes celulares es el de satisfacer la demanda de tráfico de todos los usuarios potenciales con un estándar mínimo de calidad en la señal recibida. Paralelo a lo anterior, se busca también el incremento de la tasa binaria que pueda ofrecerse en el ancho de banda disponible y en un área determinada, en otras palabras, se busca aumentar la capacidad del sistema. Sin embargo, existen limitaciones inherentes a los sistemas de comunicación móvil que están determinadas por las condiciones de operación y propagación entre el transmisor (deseado e interferentes) y el receptor. Por ejemplo, los canales de tráfico se transmiten a través de antenas omnidireccionales o bien sectorizadas, a pesar del carácter eminentemente punto a punto de la comunicación. Por este motivo, se está emitiendo señal a usuarios no deseados (lo que da lugar a la aparición de interferencias) y, a su vez, se reciben señales de diversas fuentes (de otros usuarios y de las componentes multitrayecto).

Entre estas limitaciones inherentes de los sistemas móviles podemos destacar:

1. El desvanecimiento por multitrayecto, que degrada las prestaciones del canal de comunicaciones.
2. La interferencia cocanal, que empeora la relación C/I de la señal recibida, lo que afecta directamente al buen funcionamiento del sistema
3. La dispersión temporal de la señal recibida, debida de nuevo al multitrayecto, que provoca un aumento de la interferencia entre símbolos.

El siguiente capítulo abordará las causas y los efectos del desvanecimiento (incluyendo el desvanecimiento por multitrayecto), la interferencia cocanal y la interferencia intersimbólica como problemas de propagación en sistemas celulares.

6.2 CAUSAS DE LAS PÉRDIDAS DE PROPAGACIÓN

En espacio libre, las causas de las pérdidas de propagación son únicamente la frecuencia f y la distancia d , como se muestra a continuación

$$\frac{P_{or}}{P_t} = \frac{1}{(4\pi df/c)^2} = \frac{1}{[4\pi(d/\lambda)]^2} \quad (6.1)$$

donde c es la velocidad de la luz, λ es la longitud de onda, P_t es la potencia transmitida, y P_{or} es la potencia recibida en el espacio libre.

Como se muestra en (6.1), la diferencia entre dos potencias de señales recibidas en el espacio libre, Δ_p , recibida desde dos distancias diferentes se convierte en

$$\Delta_p = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{or2}}{P_{or1}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{d_1}{d_2} \right) \text{ (dB)} \quad (6.2)$$

Si la distancia d_2 es el doble de la distancia d_1 , entonces la diferencia entre las dos potencias recibidas es

$$\Delta_p = 20 \log_{10}(0.5) = -6 \text{ dB} \quad (6.3)$$

Por lo tanto, la pérdida de trayectoria de la propagación en espacio libre es 6 dB/oct (octava), o 20 dB/dec (década). Una octava significa el doble en distancia, y una década significa 10 veces la distancia. Veinte dB/dec significa que una pérdida de trayectoria de propagación de 20 dB será observada en una distancia que va desde 3 hasta 30 km.

Sin embargo, en un entorno de comunicación móvil, las pérdidas de trayectoria de propagación no solo involucran la frecuencia y la distancia, sino que también las alturas de las antenas de la estación base y de la unidad móvil, la configuración del terreno y el entorno humano-creado. Estos factores hacen la predicción de la propagación una tarea más difícil.

6.2 CAUSAS DE DESVANECIMIENTO

La Figura 6.2 muestra la intensidad de campo real (en dB) $r(t)$ o $r(x)$ recibida por el móvil para la trayectoria y desplazamiento mostrado en la Figura 6.1.

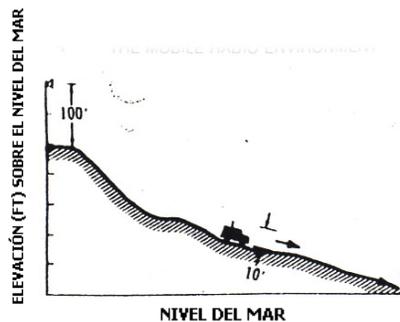


Figura 6.1 Trayectoria y desplazamiento de un móvil.

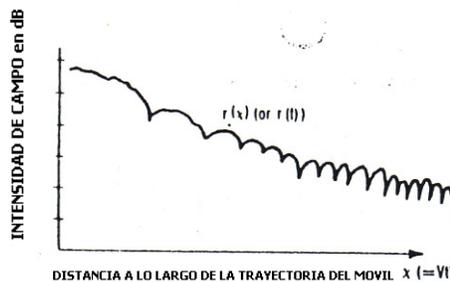


Figura 6.2 Intensidad de campo $r(x)$ para la trayectoria mostrada en la Figura 6.1.

Atendiendo a las causas del desvanecimiento, dicha señal recibida $r(t)$ puede ser artificialmente separada en dos partes: desvanecimiento lento $m(t)$, y desvanecimiento rápido $r_o(t)$, así

$$r(t) = m(t) \cdot r_o(t) \quad (6.4)$$

o

$$r(x) = m(x) \cdot r_o(x)$$

(6.5)

6.2.1 Desvanecimiento Lento, $m(t)$ o $m(x)^2$

El desvanecimiento lento (Long-term fading) es el promedio o "envoltura" de la señal atenuada, como se muestra en la curva punteada en la Figura 6.3. Es también llamado *media local* debido a que a lo largo del desvanecimiento lento, cada valor corresponde al resultado promedio de la intensidad de campo en cada punto local.

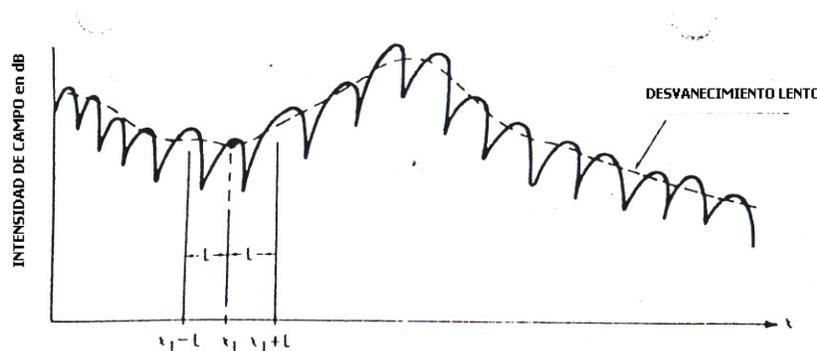


Figura 6.3 Curva de desvanecimiento lento.

El resultado promedio local estimado $\hat{m}(x_1)$ en el punto x_1 a lo largo del eje x puede ser expresado matemáticamente como

$$\hat{m}(x) = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x) dx = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x)r_0(x) dx \quad (6.6)$$

Asumiendo que $m(x_1)$ es el promedio local real, luego en el punto x_1 de la Figura 6.3,

$$m(x = x_1) = \hat{m}(x = x_1) \quad x_1 - L < x < x_1 + L \quad (6.7)$$

Cuando la longitud L es escogida apropiadamente, (6.6) se convierte en

$$\hat{m}(x_1) = m(x_1) \cdot \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx \quad (6.8)$$

Para hacer $\hat{m}(x_1)$ se aproxime a $m(x_1)$, la siguiente relación debe de cumplirse

$$\frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx \rightarrow 1$$

(6.9)

El desvanecimiento lento $m(x)$ es principalmente causado por la configuración del terreno y el entorno de edificios entre la estación base y la unidad móvil. La configuración del terreno puede ser clasificada de la siguiente manera:

- Área abierta
- Terreno plano
- Terreno montañoso
- Área montañosa

y el entorno humano-creado en

- Área rural
- Área cuasi-suburbana
- Área suburbana
- Área urbana

La configuración del terreno causa atenuación y fluctuación del promedio local, mientras que el entorno humano-creado causa solo atenuación del promedio local. El entorno humano-creado también causa fluctuaciones rápidas en la recepción de la señal. El desvanecimiento rápido será descrito más adelante. Bajo ciertas circunstancias, las fluctuaciones del desvanecimiento lento causado por la configuración del terreno puede formar una distribución normal logarítmica debido la naturaleza estadística de la fluctuación (ver Figura 6.4).

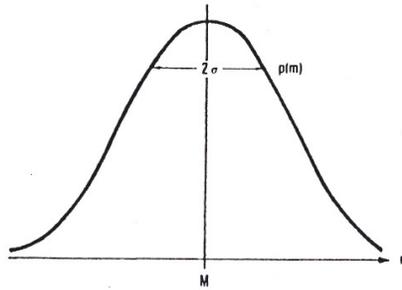


Figura 6.4 Distribución normal logarítmica.

Es necesario diferenciar los términos "trayectoria de radio" y "trayectoria del móvil": El primero es la trayectoria en la que viaja la onda de radio, y el otro término se refiere a la trayectoria en la que viaja el móvil. Los dos casos son mostrados en las Figuras 6.5 y 6.6. Un caso es cuando la unidad móvil rodea la estación base; el otro es cuando la unidad móvil se aleja de la estación base. En el primer caso, la fluctuación en el desvanecimiento lento recibido en el móvil es afectado por el contorno circular del terreno que rodea a la estación base. En este caso, la trayectoria de radio no corresponde a la trayectoria del móvil. En el segundo caso la fluctuación del desvanecimiento lento recibido es afectado por el contorno radial del terreno donde el móvil viaja en cierta dirección. La trayectoria de radio corresponde a la trayectoria del móvil. En el último caso, el contorno del terreno donde la unidad móvil viaja tiene una fuerte correlación con la señal recibida, como se muestra en la Figura 6.6. La configuración del terreno afecta la desviación estándar σ_l de la curva normal logarítmica que representa la señal de promedio local en esa área. La σ_l del promedio local va a variar en valores de dB dependiendo de la configuración del terreno.

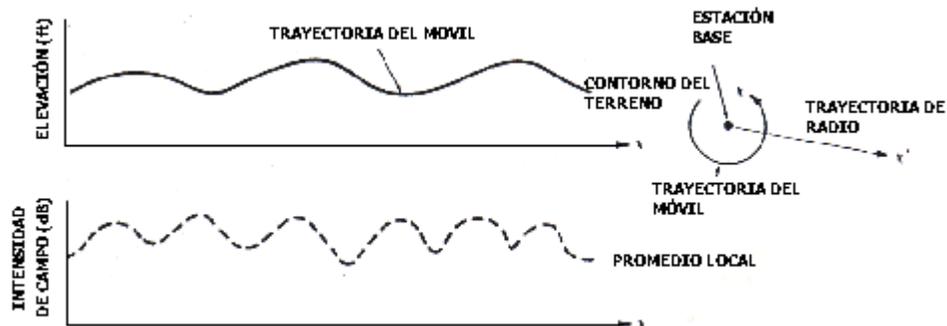


Figura 6.5 El contorno del terreno de la trayectoria del móvil y el promedio local no están correlacionados.



Figura 6.6 El contorno del terreno de la trayectoria del móvil y el promedio local están correlacionados.

