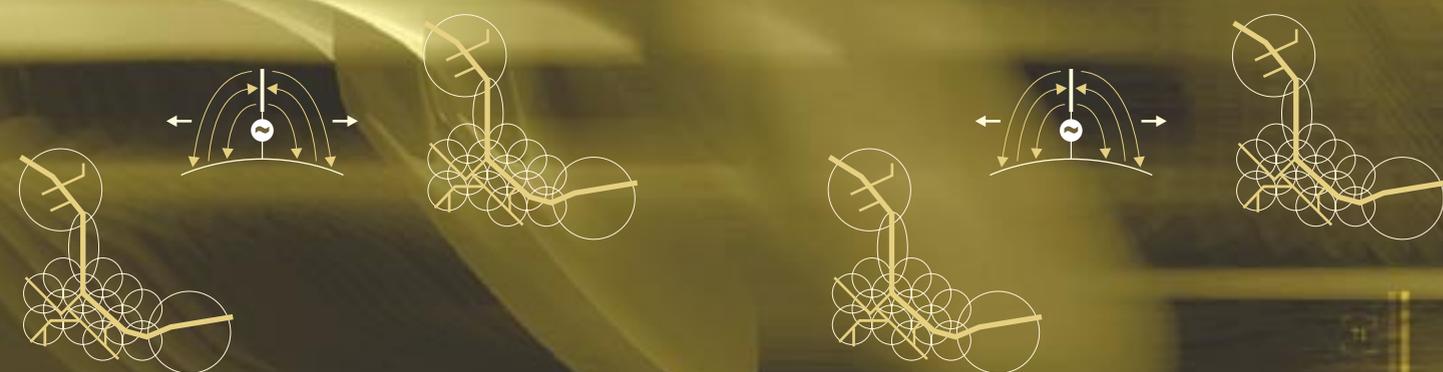




■ Unión Internacional de Telecomunicaciones



Manual

Propagación de las ondas radioeléctricas en sistemas terrenales móviles terrestres en las bandas de ondas métricas/decimétricas

Edición 2002

EL SECTOR DE RADIOCOMUNICACIONES DE LA UIT

El Sector de Radiocomunicaciones tiene como cometido garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los servicios por satélite, y realizar, sin limitación de gamas de frecuencias, estudios que sirvan de base para la adopción de las Recomendaciones UIT-R.

Las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y las Asambleas de Radiocomunicaciones, con la colaboración de las Comisiones de Estudio, cumplen las funciones reglamentarias y políticas del Sector de Radiocomunicaciones.

Para toda información sobre asuntos de radiocomunicaciones

Póngase en contacto con:

UIT
Oficina de Radiocomunicaciones
Place des Nations
CH-1211 Ginebra 20
Suiza

Teléfono: +41 22 730 5800
Telefax: +41 22 730 5785
E-mail: brmail@itu.int
Web: www.itu.int/itu-r

Para solicitar las publicaciones de la UIT

No se admiten pedidos por teléfono. Sírvanse enviarlos por telefax o correo electrónico (E-mail).

UIT
División de Ventas y Comercialización
Place des Nations
CH-1211 Ginebra 20
Suiza

Teléfono: +41 22 730 6141 inglés
Teléfono: +41 22 730 6142 francés
Teléfono: +41 22 730 6143 español
Telefax: +41 22 730 5194
Télex: 421 000 uit ch
Telegrama: ITU GENEVE
E-mail: sales@itu.int

La Librería electrónica de la UIT: www.itu.int/publications



Unión Internacional de Telecomunicaciones

Manual

***Propagación de
las ondas radioeléctricas
en sistemas terrenales
móviles terrestres en
las bandas de ondas
métricas/decimétricas***

ÍNDICE

	Página
PREFACIO.....	vii
AGRADECIMIENTOS.....	ix
CAPÍTULO 1 – INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Finalidad.....	1
1.2 Cómo usar este Manual.....	1
1.3 Textos UIT-R aplicables.....	2
CAPÍTULO 2 – APLICACIONES PARA LOS SISTEMAS RADIOELÉCTRICOS MÓVILES TERRESTRES.....	5
2.1 Arquitectura general de la red.....	5
2.2 Sistemas radioelétricos móviles privados (despacho).....	7
2.3 Redes radioeléctricas públicas de búsqueda.....	9
2.4 Sistemas públicos de telefonía sin cordón.....	10
2.5 Sistemas públicos de telefonía móvil celular.....	12
2.6 Referencias Bibliográficas útiles.....	15
CAPÍTULO 3 – PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LA PROPAGACIÓN.....	17
3.1 Mecanismos de propagación.....	17
3.1.1 Espacio libre.....	17
3.1.2 Reflexiones.....	17
3.1.3 Reflexión producida por el suelo.....	18
3.1.4 Reflexión producida por edificios.....	18
3.1.5 Difracción.....	19
3.1.6 Refracción.....	20
3.2 Oscurecimiento y desvanecimiento rápido.....	20
3.2.1 Oscurecimiento.....	20
3.2.2 Desvanecimiento rápido.....	21
3.3 Estadísticas de la variabilidad de situaciones.....	21
3.4 Referencias Bibliográficas.....	23