6.2.2 Desvanecimiento rápido, $r_o(t)$ o $r_o(x)$

El desvanecimiento rápido es principalmente causado por las reflexiones multitrayectoria de la onda transmitida en dispersores locales como casas, edificios y otros estructuras creadas por el hombre, o por obstáculos naturales como la vegetación que rodea a la unidad móvil. No es causada por obstáculos naturales como montañas o elevaciones ubicados entre el sitio transmisor y el sitio receptor. Para explicar algunas causas del desvanecimiento rápido, se asumirá a la estación base como transmisora y el móvil como receptor. Cuatro casos pueden ilustrar este fenómeno.

CASO 1. El móvil receptor se encuentra inmóvil, rodeado de objetos que se mueven como tractores (ver Figura 6.7). La señal recibida presentará desvanecimiento. El número de desvanecimientos dependerá del tráfico que fluye de los tractores y la distancia entre los tractores y el móvil receptor.

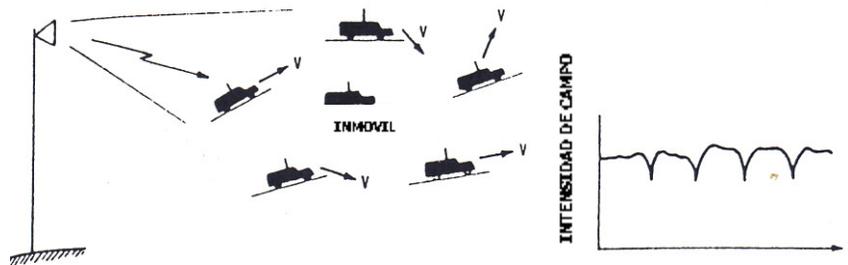


Figura 6.7 Caso 1: el móvil receptor se encuentra inmóvil.

CASO 2: La unidad móvil se mueve con una velocidad V , y no hay ningún dispersor rodeando a la unidad móvil, como se muestra en la Figura 6.8. En este caso la señal recibida puede ser representada asumiendo una señal que arriba a un ángulo θ con respecto al movimiento de la unidad móvil, así

$$s_r = A \exp[j(2\pi f_i t - \beta x \cos \theta)] \quad (6.10)$$

donde β es llamado número de onda, $\beta = 2\pi/\lambda$ y λ es la longitud de onda. La expresión $(j2\pi f_i t)$ es el exponente complejo que representa la frecuencia transmitida f_i que se propaga en el dominio del tiempo, x es el desplazamiento; $x = Vt$, donde V es la velocidad del móvil receptor. A es una amplitud constante, y f_i es la frecuencia de transmisión o también llamada frecuencia de propagación. La ecuación (6.10) puede ser expresada como

$$s_r = A \exp\left[j2\pi\left(f_i - \frac{V}{\lambda} \cos \theta\right)t\right] \quad (6.11)$$

donde la frecuencia Doppler f_D es

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \cos \theta \quad (6.12)$$

La amplitud de la señal es $|\delta_r| = A$, donde A es una constante. La frecuencia recibida f_r es determinada por la frecuencia de transmisión f_i y la frecuencia Doppler f_D así

$$f_r = f_i - \frac{V}{\lambda} \cos \theta \quad (6.13)$$

Cuando la unidad móvil se está moviendo lejos de la fuente $\theta = 0^\circ$, la frecuencia recibida es $f_r = f_i - V/\lambda$. Cuando la unidad móvil está rodeando la fuente entonces $\theta = 90^\circ$, por lo que $f_r = f_i$. Cuando la unidad móvil se está moviendo hacia la fuente $\theta = 180^\circ$, $f_r = f_i + V/\lambda$.

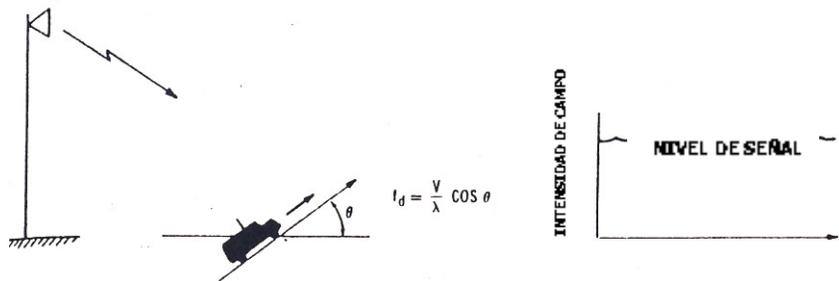


Figura 6.8 Caso 2: Cuando el móvil receptor está en movimiento (sin dispersores).

CASO 3. La unidad móvil se esta moviendo con una velocidad V a lo largo de una calle que se encuentra entre el transmisor y un dispersor (ver Figura 6.9).

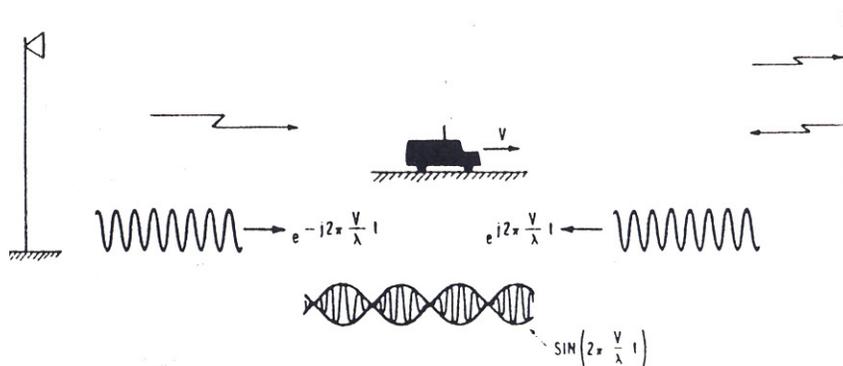


Figura 6.9 Caso 3: Cuando el móvil receptor está en movimiento con dispersores.

La señal proveniente del transmisor, representada por la ecuación (6.10); con $\theta = 0^\circ$, es

$$A \exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{V}{\lambda}\right)t\right] \quad (6.14)$$

Asumiendo que el reflector es tan perfecto que la onda, reflejada de regreso desde la dirección opuesta ($\theta = 180^\circ$), es

$$-A \exp\left[j2\pi\left(f_t + \frac{V}{\lambda}\right)t\right] \quad (6.15)$$

La señal resultante es la suma de dos ondas

$$s_r = (Ae^{-j2\pi(V/\lambda)t} - Ae^{j2\pi(V/\lambda)t})e^{j2\pi f_c t} \quad (6.16)$$

La envoltura de s_r , $|s_r|$ es un patrón de onda estacionaria expresado como

$$|s_r| = 2A \sin\left(2\pi \frac{V}{\lambda} t\right) \quad (6.17)$$

CASO 4. Asímanse dos ondas que ingresan a ángulos no necesariamente opuestos el uno del otro. Los dos ángulos de ingreso son $\theta = 0^\circ$ y $\theta = \theta_1^\circ$ como se muestra en la Figura 6.10.

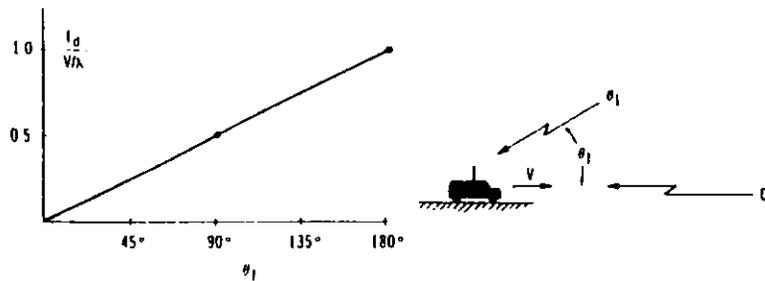


Figura 6.10 Condición general con dos ondas arribando en dos ángulos distintos.

También, se asumirá que estas dos ondas reflejadas tienen igual amplitud. Usando la ecuación (6.11) para representar cada una de estas dos ondas y sumando las dos ondas, se puede calcular la frecuencia de desvanecimiento en el receptor móvil de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} s_r &= Ae^{j2\pi f_c t}(e^{-j\beta x} + e^{-j\beta x \cos \theta_1}) \\ &= Ae^{j2\pi f_c t} \cdot 2e^{j\beta x(1 + \cos \theta_1)/2} \cdot \cos\left(\frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1\right) \end{aligned} \quad (6.18)$$

Si $x = Vt$, la frecuencia de onda estacionaria f_d o la frecuencia angular estacionaria ω_d puede ser obtenido de la ecuación (6.18), así

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_i = 2\pi \frac{V}{2\lambda} \cdot (1 - \cos \theta_i)$$

o

$$f_d = \frac{V}{2\lambda} (1 - \cos \theta_i) \quad (6.19)$$

Cuando $\theta_i = 0^\circ$, $f_d = 0$. Esta significa que la frecuencia de atenuación es cero cuando dos ondas provienen de la misma dirección. La frecuencia de desvanecimiento es V/λ cuando las dos ondas arriban al receptor móvil con direcciones opuestas. La ecuación (6.19) es graficada en la Figura 6.10.

En general, la frecuencia Doppler mostrada en ecuación (6.12) es diferente a la frecuencia de desvanecimiento mostrada en la ecuación (6.18). La frecuencia Doppler es la misma que la frecuencia de desvanecimiento solo en el caso donde $\theta = 180^\circ$. Por lo tanto, se debe tener cuidado cuando se emplean estos dos términos.

CASO 5. Asímanse N ondas reflejadas, pero ninguna onda directa, provienen de N direcciones arbitrarias con una probabilidad igual. La señal recibida en el móvil receptor puede ser expresada así:

$$s_r = \sum_{i=1}^N A_i e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{j\beta V t \cos \theta_i} \quad (6.20)$$

donde f_i es la frecuencia de transmisión, V es la velocidad de la unidad móvil, θ_i es la dirección de la i ava onda, como se muestra en la Figura 6.11.

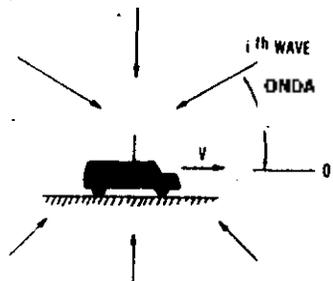


Figura 6.11 Recepción de N ondas reflejadas por parte de un móvil.

En la representación de la señal desvanecida, A_i es una variable compleja aleatoria y, θ es también una variable aleatoria que va desde 0° a 360° . La ecuación (6.20) representa la señal desvanecida.

La frecuencia máxima de desvanecimiento es

$$f_{\max} = \frac{V}{\lambda} \quad (6.21)$$

que es la misma que la frecuencia Doppler f_D mostrada en la ecuación (6.12).

6.3 INTERFERENCIA COCANAL E INTERFERENCIA INTERSIMBÓLICA

6.3.1 Interferencia Cocanal

Un arreglo cocanal es aquel cuando dos o más canales de comunicación son asignados a la misma frecuencia, slot de tiempo o código. El propósito de esto es el de incrementar la utilización de los canales. En un ambiente cocanal, dos o más cocanales de comunicación están en el aire y son utilizados en celdas distintas. Supóngase que cada antena tiene una señal de cobertura en su propia celda de radio R y que la distancia entre dos celdas cocanal es D . La razón D/R puede ser usado como parámetro para reducir la interferencia cocanal.

La interferencia cocanal puede ser reducida por otros medios como el uso de antenas direccionales, cambio de inclinación de antenas o alto de la antena, uso de las llamadas "antenas inteligentes", etc.

6.3.2 Interferencia Intersimbólica

Es la interferencia que se produce entre símbolos transmitidos consecutivamente debido a que las señales que codifican cada uno de éstos se solapan. La interferencia intersimbólica puede ser producida por una dispersión de retardos relativamente grandes en un medio de multitrayectoria o una tasa de transmisión relativamente alta en relación al ancho de banda del canal.

La interferencia intersimbólica puede ser reducida mediante el empleo de técnicas de diversidad, técnicas de combinación y principalmente, por medio de el uso de códigos de línea (en sistemas alámbricos) y la modulación digital (en sistemas inalámbricos).

CAPÍTULO 7

MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE DESVANECIENTOS E INTERFERENCIA

7.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los principios básicos de diversidad y técnicas de combinación utilizadas para la reducción de desvanecimiento. Además se presentará una introducción a la tecnología de antenas inteligentes como una alternativa para solventar problemas de desvanecimiento por multitrayecto, interferencia cocanal y dispersión temporal de la señal recibida. Es importante el notar que los arreglos de diversidad caen dentro de la gran sombrilla de clasificación de las llamadas *antenas inteligentes*, donde actualmente esta siendo realizada mucha actividad de investigación dentro del área de comunicación inalámbrica.

7.2 ESQUEMAS DE DIVERSIDAD

Los "esquemas de diversidad" proveen dos o más señales de entrada en la unidad de recepción móvil de tal forma que el fenómeno de desvanecimiento entre éstas es completamente independiente o, "*sin correlación*". Se debe tener cuidado con el término "correlación" ya que este implica el proceso de *dos* señales. En esta sección se discutirá los métodos que pueden crear el mayor grado de independencia entre dos señales desvanecidas. Después de la recepción ellas pueden ser combinadas y los desvanecimientos pueden ser disminuidos antes de que el mensaje es detectado. Una ilustración es provista en la Figura 7.1. Existen dos clases de desvanecimiento: desvanecimiento lento y desvanecimiento rápido. Para reducir el desvanecimiento lento, se necesita utilizar la diversidad macroscópica, y para reducir el desvanecimiento rápido es necesario utilizar la diversidad microscópica.

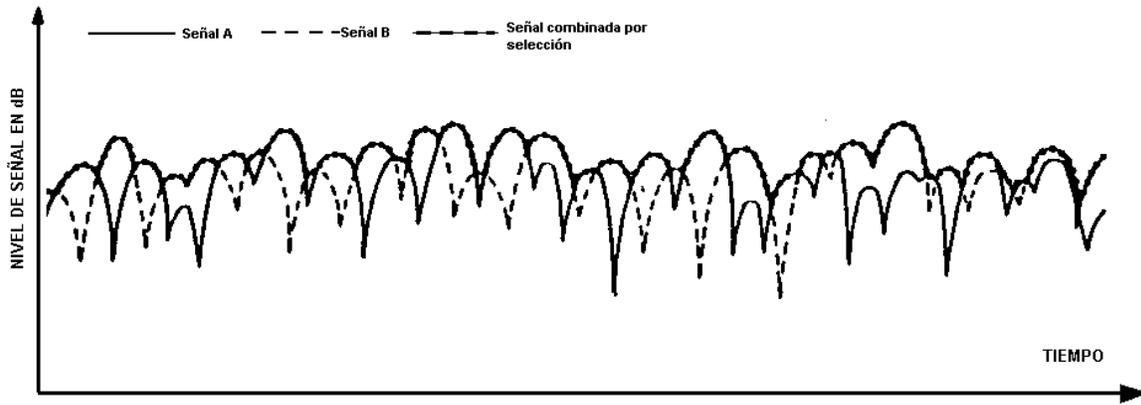


Figura 7.1 Reducción del desvanecimiento por medio de la combinación de dos señales desvanecidas.

7.2.1 Diversidad Macroscópica

Las variaciones de la media local es debida a la mutabilidad del terreno. Si se utiliza un solo sitio de antena, una unidad móvil puede no ser capaz de recibir la señal en ciertas locaciones geográficas debido a variaciones en el terreno tales como montañas o cerros. Por lo tanto, dos sitios de antenas separados pueden ser usados para transmitir o recibir dos señales y combinarlas para reducir el desvanecimiento lento. Como se describió en el capítulo anterior, el desvanecimiento lento sigue una distribución normal logarítmica con una desviación estándar, cuyo valor depende de las variaciones del terreno. La Figura 7.2 muestra la combinación de dos o cuatro señales con desvanecimiento lento con la misma desviación estándar de 8 dB. La técnica de combinación selectiva es recomendada en esquemas con diversidad macroscópica. Combinación selectiva significa seleccionar la mayor de dos señales desvanecidas en el tiempo real.

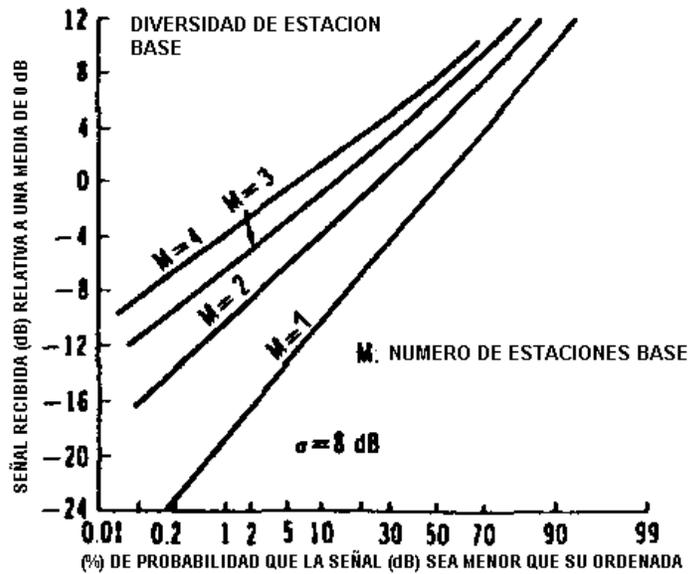


Figura 7.2 Desempeño de la combinación selectiva en diversidad macroscópica.

7.2.2 Diversidad Microscópica

Para un ambiente, la señal promedio local recibida por una unidad móvil varía con el incremento de la distancia; también varía debido a la configuración del terreno a lo largo de la trayectoria del móvil. La señal promedio local es llamada *media local*. El fenómeno de trayectorias múltiples produce una variación dinámica de amplitud que es aproximadamente 40 dB alrededor de la media local.

Siempre es deseable una reducción del desvanecimiento lento y aquél producido por las trayectorias múltiples. En la sección 7.2.1 la diversidad macroscópica fue planteada como solución para reducir el desvanecimiento lento. En esta sección, se introducirán seis esquemas de diversidad microscópica como alternativa para reducir el desvanecimiento rápido y ellos requerirán dos o más antenas o dos frecuencias para el mismo sitio de la antena. Después de la creación de las ramas de diversidad, existen distintas maneras de combinarlas. Las técnicas de combinación serán presentadas en la sección 7.3. Los seis esquemas de diversidad son: espacio, frecuencia, polarización, componente de campo, ángulo y tiempo.

7.2.2.1 Diversidad Espacial

Dos antenas físicamente separadas por una distancia d pueden proveer dos señales con una correlación baja (alto grado de independencia) de sus desvanecimientos. Para que la diversidad espacial trabaje eficientemente, las señales recibidas en sus ramas de antenas deben de ser lo suficientemente independientes de tal manera que si uno de los elementos sufre un desvanecimiento severo, todavía existe la posibilidad de recuperar la señal recibiendo la señal en otra terminal de antena. En general, la separación requerida entre los elementos de antenas para mantener cierto grado de independencia depende del acople mutuo¹ de las antenas y de la disposición de los reflectores que causan la transmisión con trayectorias múltiples. Por ejemplo, en ausencia de acople mutuo, espaciamientos de $\lambda/2$ serían suficientes en la terminal móvil, usualmente rodeada uniformemente por superficies reflectoras. Por otra parte, espaciamientos del orden de 10λ o mayores pueden ser necesarios para mantener la independencia en una estación base elevada.

7.2.2.2 Diversidad de Frecuencia

Es cuando dos frecuencias separadas por un ancho de banda B_c son tales que dos señales desvanecidas recibidas en dos diferentes frecuencias son independientes. Un valor mayor a 50 kHz puede ser usado en áreas urbanas, y mayor a 300 kHz para áreas suburbanas. En áreas abiertas el valor de B_c debe ser mayor que 0.8 Mhz. Sin embargo, en áreas abiertas no se observan desvanecimientos severos, por lo que la diversidad no es necesaria. Para el uso de la diversidad de frecuencia en áreas urbanas y suburbanas, B_c debe de ser una valor mayor o igual a 300 kHz. La separación de frecuencia requerida para reducir el desvanecimiento en áreas suburbanas también reducirá el desvanecimiento en áreas urbanas. La frecuencia de separación permanece siempre constante cuando la diversidad es provista en la unidad móvil o en la estación base. Es obvio que la implementación de ésta técnica de diversidad reduce la capacidad total del sistema y hace un uso ineficiente del espectro, por lo que no es aplicable a los sistemas inalámbricos.

¹ Ramakrishna Janaswamy, *Radiowave Propagation and Smart Antennas For Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001

7.2.2.3 Diversidad de Polarización

Dos componentes de polarización² E_x y E_y , transmitidas por dos antenas polarizadas en la estación base y recibidas por dos antenas polarizadas en la unidad móvil, y viceversa, pueden proveer dos señales (desvanecidas) independientes. Esto ha sido demostrado teóricamente y experimentalmente en el ambiente de comunicación móvil. La desventaja de usar diversidad de polarización es una reducción de potencia de 3 dB en el sitio de transmisión debido a la división de la potencia en dos antenas con diferente polarización.

7.2.2.4 Diversidad de Componente de Campo

La idea de usar las componentes de campo esta basada en la teoría electromagnética de que cuando el campo E es propagado, un campo H esta siempre asociado a él. Ambos E y H portan el mismo mensaje de información. Si no hay superficies reflectoras, no podrán distinguirse dos componentes (una componente adicional) de cada campo. Supóngase que estas componentes sufren reflexiones en un ambiente con trayectorias múltiples. Luego, las componentes de campo E y H debido al mecanismo de reflexión serán diferentes. Un ejemplo simple es que los patrones de onda de los campos reflejados E y H tienen una diferencia de fase de 90° . Cuando E es máximo, H es mínimo. En un ambiente radio-móvil, se pueden sumar los muchos pares de campos E y H de sus ondas. El resultado es predecible: todas las componentes son E_z , H_x y H_y son independientes en un ambiente de radio móvil. La ventaja del uso de este esquema de diversidad se da para los sistemas que operan en frecuencias bajas, como 100 MHz. Para sistemas que operan a frecuencias mayores - alrededor de 1 GHz - la diversidad espacial puede ser fácilmente implementada; por lo que no hay necesidad de usar la diversidad de componentes de campo. Los esquemas de diversidad de componentes de campo y diversidad de espacio son siempre preferibles a la diversidad de polarización debido a que ellos no tienen una reducción de potencia transmitida de 3 dB como la diversidad de polarización.