CAPÍTULO 4 – TÉCNICAS DE MODELIZACIÓN PARA LA PREDICCIÓN DE LA PROPAGACIÓN.....	25
4.1 Modelos generales punto a zona	25
4.1.1 Los modelos de Okumura y de Hata	26
4.1.2 Prueba y ajuste de los modelos empíricos generales punto a zona	28
4.2 Métodos que emplean información sobre el terreno y la cobertura del suelo	33
4.3 Delineamiento de rayos, GTD y teoría de la difracción uniforme (UTD, <i>uniform theory of diffraction</i>) y métodos de ecuación parabólica y ecuación integral.....	35
4.3.1 Métodos de delineamiento de rayos y GTD y UTD.....	35
4.3.2 Métodos de ecuación parabólica (PE, <i>parabolic equation</i>)	36
4.3.3 Métodos de ecuación integral (IE, <i>integral equation</i>).....	36
4.4 Modelización de la difracción.....	37
4.4.1 Resumen de los métodos anteriores, y métodos de Tierra esférica, arista y cilindro	37
4.4.2 Recomendación UIT-R P.526	44
4.5 Consideraciones sobre el modelo de propagación	45
4.5.1 Planificación del sistema.....	47
4.5.2 Evaluación de la interferencia y gestión del espectro	47
4.5.3 Comparación de mediciones y predicciones	48
4.6 Referencias Bibliográficas	48
CAPÍTULO 5 – BASES DE DATOS DE TERRENO (DISPONIBILIDAD Y USO)	51
5.1 Altura del terreno	51
5.2 Cobertura del suelo.....	53
5.3 Uso de las bases de datos en los métodos disponibles para modelización y planificación	55
5.3.1 Metáforas aplicadas a la zona.....	56
5.3.2 Consideraciones sobre los perfiles	56
5.4 Referencias Bibliográficas	57
CAPÍTULO 6 – PROPAGACIÓN EN LOS EDIFICIOS Y BAJO TIERRA	59
6.1 Métodos específicos	59

	Página
6.2	Métodos generales..... 60
6.3	Propagación combinada (interior-exterior y exterior-interior)..... 63
6.4	Referencias Bibliográficas 64
CAPÍTULO 7 – CONSIDERACIONES SOBRE LA ANTENA 67	
7.1	Emisión de las ondas radioeléctricas..... 67
7.2	Radiador isotrópico de referencia y antena dipolo..... 68
7.3	Características de antena 70
7.4	Antenas de estación de base 71
7.5	Antenas de estación móvil..... 72
7.6	Impacto del entorno móvil terrestre 72
7.6.1	Fenómenos de despolarización en el entorno móvil terrestre 72
7.6.2	Ganancia de altura de antena: de base y móvil 73
7.6.3	Correlación/diversidad en el espacio..... 74
7.6.4	Ganancia de antena realizable de la estación móvil vehicular 74
7.6.5	Pérdida debida al cuerpo 74
7.7	Referencias Bibliográficas 75
CAPÍTULO 8 – RUIDO DE ENTORNO 77	
8.1	Factores de calidad del sistema radioeléctrico 77
8.2	Términos relativos al ruido y antecedentes 77
8.2.1	Componentes del ruido..... 77
8.2.2	Potencia de ruido y temperatura de ruido..... 77
8.2.3	Factor de ruido 78
8.2.4	Factor de ruido para componentes en cascada 79
8.2.5	Factor de ruido de sistema receptor..... 81
8.3	Información sobre índice de ruido de antena de la Recomendación UIT-R P.372 83
8.4	Mediciones de ruido para aplicaciones específicas..... 85
8.5	Referencias Bibliográficas 85
CAPÍTULO 9 – CARACTERÍSTICAS DE CANAL PARA SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL..... 87	
9.1	Caracterización en el dominio del tiempo..... 87
9.2	Caracterización en el dominio de frecuencia 88
9.3	Caracterización en el dominio angular y los espectros Doppler 89
9.4	Canales WSSUS..... 89