² Angel Cardama Aznar, *Antenas*, Alfaomega.

7.2.2.5 Diversidad de Ángulo

Cuando la frecuencia de operación es de 10 GHz o mayor, dos o más antenas direccionales pueden ser apuntadas en direcciones diferentes en el sitio de recepción.

7.2.2.6 Diversidad de Tiempo

Diversidad de tiempo significa el transmitir mensajes idénticos en diferentes intervalos de tiempo. Esto proporciona dos señales independientes en el extremo receptor. La diversidad en tiempo es un buen esquema para reducir la intermodulación en un sitio multicanal. Pero en un ambiente móvil, la unidad móvil puede estar fija en una locación que tiene una *media local* pobre o puede ser sorprendida en un desvanecimiento muy alto. En cualquiera de estas situaciones, la diversidad de tiempo no reducirá los desvanecimientos. Técnicas de Acceso Múltiple como TDMA y CDMA entrelazan bloques de voz digitalizada de manera alterna para evitar que, en caso de desvanecimiento y la pérdida de un burst, se pierda toda la información.

7.3 TÉCNICAS DE COMBINACIÓN

7.3.1 Técnicas de Combinación para esquemas de Diversidad

Existen cuatro técnicas principales de combinación: selectiva, conmutada, con razón máxima y con igual ganancia. Cada esquema de diversidad puede ser aplicado a cada una de estas técnicas de combinación.

7.3.1.1 Combinación Selectiva

Un combinador de selección ideal es aquel donde la rama con la mayor razón de señal a ruido (SNR) es escogida como salida del sistema. Ya que se asume que todos los receptores tienen el mismo nivel de ruido, el valor mayor instantáneo de señal a ruido también corresponde a el valor mayor instantáneo de potencia, por lo que en un sistema de combinación selectiva el receptor escogido es aquel que tiene la mayor potencia instantánea recibida. La Figura 7.3 muestra un sistema de combinación selectiva en un receptor de dos ramas.

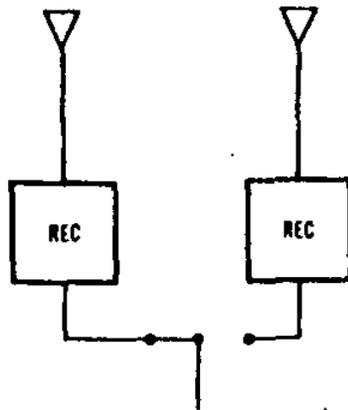


Figura 7.3 Ejemplo de un sistema de combinación selectiva de dos ramas.

En la combinación selectiva, las ramas que no se utilizan en un instante dado no contribuyen a la señal de salida. Estas terminales no utilizadas pueden dejarse abiertas para minimizar los efectos del acoplamiento mutuo con las demás antenas, sin embargo, la señal en estas siempre está en constante monitoreo. En términos de implementación, la combinación selectiva no necesita más que un comparador y un conmutador de alta rapidez. La mayoría de los sistemas celulares modernos hacen uso de la diversidad dual ($M = 2$) junto con la combinación selectiva.

Escogiendo la señal mas fuerte entre M ramas de diversidad, se puede reducir el desvanecimiento normal logarítmico de la diversidad macroscópica con M sitios separados de antenas, como se muestra en la Figura 7.2. La reducción del desvanecimiento rápido por diversidad microscópica con M co-sitiadas antenas es mostrada en la Figura 7.4. En las figuras anteriores se puede observar como reduce el desvanecimiento a medida que M aumenta.

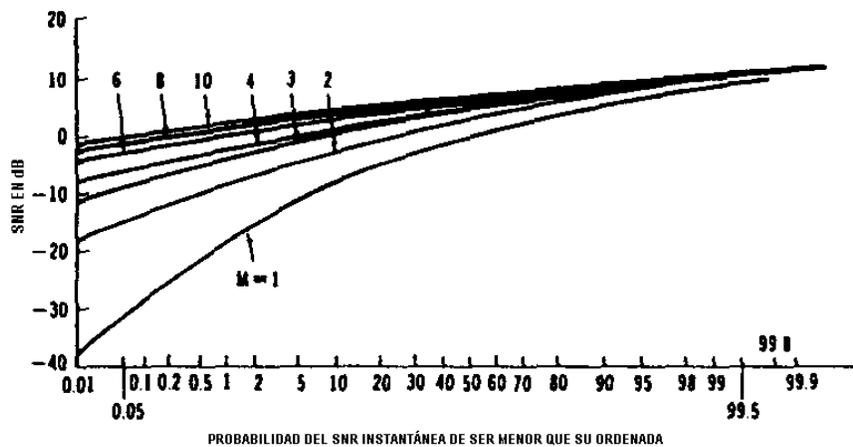


Figura 7.4 Desempeño de un sistema de combinación selectiva en la reducción del desvanecimiento rápido por diversidad microscópica con M co-sitiadas antenas

7.3.1.2 Combinación conmutada

La combinación conmutada es diferente de la combinación selectiva. En la combinación conmutada, se seleccionan dos señales de diversidad en base a un nivel de umbral dado en el receptor. La señal A mayor al umbral L es seleccionada como salida, hasta que cae por debajo del nivel L . Luego el receptor conmuta a la señal B sin importar si la señal B está por arriba o abajo de L . La señal B debería estar arriba de L , pero si ésta es menor, dependiendo del algoritmo de conmutación del receptor, puede conmutar otra vez a A o permanecer con B hasta que la señal B está por arriba del nivel L . Un sistema de combinación conmutada es mostrado en las Figura 7.5.

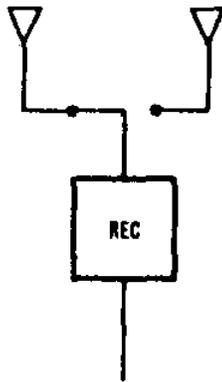


Figura 7.5 Ejemplo de un sistema de combinación conmutada de dos ramas.

El desempeño de los sistemas de combinación conmutada (ver Figura 7.6) no es siempre tan bueno como el de los sistemas de combinación selectiva.

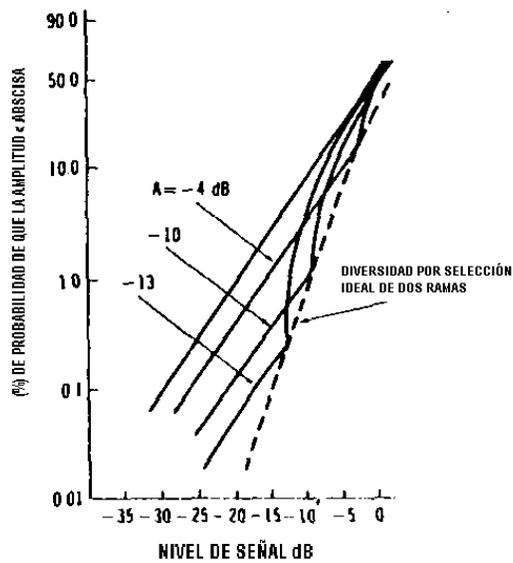


Figura 7.6 Desempeño de un sistema de combinación conmutada.

Ya que los sistemas de combinación conmutada necesitan solo un receptor, es menos costoso y puede ser usado por las unidades móviles. Sin embargo, el desempeño es fuertemente afectado por el nivel de umbral y ruido de conmutación. Para mejorar este esquema, el nivel de umbral L necesita ser cambiado dinámicamente en tiempo real basado en el nivel de señal recibido.

7.3.1.3 Combinación con razón máxima

El término "razón máxima" se refiere a la razón máxima de señal a ruido. En la combinación con razón máxima, las señales de cada rama son ponderadas y combinadas para obtener la mayor razón señal a ruido instantánea posible. Esta es la mejor técnica de combinación y ha sido matemáticamente comprobado. La Figura 7.7 muestra un ejemplo de un sistema de combinación con razón máxima.

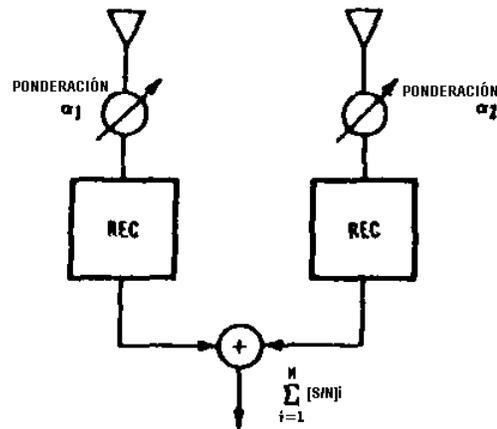


Figura 7.7 Ejemplo de un sistema de combinación con razón máxima de dos ramas.

El desempeño de los sistemas de combinación de razón máxima es mostrado en la Figura 7.8, donde $\bar{\Gamma}$ es el promedio de SNR (γ_i es la relación SNR instantánea). Esta técnica de combinación necesita un circuito muy complicado.

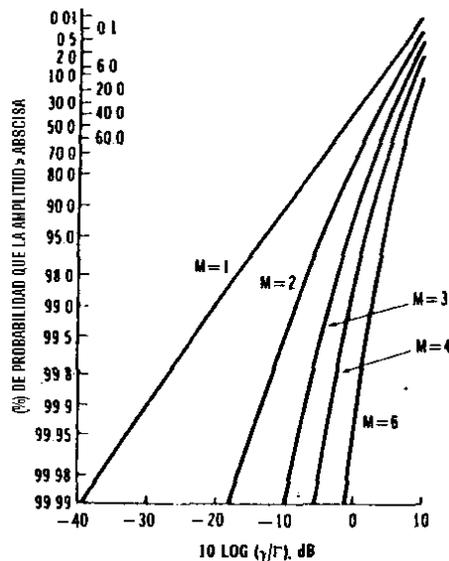


Figura 7.9 Desempeño de un sistema de combinación con razón máxima.

7.3.1.4 Combinación con igual ganancia

En la combinación con igual ganancia la ponderación tiene la misma magnitud pero una fase opuesta a la de la señal en su respectiva rama. La Figura 7.9 muestra un sistema de combinación con igual ganancia.

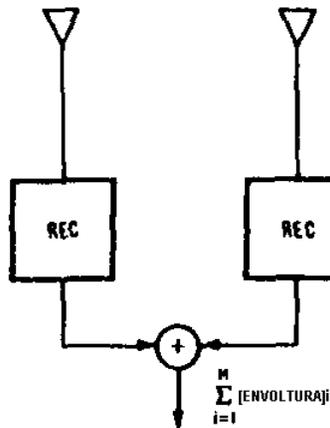


Figura 7.9 Ejemplo de un sistema de combinación con igual ganancia de dos ramas.

El desempeño de estos sistemas es mostrado en la Figura 7.10. Debido a que el circuito de estos sistemas es relativamente simple, es comúnmente utilizado en las estaciones base.