	Página
9.5 Modelización del canal de banda ancha.....	90
9.5.1 Modelos de canal específicos.....	90
9.5.2 Modelos de canal generales para simulaciones de sistemas	90
9.6 Referencias Bibliográficas	92
BIBLIOGRAFÍA.....	93
Textos del UIT-R.....	93
Libros.....	93
Conjuntos de datos, en línea.....	93
Monografías e informe	94
Conferencias y Artículos de Revistas.....	94
APÉNDICE A – EJEMPLOS PRÁCTICOS	101
A.1 Ejemplo de prueba y de ajuste de modelos generales empíricos punto a zona (véase también el § 4.1.2).....	101
A.1.1 Prueba del modelo (véase también el § 4.1.2.2).....	101
A.1.2 Cómo elegir el mejor modelo (véase también el § 4.1.2.2)	103
A.1.3 Ajuste del modelo (véase también el § 4.1.2.3)	103
APÉNDICE B – CONVERSIÓN DE UNIDADES.....	105
B.1 Pérdida de propagación en función de la intensidad de campo.....	105
B.2 Decibelios y escala logarítmica.....	105
B.3 Conversiones de unidades	107
B.4 Referencias Bibliográficas	107

PREFACIO

Gran parte de la vida moderna, tanto en los países desarrollados como en desarrollo, depende de la expectativa de que las radiocomunicaciones estén disponibles y sean móviles e inmediatas. Los organismos y las empresas de telecomunicaciones de todo el mundo tienen que poder establecer y mantener una infraestructura de comunicaciones móviles que satisfaga la calidad de comunicación exigida.

La comprensión de los mecanismos de propagación a través de entornos naturales y artificiales es un elemento básico de la cultura de un ingeniero de telecomunicaciones. Estos conocimientos son necesarios para planificar y optimizar la ayuda técnica que necesitan los clientes de las radiocomunicaciones móviles. La variabilidad natural, tanto espacial como temporal, y sus efectos en el terreno y la topografía no se puede controlar, pero sí se puede tener en cuenta siempre y cuando se conozca el efecto que tiene en los sistemas.

En el caso de los servicios terrenales móviles terrestres, en estos últimos años se viene experimentando un enorme aumento de demanda y uso por parte de los usuarios. Se han desarrollado muchas innovaciones técnicas para establecer redes terrenales móviles, y una de ellas es la mayor comprensión de la propagación de las ondas radioeléctricas. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R) se dedica a proporcionar métodos normalizados (Recomendaciones) para calcular el funcionamiento de los sistemas radioeléctricos en entornos variables. Este Manual del UIT-R ofrece los fundamentos técnicos para la predicción de la propagación de las ondas radioeléctricas en redes móviles punto a punto, punto a zona y punto a multipunto. La atención se centra en la utilización de las Recomendaciones UIT-R para la regulación, planificación, ingeniería e instalación de los servicios móviles terrestres. Se alienta al lector a conseguir más información sobre el UIT-R en <http://www.itu.int/ITU-R>.

David G. Cole
Presidente de la Comisión de Estudio 3
de Radiocomunicaciones,
Propagación de las ondas radioeléctricas

AGRADECIMIENTOS

Un grupo de participantes en el Grupo de Trabajo 3K de Radiocomunicaciones preparó los materiales de este Manual. El Relator para esta tarea expresa su agradecimiento a las siguientes personas, que efectuaron considerables contribuciones:

Sr. Richard Biby, Estados Unidos de América

Sr. Eldon J. Haakinson, Estados Unidos de América

Dr. Thomas Kürner, Alemania

Sr. Paul McKenna, Estados Unidos de América

Dr. Artūras Medeišis, Lituania

Sr. Ian Pullen, Reino Unido

Prof. Mauro Soares de Assis, Brasil

Dr. James Whitteker, Canadá

Además, el Relator agradece a los Srs. Eldon J. Haakinson y Rainer Großkopf, Presidentes sucesivos del Grupo de Trabajo 3K de Radiocomunicaciones, por su apoyo y aliento.

Thomas N. Rubinstein
Relator

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Finalidad

La finalidad de este Manual es presentarles a los ingenieros o diseñadores de red que tienen poca o ninguna experiencia en la propagación de las ondas radioeléctricas los conceptos necesarios para comprender cómo los principios de la propagación de las ondas radioeléctricas se aplican al diseño de sistemas radioeléctricos terrenales móviles terrestres.