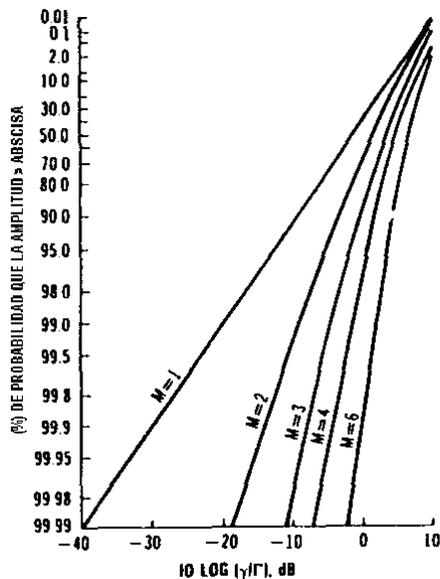


Figura 7.10 Desempeño de un sistema de combinación con igual ganancia.

7.4 ANTENAS INTELIGENTES

Una antena inteligente es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso adaptarse a las condiciones radioeléctricas en cada momento. Existen varias formas de implementar un sistema radiante con estas características, como se detalla a continuación.

La implantación de antenas inteligentes en una red de comunicaciones móviles se limita, en principio, a las estaciones base, debido a que necesariamente se deben emplear sistemas radiantes de mayor tamaño (arreglos de varios elementos). Esto tiene la ventaja añadida de que pueden introducirse las antenas inteligentes de forma transparente para los usuarios, que no tendrán que cambiar de terminal para beneficiarse de esta tecnología. Sin embargo, se ha contemplado la posibilidad de incorporar antenas inteligentes a los terminales móviles. La característica de las antenas inteligentes de tener unos haces de radiación con una mayor directividad (es decir, mayor ganancia y mayor selectividad angular), hace pensar en las siguientes ventajas potenciales de estos sistemas:

- *Incremento de la zona de cobertura.* Dado que la ganancia es mayor que en el caso de antenas omnidireccionales o sectorizadas, para igual potencia transmitida, la señal se podría recibir a una mayor distancia. Este hecho podría permitir reducir el número de estaciones base necesarias para cubrir una zona, siempre y cuando no sea el tráfico el factor limitante.

- *Reducción de la potencia transmitida.* La mayor ganancia de la antena permitirá incrementar la sensibilidad de la estación base, por lo que los móviles podrán transmitir con menor potencia, ahorrando batería. De igual modo, gracias a la ganancia del arreglo, es posible que la estación base transmita igual potencia, pese a que cada elemento del arreglo esté radiando una potencia muy inferior. Así, se relajarían las especificaciones sobre los amplificadores de potencia utilizados, que podrían resultar más baratos.

- *Reducción de la propagación multitrayecto.* Debido a la menor dispersión angular de la potencia radiada por la estación base, se reducirá el número de trayectos múltiples que alcanzarán al móvil (mejorando así las características de dispersión de retardo del canal). Esto permitiría relajar los requisitos exigidos al ecualizador del terminal móvil.

- *Reducción del nivel de interferencia.* La mejor selectividad espacial de la antena permitirá a la estación base discriminar las señales de usuarios interferentes en favor de la señal del móvil deseado (en el caso del enlace ascendente), y también reducir el nivel de potencia transmitida en las direcciones de esos otros usuarios (en el caso del enlace descendente) . De cualquier modo, se conseguiría aumentar la relación C/I , lo cual tiene dos consecuencias fundamentales:
 - a) Una mejora en la C/I implica directamente una mejora en la tasa de error (BER), lo que hace que la calidad del servicio aumente.
 - b) La reducción de la C/I puede explotarse directamente (mediante técnicas de multiplexación espacial) o indirectamente (realizando un plan de frecuencias más ajustado) para aumentar la capacidad del sistema.

- *Mejora de la seguridad.* Gracias a que la transmisión entre la estación base y el terminal móvil es direccional, no será posible que un equipo ajeno intercepte la comunicación, a menos que se sitúe en la misma dirección en la que apunta la antena.

No obstante, la implantación de estas antenas en la red móvil no está exenta de inconvenientes, como los que se detallan a continuación:

- *Mayor complejidad de los transceptores.* En comparación con los sistemas radiantes convencionales, los sistemas de antenas inteligentes son mucho más complejos y difíciles de diseñar. Será necesaria una cadena de transmisión/recepción independiente para cada elemento del arreglo, y todas ellas deberán estar balanceadas y calibradas en tiempo real.
- *Mayor complejidad de los procedimientos de gestión.* El hecho de que exista un haz de radiación enfocado hacia cada usuario implica que las funciones de red deben revisarse, en particular, las que afectan a la gestión de recursos radio (RRC) y a la gestión de movilidad (MM).
- *Cambios en los métodos de planificación.* La introducción de un sistema de antena inteligente implicará tener muy en cuenta sus características, a la hora de realizar la planificación de la red celular. En particular, habrá que contar con el aumento de alcance, la eliminación de fuentes de interferencia, el seguimiento angular de los usuarios, etc.

7.4.1 Implementación de un sistema de antena inteligente

Como se ha mencionado, la característica básica que se busca en el diseño de un sistema de antena inteligente es la capacidad de seleccionar espacialmente a los distintos usuarios. Existen varias formas de implementar un sistema con esta capacidad, las cuales se describen a continuación por orden de complejidad:

- **Haz conmutado.** Es la técnica más simple. El sistema radiante genera varios haces fijos predefinidos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se cubre toda la zona deseada (un sector o una celda). La inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que mejor servicio da a cada usuario en particular, en función de algún parámetro de control (mayor nivel de potencia recibida, mejor SNR y mejor C/I).

En cierto sentido, las antenas con haz conmutado son una extensión de las antenas sectorizadas convencionales que dividen el sector en varios mini-sectores. Esta técnica no garantiza que el móvil se encuentre en la dirección de máxima radiación del haz que le da servicio, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas (ya que siempre es posible que alguna entre por uno de los lóbulos secundarios). De hecho, sería posible recibir una señal interferente por un punto del diagrama de radiación con mayor ganancia que la señal deseada, empeorando apreciablemente las prestaciones del sistema.

En la siguiente se muestra un esquema de esta técnica.

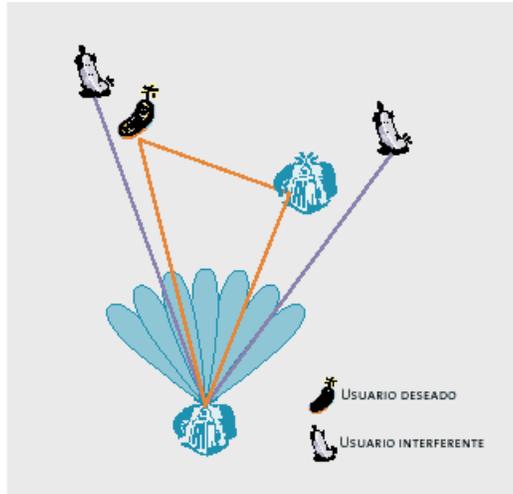


Figura 7.11 Antena de haz conmutado.

- **Haz de seguimiento.** Esta técnica es más compleja que la anterior. Requiere el uso de un arreglo progresivo (phased array), es decir, un arreglo en el que se pueden controlar electrónicamente las fases con las que se alimentan los distintos elementos, de modo que puede modificarse a voluntad la dirección en la que apunta el lóbulo principal de la antena. A su vez, es necesario utilizar algún algoritmo de detección de la dirección de llegada (DoA), de modo que pueda reorientarse dinámicamente el haz para apuntar al usuario deseado.

Con esta técnica sí se puede garantizar que el usuario se encuentra iluminado en todo momento por el lóbulo principal y con máxima ganancia (dentro de las limitaciones de los algoritmos que se empleen). Sin embargo, tampoco puede evitarse que las interferencias entren por algún lóbulo secundario del diagrama de radiación.

Un esquema de esta técnica puede verse en la Figura 7.12.

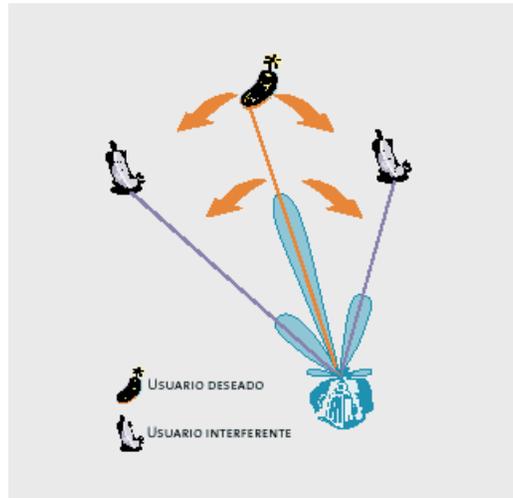


Figura 7.12 Antena de haz de seguimiento.

- **Haz adaptativo.** Este sería el máximo nivel de inteligencia con que se podría dotar al sistema. En este caso, la salida de cada elemento del arreglo se pondera con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente, de modo que se conforma el diagrama de radiación para maximizar algún parámetro de la señal (por ejemplo, la SNR). De este modo, el diagrama sintetizado habitualmente presentará un lóbulo principal en la dirección del usuario deseado, lóbulos secundarios en las direcciones de las componentes multitrayecto y mínimos (e incluso nulos) de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia. No siempre será posible eliminar toda la interferencia, ya que el número de fuentes interferentes que se pueden suprimir está directamente relacionado con el número de elementos de la antena. Esta técnica requiere el uso de complicados algoritmos, tanto para la detección de las señales deseada e interferente como para la optimización de los pesos que conforman el haz. Estos algoritmos suelen conllevar una gran carga computacional, mientras que deben procesarse en tiempo real, por lo que suponen una seria limitación. Por ser el caso más interesante, algunos de los algoritmos utilizados se comentan más adelante. Puede verse un esquema simple en la Figura 7.13.

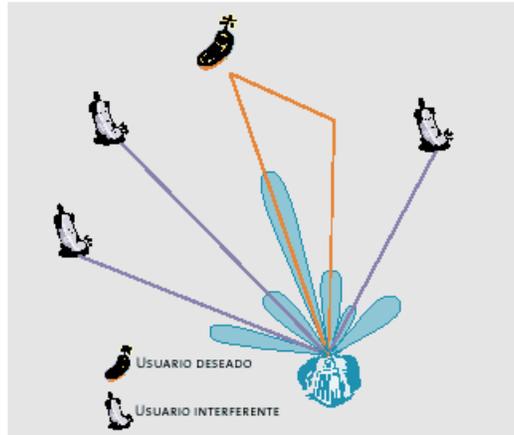


Figura 7.13 Antena de haz adaptativo.