1.2 Cómo usar este Manual

Este Manual va dirigido fundamentalmente a los usuarios de las Recomendaciones UIT-R sobre la propagación electromagnética, que requieren información adicional sobre los antecedentes y la aplicación de los métodos incluidos en las Recomendaciones, en particular las destinadas a los servicios terrenales móviles terrestres en las bandas de ondas métricas y decimétricas. Las Recomendaciones UIT-R sobre la propagación de las ondas radioeléctricas se indican mediante su número y el número de la versión (por ejemplo P.1144-2). En este Manual no se utiliza siempre la última versión, pero se recomienda al lector que use esa versión en los trabajos prácticos. Los Grupos de Trabajo de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones realizan estudios para perfeccionar y ampliar las Recomendaciones existentes y desarrollar Recomendaciones nuevas. Por consiguiente, se incluyen materiales adicionales con miras al futuro.

En el **Capítulo 2** se abordan las aplicaciones comunes para los sistemas radio móviles terrestres, subdivididos en dos amplias categorías: de bolsillo y vehicular, conforme a los siguientes parámetros de comunicación: distancia, entorno y características del canal. En la sección final se examinan los métodos de transmisión de la información, es decir, los métodos de modulación y las repercusiones de las características del canal en ellos. Una vez leído este Capítulo, el usuario puede colocar el sistema móvil terrestre que está diseñando o planificando dentro del marco de estas aplicaciones e identificar las consideraciones importantes que afectan su sistema.

En el **Capítulo 3** se abordan los principios básicos de la propagación terrenal de las ondas electromagnéticas. La primera sección introduce los conceptos determinísticos relativos a las ondas electromagnéticas: refracción, difracción y propagación por trayectos múltiples. Estos son los conceptos que rigen la mediana de las intensidades de señal a largo plazo (horarias) para los transmisores y receptores de sistemas fijos que trabajan en una atmósfera bien mezclada. En las otras dos secciones, se examina la índole aparentemente aleatoria de las fluctuaciones de la intensidad de la señal alrededor de la mediana a largo plazo en la medida en que el transmisor o el receptor móvil (o ambos) se desplaza a distancias cortas. Conviene leer este Capítulo para familiarizarse con los conceptos fundamentales de una amplia gama de modelos de propagación de las ondas radioeléctricas.

En el **Capítulo 4** se analizan las técnicas de modelización utilizadas para elaborar proyecciones de la propagación de las ondas radioeléctricas en exteriores. Éstos se pueden agrupar en dos amplias categorías: modelos empíricos generales, aplicables a cualquier instalación y modelos más determinísticos, específicos de la instalación. También se incluye en este Capítulo breves secciones sobre técnicas de modelización, como delineamiento de rayos (*ray tracing*), métodos de la teoría de la difracción geométrica (GTD, *geometric theory of diffraction*)-teoría de la difracción uniforme (UTD, *uniform theory of diffraction*) y de ecuación parabólica y de ecuación integral. Vista su importancia, se vuelve a examinar los métodos de modelización de la difracción, y el Capítulo se cierra con una sección destinada a las consideraciones sobre la manera de elegir el modelo de propagación. Conviene leer esta sección para obtener detalles sobre los diversos métodos de modelización utilizados en la predicción de la propagación.

En el **Capítulo 5** se analizan la disponibilidad y el uso de las bases de datos de terreno y ordenamiento/cobertura del terreno, que son especialmente útiles cuando se utiliza un modelo de propagación específico, pero también resultan útiles para algunos tipos de modelos generales.

En el **Capítulo 6** se abordan temas sobre la propagación dentro de los edificios y la que entra/sale de los mismos. Una vez más, los modelos se agrupan según sean generales o específicos con respecto al sitio. Conviene que los usuarios que necesiten métodos de predicción de la propagación para estos casos cada vez más importantes lean este Capítulo.

En el **Capítulo 7** se abordan temas relativos a las antenas en la medida en que se relacionan con el problema de la propagación, mientras que en el **Capítulo 8** se estudian los efectos del ruido radioeléctrico del entorno sobre el funcionamiento del sistema. Ambos son importantes para diseñar o planificar un sistema de radiocomunicaciones detallado. En el **Capítulo 9** se examina el caso importante de la relación entre la función de transferencia de canal y la respuesta al impulso de canal para los métodos de modulación digitales. Es un tema muy importante para determinar el comportamiento previsto de la relación de errores en los bits de un sistema modulado digitalmente o la tasa de errores de símbolos en presencia de ruido y/o interferencia. El Manual termina con una Bibliografía y dos Apéndices sobre ejemplos prácticos y conversión de unidades.

1.3 Textos UIT-R aplicables

En los siguientes textos UIT-R se abordan temas importantes para las materias tratadas en este Manual. Después del Capítulo 9 se ofrece una bibliografía de textos que no pertenecen al UIT-R.

Recomendación UIT-R P.833-3 – Atenuación debida a la vegetación, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.525-2 – Cálculo de la atenuación en el espacio libre, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000.

Recomendación UIT-R P.341-5 – Noción de pérdidas de transmisión en los enlaces radioeléctricos, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000.

Recomendación UIT-R P.1058-2 – Bases de datos topográficos digitales para estudios de propagación, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000.

Recomendación UIT-R P.368-7 – Curvas de propagación por onda de superficie para frecuencias comprendidas entre 10 kHz y 30 MHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000.

Recomendación UIT-R P.1144-2 – Guía para la aplicación de los métodos de propagación de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Manual de información sobre la propagación de las ondas radioeléctricas para la predicción de las comunicaciones por trayectos terrenales, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, en preparación.

Manual sobre comprobación técnica del espectro, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1995.

Recomendación UIT-R P.1407 – Propagación por trayectos múltiples y parametrización de sus características, Unión Internacional de Telecomunicaciones, 2000.

Recomendación UIT-R P.592-3 – Métodos de predicción requeridos para el servicio móvil terrestre terrenal en las bandas de ondas métricas y decimétricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000. [Sustituida por la Recomendación UIT-R P.1546.]

Recomendación UIT-R P.452-10 – Procedimiento de predicción para evaluar la interferencia en microondas entre estaciones situadas en la superficie de la Tierra a frecuencias superiores a unos 0,7 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 2) – Principios y enfoques de la evolución hacia las IMT-2000/FSPTMT, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1997.

Recomendación UIT-R P.1057-1 – Distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.526-7 – Propagación por difracción, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.1411-1 – Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de los sistemas de radiocomunicaciones de exteriores de corto alcance y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 300 MHz a 100 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.1238-2 – Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de sistemas de radiocomunicaciones de interiores y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.1406 – Aspectos de la propagación relativos al servicio móvil terrestre terrenal en las bandas de ondas métricas y decimétricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2000.

Informe 902 del ex CCIR – Sistemas de alimentador con fugas en el servicio móvil terrestre.

Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 3) – Sistemas radioeléctricos de despacho, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra (en preparación).

Recomendación UIT-R P.372-7 – Ruido radioeléctrico, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Recomendación UIT-R P.453-8 – Índice de refracción radioeléctrica: su fórmula y datos sobre la refractibilidad, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.

Informe 880-1 del ex CCIR – Propagación a corta distancia de las ondas radioeléctricas en entornos especiales.

Informe UIT-R M.2014 – Sistemas móviles terrestres digitales con utilización eficaz del espectro para tráfico de despacho, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1998.

Recomendación UIT-R P.1546 – Método de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias 30 a 3 000 MHz, Ginebra, 2001.

Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 1) – Bucle local para el acceso inalámbrico, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1997.

CAPÍTULO 2

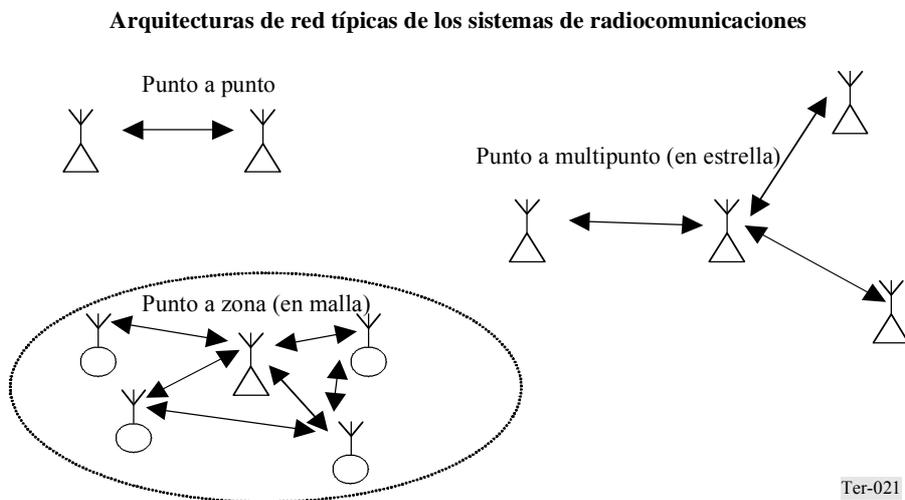
APLICACIONES PARA LOS SISTEMAS RADIOELÉCTRICOS MÓVILES TERRESTRES

En este Capítulo se ofrece un panorama de las aplicaciones típicas para los servicios móviles terrestres; se hace una presentación general de la estructura del sistema y se destacan las características que podrían tener repercusiones en el alcance, la finalidad o la elección de los estudios pertinentes sobre la propagación. Se presta atención especial a las consideraciones necesarias sobre cobertura y distancia (*range*) de la comunicación.