Una vez conocidos los tipos de antenas inteligentes, es necesario estudiar los modos de introducción de esta tecnología en una red de comunicaciones móviles. Existen tres modos de aplicarla, en función del grado de aprovechamiento de la selectividad espacial que ofrece:

- *Receptor de alta sensibilidad (HSR)*. Esta configuración consiste en utilizar antenas inteligentes sólo en el enlace ascendente. De este modo, gracias a la mayor directividad de la antena, se consigue mejorar la sensibilidad global de la cadena de recepción de la estación base. Esto supone varias ventajas:
 En primer lugar, al mejorar la sensibilidad en el enlace ascendente, aumentará la extensión de la zona de cobertura. Esta mejora podría llegar a ser tan grande como para que fuera el enlace descendente el más restrictivo a la hora de calcular la cobertura de una estación base.
 En segundo lugar, la mayor ganancia de la antena significa también que los móviles más cercanos podrían emitir con menor potencia manteniendo la calidad del enlace, con el consiguiente ahorro de baterías.

Por último, se lograría una mejora de la relación C/I , lo que implicaría menores tasas de error y una mejor calidad. No podría emplearse la mejora en la C/I para incrementar la capacidad de un sistema CDMA, ya que dicha mejora sólo está presente en el enlace de subida y no en el de bajada.

- *Rechazo de interferencias por filtrado espacial (SFIR)*. En esta configuración se emplean antenas inteligentes tanto en el enlace ascendente como en el descendente, con lo cual se consigue aprovechar la mejora por selectividad espacial en ambas direcciones.
- *Acceso múltiple por división espacial (SDMA)*. Esta sería la configuración más compleja, pues consiste en aprovechar al máximo las propiedades de selectividad espacial de las antenas de ambos enlaces para ubicar simultáneamente a varios usuarios en el mismo canal. En este caso, el aumento en la capacidad se produce de forma directa, debido a que se ha añadido una nueva dimensión para la gestión del espectro. La introducción de SDMA supondría la necesidad de contar también con complicados sistemas de gestión de usuarios, de asignación de canales, etc.

7.4.2 Algoritmos de conformación de haz

A continuación se describen brevemente los algoritmos que deben implementarse a la hora de diseñar un sistema de antenas inteligentes basado en haces adaptativos, que son los más complejos y, a la vez, los más interesantes.

En primer lugar, supongamos que existen K usuarios, cada uno de los cuales transmite una señal $\mathbf{s}_k(\mathbf{t})$. La señal del usuario k -ésimo sufre varias reflexiones y llega a la estación base a través de L_k trayectos distintos, cada uno de los cuales tiene una amplitud y una fase distintas ($\mathbf{a}_{ki} \cdot \mathbf{e}^{j\phi_{ki}} \equiv \alpha_{ki}$), y llega con un retardo (τ_{ki}) y una dirección Φ_{ki} diferentes. En la estación base tenemos un arreglo de N antenas, que para simplificar, supondremos que están alineadas y equiespaciadas. En estas condiciones, la señal recibida en el elemento n -ésimo del arreglo es:

$$u_n(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} a_n(\phi_{ki}) \cdot \alpha_{ki} \cdot s_k(t - \tau_{ki}) + n_n(t) \quad (7.1)$$

Donde:

$a_n(\Phi_{ki}) = \exp(jknd \cdot \cos(\Phi_{ki}))$ es la fase con la que llega la señal al elemento n -ésimo.

$k=2\pi/\lambda$ es el número de onda para la frecuencia de trabajo, cuya longitud de onda es λ .

d es la distancia entre los elementos del arreglo.

$n_n(t)$ es el ruido captado por el elemento n -ésimo del arreglo.

Para sintetizar un diagrama de radiación con una cierta distribución de lóbulos, es necesario multiplicar la salida de cada uno de los elementos por un peso complejo $w_n(t)$ y luego sumarlas todas. Utilizando una notación vectorial, la señal a la salida del arreglo será:

$$y(t) = \mathbf{w}^r(t)^H \cdot \mathbf{u}(t) = \mathbf{w}^r(t)^H \cdot \left(\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} \mathbf{a}_{ki} \cdot \alpha_{ki} \cdot s_k(t - \tau_{ki}) + \mathbf{n}(t) \right) \quad (7.2)$$

Donde los vectores \mathbf{w}^r , \mathbf{a}^r y \mathbf{n}^r son vectores columna, con los elementos w_n , a_n y n_n correspondientes ($1 \leq n \leq N$), y el operador H significa "hermítico" (transpuesto y conjugado).

El problema consiste entonces en encontrar un vector de pesos \mathbf{w}^r capaz de sintetizar un diagrama de radiación que sea útil para apuntar a un usuario. Si nuestro sistema dispone de N_R cadenas receptoras (es decir, es capaz de establecer hasta N_R comunicaciones simultáneas con otros tantos usuarios), habrá que calcular a la vez N_R vectores de pesos, aplicarlos a las salidas de los elementos del arreglo y obtener así las N_R salidas (una para cada receptor).

El cálculo del vector \mathbf{w}^r que mejor se adapte a estas necesidades (según queramos maximizar la SNR, aprovechar la diversidad de trayectos, etc.) puede realizarse mediante algoritmos muy diversos.

Existen, básicamente, tres tipos de algoritmos para el cálculo del vector de pesos, los cuales se diferencian en el modo en que seleccionan al usuario deseado:

1. *Técnicas con referencia temporal.* En este caso, el receptor genera localmente una estimación de la señal del usuario que desea captar (obtenida usualmente a partir de una secuencia de entrenamiento o de un código de *scrambling*). Entonces, el algoritmo encontrará el valor de \mathbf{w}^r que minimiza el error entre la señal de salida del arreglo, $\mathbf{y}(\mathbf{t})$, y la estimación, $\mathbf{d}(\mathbf{t})$. La solución óptima es:

$$\mathbf{w}_{opt}^r = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{p} \quad (7.3)$$

Donde $\mathbf{R} = E[\mathbf{u}^r \cdot \mathbf{u}^{rH}]$ es la matriz de autocorrelación de la señal de entrada y $\mathbf{p}^r = E[\mathbf{u}^r \cdot \mathbf{d}(t)^*]$ es la correlación cruzada entre la señal a la entrada y la señal deseada.

No siempre es sencillo o viable obtener estas matrices de correlación, por lo que existen varias técnicas que tratan de aproximar este valor óptimo. Dos soluciones clásicas son la MMSE y la LS³. La diferencia entre ambas es que la MMSE encuentra el w^r óptimo entre todo el conjunto de posibles realizaciones (para lo cual hay que suponer un entorno estacionario), mientras que la LS lo encuentra en un número finito de muestras (*snaps-hots*), por lo que no necesita suponer estacionariedad. La solución encontrada con estas técnicas maximiza la SNR media (puede ser la media de conjunto en MMSE o una media temporal en LS). Con esto se consigue dirigir el haz hacia el usuario deseado, reduciéndose el nivel de ruido a la entrada. Además, impone nulos de radiación en las señales interferentes y de multitrayecto independientes entre sí que lleguen con la señal deseada.

2. *Técnicas con referencia espacial.* Estas técnicas no requieren el uso de secuencias de entrenamiento, pero, en cambio, necesitan estimar la DoA (dirección de llegada) del usuario deseado y de los interferentes (lo que supone el uso de otros complejos algoritmos para hacer dicha estimación). La ventaja de éstas frente a las anteriores es que no necesitan conocer los estadísticos de la señal y convergen más rápido, al no tener que invertir grandes matrices. En cambio, son muy sensibles a los posibles errores de apuntamiento (debidos a una mala calibración de los elementos del arreglo o a desviaciones en los algoritmos de cálculo de DoA), ya que si la dirección en la que se dirige el haz no coincide con la de la señal que se busca, ésta puede ser eliminada como una interferencia más.

³ J.C. Libert, T.S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless communications: IS-95 and Third Generation CDMA applications*, Prentice Hall, 1999.

Como ejemplo, cabe citar las técnicas MaxSNR (que maximiza la SNR a la salida del arreglo, si se conocen ciertos estadísticos del ruido) y LCMV⁴ (que minimiza la varianza de la señal de salida, sujeta a algunas restricciones).

3. *Técnicas con referencia ciega.* En este tipo de técnicas, más complejas, lo que se explota es alguna característica conocida de la señal deseada, como alguna modulación, algún tipo de cicloestacionariedad, etc.

Habitualmente, el algoritmo que se diseña para una aplicación no se encuadra exactamente en uno de estos tipos, sino que puede utilizar algún esquema híbrido para mejorar sus prestaciones. Algunos algoritmos interesantes en este sentido pueden ser:

- *Procesado haz-espacio.* Consta de dos etapas, la primera genera una serie de salidas asociadas a distintos haces fijos, las cuales, en la segunda etapa, se procesan según algún criterio establecido.
- *Conformador de banda ancha.* Emplea una serie de líneas de retardo y de filtros de respuesta al impulso finito con los que sintetiza la respuesta en frecuencia de cada haz.
- *Conformador en el dominio de la frecuencia.* Realiza una FFT (Transformada rápida de Fourier) a la salida de cada antena, de modo que se calcula el vector de pesos óptimo para cada componente espectral. Después se realiza una IFFT (Transformada inversa rápida de Fourier) para recuperar la señal de banda ancha.

⁴ J.C. Libert, T.S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless communications: IS-95 and Third Generation CDMA applications*, Prentice Hall, 1999.

- *Conformador digital*. Se toman muestras a la salida de cada elemento del arreglo, que luego se procesan (mediante pesos y retardos) para generar los haces deseados.
- *Método de la autoestructura*. Separa los subespacios de señal deseada y ruido utilizando los autovectores de la matriz de autocorrelación de la señal recibida.

A la hora de utilizar alguno de estos algoritmos, ha de tenerse en cuenta que no es muy eficiente calcular la solución completa del problema cada vez que se desee actualizar el valor de w^r . En lugar de eso, es más razonable limitarse a calcular únicamente la diferencia entre el valor que tenía en el instante anterior y el valor que se supone que debería tener en el actual (algoritmos adaptativos). Un algoritmo así permitiría, además, capturar a nuevos usuarios y seguir a aquellos que se desplazan. Entre los más interesantes destacan el método del gradiente conjugado, la regla III de Madaline⁵ (basado en redes neuronales), el RLS⁶ (que necesita secuencia de entrenamiento) y el LS-CMA⁷ (una extensión no lineal del LS que aprovecha las características del algoritmo CMA).

La aplicación de un algoritmo u otro en el diseño de una antena inteligente depende del compromiso al que se desee llegar entre la funcionalidad del método (robustez, flexibilidad, etc.) y su eficiencia computacional (sobre todo, teniendo en cuenta que se desea conseguir que funcione en tiempo real). Esto es cierto cuando hablamos del enlace ascendente, sin embargo, en el caso del enlace descendente, existen, además, ciertas consideraciones que hay que tener en cuenta.

⁵ M. Chryssomallis, *Smart Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, n°3, Jun 2000.

⁶ L. C. Godara, *Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction of arrival considerations*. Proceedings of the IEEE, vol 85, Ago. 1997.

⁷ J.C. Libert, T.S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless communications: IS-95 and Third Generation CDMA applications*, Prentice Hall, 1999.

En efecto, en el enlace descendente es la estación base la que transmite y, por tanto, debe conocer de algún modo la dirección en la que se encuentran los usuarios para poder iluminarlos con los haces. Puesto que en el enlace ascendente ya se han calculado los pesos que apuntan los haces hacia los usuarios, podría parecer razonable utilizar esos mismos pesos para conformar el diagrama de radiación en el enlace de bajada. Sin embargo, en general esto no será así, dado que las bandas de frecuencias para uplink y downlink están lo bastante separadas como para que la respuesta del canal sea distinta en cada caso y, por tanto, cambie la distribución espacial, temporal y espectro de los multitrayectos y de las interferencias.

En estos casos es más razonable utilizar algún algoritmo para calcular la DoA del usuario deseado y de los interferentes en el enlace ascendente, de modo que luego pueda sintetizarse un diagrama de radiación atendiendo a las posiciones calculadas de los usuarios. Esta síntesis puede hacerse entonces utilizando las técnicas clásicas de síntesis de diagramas de radiación.

7.4.3 Descripción de una Posible Implementación

A continuación se va a evaluar el modo en que podría incorporarse un sistema de antena inteligente a UMTS.

En primer lugar, hay que recordar que, de las tres posibles configuraciones del sistema, la menos recomendable en un sistema CDMA es precisamente la configuración SDMA. En efecto, en un entorno UMTS se tendrá un número muy alto de usuarios que utilizarán la misma frecuencia al mismo tiempo, de modo que los usuarios se distinguirán unos de otros mediante sus códigos de scrambling. La incorporación de la solución SDMA supondría entonces añadir una complejidad enorme e innecesaria en la gestión de los usuarios, ya que los propios códigos son suficientes para garantizar una separación satisfactoria de las señales.

En cuanto a las configuraciones HSR y SFIR, está claro que es más beneficiosa esta última, dado que es la que realmente puede proporcionar un aumento en la capacidad del sistema por la mejora en la C/I (además de las mejoras en la calidad, seguridad, etc., asociadas al uso de antenas inteligentes).

La configuración SFIR puede implementarse con cualquiera de los tres esquemas de antena planteados más arriba. No obstante, las prestaciones conseguidas con esquemas de haz conmutado y haz de seguimiento son muy inferiores a las que se lograrían utilizando arreglos adaptativos. Es más, dado que UMTS hará un uso intensivo de receptores Rake para aprovechar la diversidad por multitrayecto, son más interesantes las soluciones basadas en haces adaptativos, ya que sería posible recibir las componentes de multitrayecto a través de los lóbulos secundarios del haz sintetizado para cada usuario. En el caso de haces conmutados o de seguimiento, sería necesario generar un haz distinto para extraer cada componente multitrayecto de cada usuario y enviarla al receptor Rake correspondiente (básicamente, ésta es la estrategia utilizada en los llamados receptores 2D-Rake⁸, los cuales también pueden implementarse con haces adaptativos, si se desea aprovechar la diversidad ofrecida por los multitrayectos independientes con la señal deseada).

La elección del algoritmo que gobierna la conformación de los haces depende mucho de las prestaciones que se le quieran dar al sistema, debiéndose alcanzar un compromiso entre las mejoras que se pretenden obtener y la complejidad añadida. Ha de tenerse en cuenta que un requisito imprescindible en el diseño es el funcionamiento en tiempo real, por lo que no son aconsejables algoritmos que impongan una fuerte carga computacional a los procesadores. En este sentido, lo más adecuado sería utilizar algoritmos adaptativos, ya que, una vez inicializados, sólo requieren cálculos de menor envergadura para ir actualizando la conformación del haz.

⁸ S. Ponnekanti, *An overview of smart antenna technology for heterogeneous networks*. IEEE communications Survey, 1999.

Al ser UMTS un sistema CDMA, hace uso de códigos de scrambling, los cuales pueden muy bien utilizarse como secuencias de entrenamiento en algoritmos con referencia temporal. Teniendo en cuenta que la modulación empleada en los canales dedicados es QPSK, el algoritmo que se utilice puede mejorarse si se basa de alguna manera en la técnica CMA.

Además, en el modo FDD⁹ de UMTS, si se desea hacer conformación de haz también en el enlace descendente, será necesario utilizar, como se ha dicho, algoritmos de detección de la DoA de los usuarios. En este caso, ya que se han calculado las DoAs, podrían utilizarse éstas como apoyo a los algoritmos adaptativos del enlace ascendente. En cambio, en el modo TDD¹⁰, pueden utilizarse para conformar el haz en el enlace descendente los mismos pesos que se hayan utilizado en el ascendente.

7.4.3.1 Canales Involucrados

De toda la estructura de canales de transporte definida en UMTS, no todos ellos admiten ser transmitidos o recibidos a través de una antena de haz conformado, sino que obligatoriamente deben hacer uso de una antena omnidireccional o sectorial (es el caso de los canales de difusión, paging, acceso aleatorio, etc.). De hecho, los únicos canales que admiten conformación de haz son el canal dedicado (DCH) y el canal de acceso dirigido (FACH):

- El DCH es el canal bidireccional que lleva los datos y la señalización asociada a un usuario cuando éste se encuentra en modo circuitos (a veces también en modo paquetes).
- El FACH es un canal downlink que lleva los avisos (*pages*) para los terminales móviles cuya situación es conocida por la red.

⁹, ¹⁰ Ramakrishna Janaswamy, *Radiowave Propagation and Smart Antennas For Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001

7.4.3.2 Procedimientos Afectados

Algunos de los procedimientos de las capas inferiores de UMTS pueden verse modificados en parte, debido a la utilización de estaciones base con antenas inteligentes. Podemos mencionar cómo afectan las antenas inteligentes a algunos de los procedimientos siguientes:

- *Sincronización y búsqueda de celda.* En principio, no deberían verse especialmente modificados, ya que se realizan a través de los canales de difusión, acceso aleatorio, etc., que son los que se seguirán transmitiendo a través de antenas convencionales. Lo mismo podría decirse del procedimiento de reelección de celda, ya que también se realiza cuando el móvil se encuentra en modo de espera.
- *Control de potencia.* El uso de antenas directivas debería mejorar las prestaciones del control de potencia, ya que se debería conseguir una reducción en la potencia transmitida por ambas partes. No obstante, el algoritmo en sí no tendría que verse afectado en exceso, ya que se basa en medidas que se hacen sobre la potencia recibida.
- *Establecimiento de llamadas.* Este procedimiento comenzaría como es habitual, cuando el móvil hace uso del canal de acceso aleatorio para solicitar el establecimiento de una comunicación. En este momento, el Nodo B podría utilizar estas señales que recibe para estimar la DoA de este usuario, de modo que, a continuación, puede generar un diagrama de radiación apuntado hacia él. Este diagrama, debidamente modificado en cada trama, será utilizado por el canal dedicado durante toda la llamada.

- *Diversidad.* Habría que estudiar en detalle la compatibilidad de los distintos procedimientos de diversidad con un sistema de antena inteligente. Probablemente, el procedimiento de diversidad de transmisión y el empleo de diversidad de recepción serán menos decisivos.
- *Localización.* La localización de terminales podría mejorarse si se emplea la información de la dirección de apuntamiento de las antenas. Ésta información no está siempre disponible (si no se hace cálculo de la DoA, habría que acudir directamente a los pesos aplicados a las salidas del arreglo para obtener la dirección de apuntamiento). Además, esta información podría dar lugar a conclusiones incorrectas en el caso de que no exista visión directa entre el móvil y la base, ya que en este caso, la comunicación puede darse mediante rayos reflejados y la antena apunta a las direcciones en las que llegan estos rayos.
- *Llamadas.* Como se ha mencionado, durante una llamada de voz se está ocupando un canal dedicado bidireccional, el cual puede ser transmitido y recibido mediante una antena inteligente. Es aquí donde los algoritmos de conformación de haz y de detección de las DoAs deben ejecutarse con total precisión para que la llamada prospere.

- *Handover*. Probablemente éste sea el procedimiento más afectado por el uso de antenas inteligentes. En efecto, supongamos que un móvil está siendo enfocado por el haz directivo de una estación base (es decir, está en mitad de una llamada) y, en un momento dado, necesita cambiar de celda. Si la nueva estación base también está dotada de una antena inteligente, en primer lugar, y a partir de los mensajes que se intercambie con el móvil, tendrá que evaluar su DoA. Una vez conocida ésta, ya podrá generar el diagrama de radiación adecuado para apuntar al móvil. En el caso de que se implemente soft handover en la red, el procedimiento sería más sencillo: durante la llamada, el móvil se encuentra enfocado por las antenas de dos o más estaciones base simultáneamente, de modo que el cambio de una celda a otra es inmediato.

APÉNDICE 7A: AUMENTO DE CAPACIDAD CON ANTENAS DE HAZ CONMUTADO (VÁLIDO PARA FDMA)

Las ventajas que ofrecen las antenas de haz conmutado con respecto a antenas similares de haces sectorizados es explicada, en términos simples, por la teoría de trunking. El siguiente análisis ignora los efectos del desvanecimiento. La diferencia principal entre sistemas de haz conmutado y sistemas de haces sectorizados está en el número de canales disponibles por sector. En una antena de haz conmutado, todos los canales asignados a la celda están disponibles para el sector seleccionado. En una antena de haz sectorizado, un aumento en el número de haces reduce proporcionalmente el número de canales por sector. Para un cluster de tamaño N en un sistema celular hexagonal, la razón C/I para una celda omnidireccional que tiene N_I fuente de interferencia cocanal es:

$$\frac{C}{I} \Big|_{\text{omni}} = \frac{1}{N_I} (3N)^{n/2} \quad (7A.1)$$

donde n es el exponente de pérdida de trayectoria. En el caso de un arreglo hexagonal, el número de fuentes de interferencia de la primera fila es $N_I = 6$. Para un determinado C/I, n y N_I , la ecuación (7A.1) puede invertirse de la siguiente manera:

$$N = \frac{1}{3} \left[N_I \frac{C}{I} \right]^{\frac{2}{n}} \quad (7A.2)$$

En una región densamente poblada, es razonable el asumir que las fuentes de interferencias están distribuidas uniformemente en el espacio. Si una antena con haz conmutado de m haces, cada uno con un ancho de haz de $\Delta\Phi$ radianes, es utilizada en la celda en lugar de una antena omnidireccional, el número de fuentes de interferencia por haz se reduce por un factor de $\Delta\Phi/2\pi = 1/m$.

Consecuentemente, el C/I para una antena de haz conmutado (sb) es

$$\left. \frac{C}{I} \right|_{\text{sb}} = \frac{m}{N_I} (3N)^{n/2} \quad (7A.3)$$

que muestra que la razón C/I aumenta en proporción directa al número de haces m . Esta es la misma ventaja que se obtiene al utilizando antenas de haces sectorizados. Sin embargo, a diferencia de las antenas sectorizadas, el número de canales disponible en un sistema de haz conmutado no es dividido entre sus sectores. En lugar de lo anterior, todos los canales disponibles están disponibles para el haz seleccionado. La ecuación (7A.3) puede ser utilizado para calcular la razón C/I para un determinado m , N_I , N y n . En forma recíproca, para un determinado valor de C/I , n y m , la ecuación (7A.3) puede ser invertida para definir un tamaño efectivo de cluster N_e

$$N_e = \frac{1}{3} \left[\frac{N_I C}{m I} \right]^{\frac{2}{n}} = N m^{-2/n} \quad (7A.4)$$

donde la segunda ecuación es obtenida utilizando (7A.2). La ecuación anterior sugiere que el tamaño efectivo de cluster es reducido con el incremento de m para un C/I constante. Si N_T es el número total de canales por cluster, y $N_c = N_T/N$ es el número de canales por celda, el número efectivo de canales por celda N_{ce} es

$$N_{ce} = \frac{N_T}{N_e} = \frac{N_T}{N m^{-2/n}} = m^{2/n} N_c \geq N_c. \quad (7A.5)$$

Para una probabilidad de bloqueo, p , la figura 7A.1 muestra la intensidad de tráfico E/N_k por canal, con el número de canales por sector N_k como parámetro.