2.1 Arquitectura general de la red

Uno de los primeros temas que hay que abordar cuando se estudia cualquier sistema de radiocomunicaciones es la arquitectura general de la red. Ésta describe la manera en que se establecen los enlaces de comunicación en la red y cuáles son los terminales que se comunican entre sí. Este examen aporta ideas muy importantes sobre los trayectos, las distancias y las direcciones de la propagación. En la Fig. 2.1 se muestran tres de las arquitecturas de red de radiocomunicación más habituales.

FIGURA 2.1



Cabe señalar que, de las tres arquitecturas que se muestran en la Fig. 2.1, quizá la más representativa de los sistemas móviles terrestres sea la red punto a zona. Pero las otras dos también son importantes para ciertos modos de funcionamiento de los sistemas móviles terrestres.

El modo punto a punto es el más corriente para las redes de radiocomunicación fijas, pero también se puede utilizar en las redes móviles terrestres cuando los terminales móviles (transportables) funcionan sin estar en movimiento, desde ciertas situaciones fijas temporales. Son ejemplo de esas aplicaciones los radioenlaces móviles con fines tácticos, los sistemas de periodismo electrónico temporales, etc. También es posible que este modo se utilice en otros sistemas móviles cuando se introduzcan las antenas orientables perfeccionadas. Esta técnica permite seguir el desplazamiento de un terminal móvil remoto con el haz giratorio de una antena de la estación de base.

La ventaja excepcional del modo punto a punto es que permite utilizar antenas muy directivas, lo que aumenta la distancia de comunicación y reduce los efectos de la propagación por trayectos múltiples. En esos casos, el trayecto de propagación está bien definido, de manera que a menudo es posible y aconsejable utilizar modelos de predicción de la propagación específicos del trayecto.

La arquitectura de red punto a multipunto, también conocida como configuración en estrella, contiene un nodo central, que actúa como punto de conmutación y manejo de la comunicación con las estaciones remotas, así como para las comunicaciones entre estaciones remotas. Cuando se trata de una comunicación unidireccional, esas redes se convierten en las bien conocidas redes de difusión. Si bien se utilizan principalmente en las redes fijas, las arquitecturas en estrella se usan ahora a menudo en los sistemas de radiocomunicación que se encuentran en la frontera entre los servicios fijos y móviles. Un buen ejemplo de esta aplicación podría ser los llamados sistemas de bucle local inalámbrico (WLL, *wireless local loop*), cuya estructura incluye con frecuencia terminales fijos y móviles. Pero hasta los terminales fijos de los sistemas WLL se están instalando de forma flexible y simplificada (a veces los instalan los propios usuarios finales), sin tener conocimientos de las situaciones del terminal y de los asuntos relativos al trayecto que hay que tener en cuenta.

Puesto que se piensa que los sistemas WLL soportarán una carga de tráfico pesada, normalmente se los planifica en las bandas de frecuencias superiores a la gama de ondas decimétricas. No obstante, en las zonas de pocos habitantes, esos sistemas se instalan a menudo en las frecuencias de ondas decimétricas, por lo común alrededor de las bandas 900 MHz, 1,5 GHz o 2 GHz. En esos casos, se espera que las distancias de comunicación sean comparables a las de los sistemas móviles terrestres, y quizá superiores, de hasta 50-100 km. Por consiguiente, cuando se necesita cobertura circular, los sistemas WLL en las bandas de ondas decimétricas emplean antenas directivas en las estaciones de base, dispuestas en varios sectores a lo largo de 360°.

En consecuencia, al efectuar las predicciones de cobertura de esos sistemas WLL punto a multipunto, a menudo se pueden utilizar métodos de predicción de la cobertura punto a zona, pero en los cálculos habrá que tener en cuenta la mayor ganancia de antena en las estaciones de base y remotas. Normalmente, se considera que la altura de las antenas remotas es de 10 m sobre el suelo, porque con frecuencia se montan en los tejados junto con las antenas de recepción de radiodifusión.

La arquitectura punto a zona es la modalidad de funcionamiento fundamental de los sistemas móviles terrestres convencionales. Proporciona cobertura para toda una zona desde una o más estaciones de base, en el supuesto de que pueden aparecer estaciones móviles en cualquier momento y en cualquier lugar de una zona de cobertura, que mantengan un canal de comunicación mientras se desplazan dentro de los límites de toda esa zona de cobertura. Esta arquitectura se puede convertir en una red en malla cuando las estaciones móviles se comunican directamente entre sí. Éste es el caso de las redes radioeléctricas móviles privadas convencionales. En las redes públicas celulares, los terminales móviles sólo se pueden comunicar por intermedio del nodo central (concretamente a través de la estación de base y el centro de conmutación de la red central pertinentes), por lo que, desde la perspectiva estricta de la red, actúan como si de hecho tuvieran una configuración en estrella. Pero incluso en este último caso, y desde la perspectiva de la planificación de los sistemas, se deberían tratar como sistemas punto a zona.

Planificar las zonas de cobertura en el modo punto a zona es una tarea difícil, porque en principio resulta imposible prever el trayecto exacto que seguirán las ondas radioeléctricas. Por consiguiente, para la predicción de la propagación se emplea habitualmente modelos de trayecto generales, con la hipótesis de que la intensidad de campo estará sujeta a variaciones que se pueden describir mediante métodos estadísticos. En esta planificación, es importante apuntar a la cobertura más fiable de toda la zona de cobertura prevista, y mantener al mínimo el número de zonas «en sombra».

2.2 Sistemas radioeléctricos móviles privados (despacho)

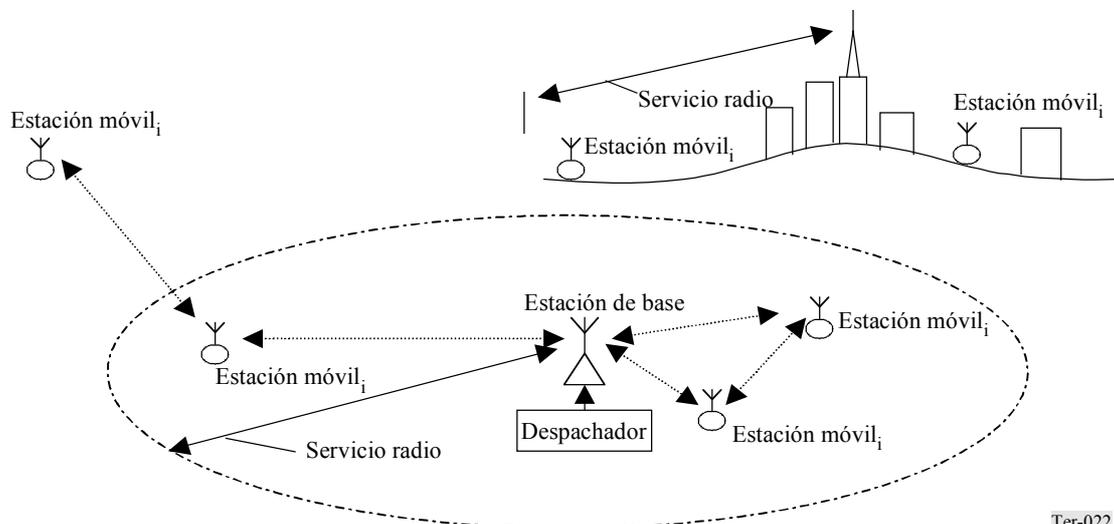
Los sistemas radioeléctricos móviles privados (PMR, *private mobile radio*), conocidos también como sistemas de despacho privados, son el tipo de aplicación móvil terrestre más antiguo y más utilizado todavía. Instalados por primera vez en 1929 como medio de comunicación con los patrulleros de la policía, la arquitectura de radiofrecuencias de estos sistemas no ha sufrido cambios fundamentales hasta la fecha, a pesar de que la concentración de enlaces (*trunking*) ha añadido otra dimensión.

La característica más importante de los sistemas PMR es que proporcionan acceso instantáneo a un canal radioeléctrico (el llamado principio «push-to-talk» o botón de cambio) y permiten la comunicación con una arquitectura en malla. Desde el punto de vista de la planificación de las radiocomunicaciones, los sistemas PMR representan habitualmente una ciudad o una subdivisión administrativa algo mayor, como un condado, un departamento, etc. Si la zona es lo suficientemente pequeña y no hay obstáculos topográficos que hagan sombra, se puede utilizar una sola base, como se muestra en la Fig. 2.2. Cuando el número de sistemas portátiles o móviles aumenta o es necesario cubrir territorios de mayor dimensión, se puede introducir estaciones de base adicionales.

Debido a su sencillez y costos iniciales y de explotación comparativamente bajos, se prefiere los sistemas PMR para las comunicaciones móviles privadas y, hoy día, se utilizan ampliamente en los servicios de emergencia, las empresas públicas, las compañías de transporte y de taxi y en otras empresas que necesitan comunicaciones móviles asequibles. Además, su característica de funcionamiento por el principio de despacho da mejor respuesta a las necesidades de usuario que las de un sistema «uno a uno», como la telefonía pública móvil.