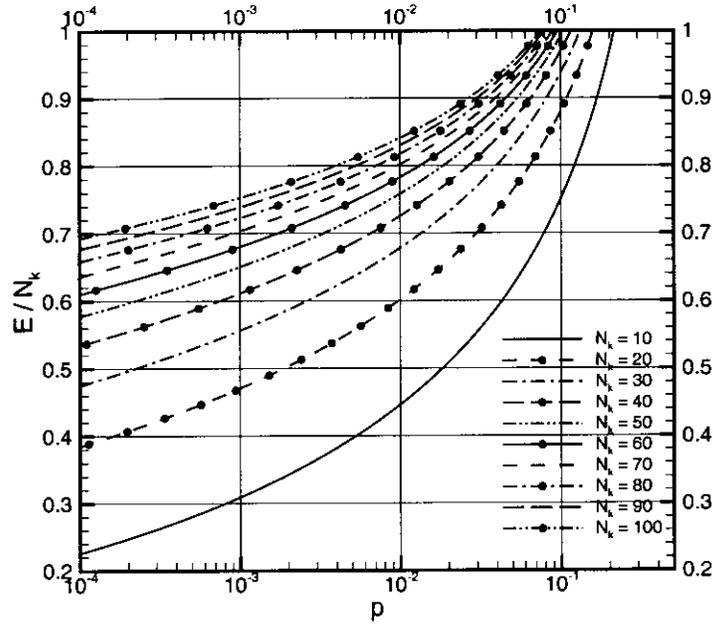


Figura 7A.1 Intensidad de tráfico por canal vrs grado de servicio con N_k como parámetro.

Para el valor particular de probabilidad de bloqueo de 0.01, también puede ocuparse la siguiente expresión

$$E/N_k \approx 0.855 \tanh(0.07N_k) - 1.41 \times 10^{-3} N_k^2 e^{-0.07N_k} \quad (p = 0.01) \quad (7A.6)$$

Si una intensidad de tráfico típica E_u por usuario es asumida, entonces el número de usuarios k soportados por canal es $(E/N_k)/E_u$. Para obtener la intensidad de tráfico con un sistema de haz conmutado, el número de canales por sector a ser usado en (7A.6) es el número efectivo de canales por celda N_{ce} . El número total de subscriptores por celda, $K_{sb} = kN_{ce}$, con una sistema de antena de haz conmutado para $p = 0.01$ es entonces

$$K_{sb} = \frac{N_{ce}}{E_u} \left[0.855 \tanh(0.07N_{ce}) - 1.41 \times 10^{-3} N_{ce}^2 e^{-0.07N_{ce}} \right] \quad (7A.7)$$

En contraste, el número de usuarios por celda con antenas omnidireccionales, K_{omni} , y con una antena sectorial de m haces, K_{sec} para $p=0.01$ son

$$K_{omni} = \frac{N_c}{E_u} \left[0.855 \tanh(0.07N_c) - 1.41 \times 10^{-3} N_c^2 e^{-0.07N_c} \right] \quad (7A.8)$$

$$K_{sec} = \frac{N_{ce}}{E_u} \left[0.855 \tanh \left(\frac{0.07N_{ce}}{m} \right) - 1.41 \times 10^{-3} \left(\frac{N_{ce}}{m} \right)^2 e^{-\frac{0.07N_{ce}}{m}} \right] 246$$

Nótese que el número de sectores en un sistema de m sectores es igual a m y el número de canales por sector es proporcionalmente reducido a N_{ce}/m .

También nótese que las ecuaciones (7A.7-7A.8) son todas válidas para un C/I constante. La Figura 7A.2 muestra el número de canales por celda para sistemas de haz conmutado y para sistemas sectorizados para $E_u = 0.05$ Erlangs, $n = 4.5$, $N = 7$, $N_I = 6$, $p = 0.01$ y $N_T = 400$ canales.

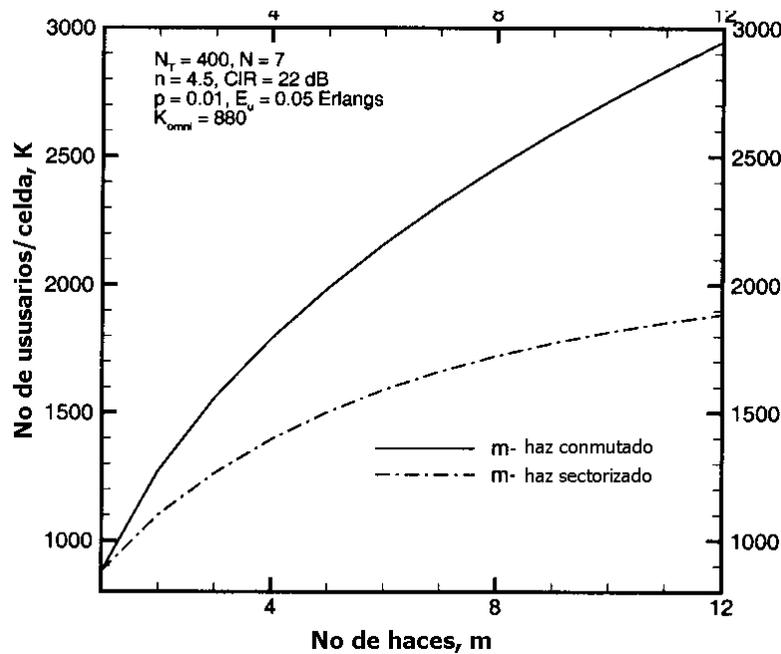


Figura 7A.2 Número de usuarios por celda para antenas de haz conmutado y antenas sectorizadas para un C/I fijo y una probabilidad de bloqueo $P = 0.01$.

Para los parámetros seleccionados, el C/I para una antena omnidireccional es 22 dB. La antena omnidireccional soportará hasta 880 usuarios. Una antena sectorizada soportará hasta 1,885 usuarios con 12 haces. Una antena de haz conmutado de 12 haces soportará hasta 2,948 usuarios, o aproximadamente 60% mayor en usuarios que para una antena sectorizada.

CONCLUSIONES

En términos generales y con respecto a la propagación de ondas de radio de telefonía móvil, tanto para configuraciones de macroceldas y, principalmente para arreglos microcelulares y picocelulares, se pueden resaltar los siguientes aspectos:

- El comportamiento de la propagación en arreglos macrocelulares difiere en gran medida del que se da en los arreglos micro y picocelulares. Esto es debido a que las pérdidas de propagación para los primeros (arreglos macrocelulares) están mayormente gobernadas por variables como la frecuencia y la distancia entre el transmisor y el receptor, mientras que para los arreglos micro y picocelulares, el multitrayecto (debido a mecanismos de acople entre el transmisor y el receptor tales como la reflexión, la difracción y la transmisión) juega un papel preponderante en las pérdidas de propagación.
- Debido a la diferencia de mecanismos (o variables) que han de considerarse para el cálculo de las pérdidas de propagación y en función a la cantidad de datos necesarios para dicho cálculo, existe una relación entre los tipos de modelos de cálculo de propagación y los tipos de arreglo, en la cual un modelo es más adecuado que otro para un determinado arreglo: Debido a su naturaleza empírica inherente, los modelos empíricos y semiempíricos son adecuados para macroceldas con características homogéneas. Los modelos semiempíricos son también adecuados para microceldas homogéneas. Los modelos determinísticos son adecuados para microceldas y picoceldas independientemente de sus formas.

- El cálculo y estimación de la propagación es un factor clave para el diseño de un sistema macro, micro o picocelular, puesto que los resultados pueden ser ocupados para estimar la relación C/I entre dos celdas que ocupan el mismo canal (interferencia cocanal) o entre dos usuarios utilizando canales cercanos (interferencia de canal adyacente).
- La relación de C/I entre dos celdas i y j de un sistema celular es ocupada por la matriz de interferencia y la matriz de compatibilidad, para determinar un umbral mínimo para la diferencia de los números de canal asignados (a las celdas i y j) que garantiza la compatibilidad entre los usuarios de estos canales.
- Existen limitaciones inherentes a los sistemas de comunicación móvil que están determinadas por las condiciones de operación y propagación entre el transmisor (deseado e interferentes) y el receptor: Por ejemplo, los canales de tráfico se transmiten a través de antenas omnidireccionales o bien sectorizadas, a pesar del carácter eminentemente punto a punto de la comunicación. Dichas limitaciones afectan la calidad de la señal recibida y por lo tanto, en forma directa, la capacidad del sistema (tasa binaria que puede ofrecer el sistema). Entre éstas limitaciones inherentes podemos destacar: el desvanecimiento por multitrayecto, la interferencia cocanal y la interferencia intersimbólica.
- Los esquemas de diversidad, las técnicas de combinación y las llamadas antenas inteligentes, son alternativas que pueden ser utilizadas para mitigar los efectos de desvanecimiento e interferencia que afectan la calidad de la señal recibida.

BIBLIOGRAFÍA

- MANUEL F. CÁTEDRA, JESUS PÉREZ-ARRIAGA, *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House Publishers, 1999.
- NATHAN BLAUNSTEIN, *Radio Propagation In Cellular Networks*, Artech House Publishers, 2000.
- RAMAKRISHNA JANASWAMY, *Radiowave Propagation And Smart Antennas for Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- LEE, WILLIAM C.Y., *Mobile Communications Design Fundamentals*, John Wiley & Sons, Inc, 2nd ed., 1993.
- WEB PROFORUMS TUTORIALS, *Personal Communications Service (PCS)*, <http://www.iec.org/cgi-bin/acrobat.pl?filecode=111>, [2003]
- WEB PROFORUMS TUTORIALS, *Smart Antenna Systems*, http://www.iec.org/online/tutorials/acrobat/smart_ant.pdf, [2003]
- OSCAR M. JIMENEZ, IGNACIO J. FRANCO Y J. LUIS MIRANDA, *Introducción a la tecnología de antenas inteligentes. Aplicación a UMTS*, <http://www.tid.es/presencia/publicaciones/comsid/esp/21/03.pdf>, [2003]

WEB PROFORUMS TUTORIALS, *Wireless Internet Network
Communications Architecture*,
<http://www.iec.org/online/tutorials/acrobat/winternet.pdf>, [2003]

WEB PROFORUMS TUTORIALS, *Fundamentals of Telecommunications*,
http://www.iec.org/online/tutorials/acrobat/fund_telecom.pdf, [2003]