FIGURA 2.2

Arquitectura principal básica de un sistema PMR

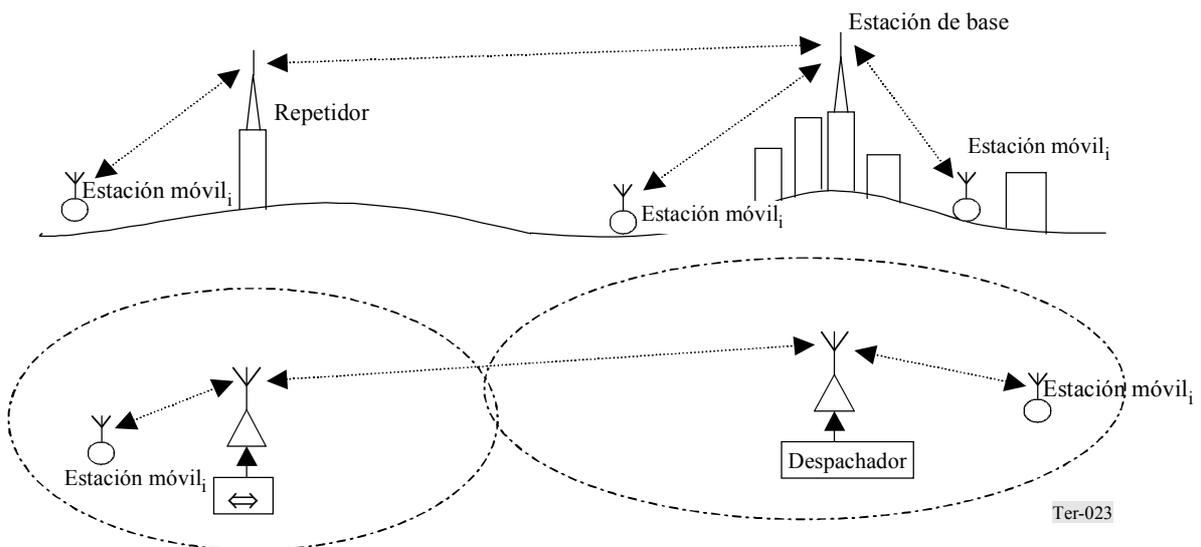


Si bien al principio trabajaban casi siempre en frecuencias de ondas métricas, hoy día los sistemas PMR utilizan muchas partes de la gama de frecuencias de ondas métricas/decimétricas, por ejemplo en las bandas de alrededor de 40 MHz, 160 MHz, 450 MHz y 900 MHz. La potencia típica de las estaciones de base es 25-400 W, y la de las estaciones móviles, 2-100 W. En los terrenos llanos, es habitual instalar las antenas de las estaciones de base en el medio de la zona de servicio, y en los centros urbanos se las instala en el tejado de los edificios altos, etc. En las ciudades rodeadas por montañas, las estaciones de base se instalan habitualmente en la cima de una de ellas. Casi siempre, las antenas de estación de base son omnidireccionales, aunque en las montañas circundantes se puede utilizar antenas directivas con gran abertura del haz en el plano horizontal. Con las potencias de transmisor mencionadas, el radio previsto de las zonas de cobertura oscila entre 25 y 100 km.

Gracias a su arquitectura en malla, las comunicaciones de los sistemas PMR son muy sustentables. Aun si un móvil está en un lugar sin cobertura, otra estación móvil cercana puede servir de repetidor para transmitir un mensaje despachador, como se muestra en la Fig. 2.2. No obstante, y más especialmente en las aplicaciones que son sensibles al tiempo de reacción total, como es el caso de los servicios de emergencia, es preciso planificar con cuidado la zona de cobertura de los sistemas PMR para garantizar el alcance necesario de la zona de cobertura y eliminar los puntos de sombra posibles.

Puesto que los sistemas PMR básicos utilizan un protocolo simple para acceder al canal radioeléctrico (que puede ser uno solo o unos pocos canales seleccionables manualmente por red), para ampliar la zona de cobertura se elige con frecuencia una configuración de estación repetidora, como se muestra en la Fig. 2.3. Ahora bien, las estaciones repetidoras se deben tener en cuenta en el ejercicio de planificación de la misma manera que la estación de base central.

FIGURA 2.3
Uso del repetidor para ampliar la cobertura del sistema PMR



Hoy día, las grandes y modernas redes PMR utilizan las tecnologías de concentración de enlaces, diseñadas para dotar a los terminales móviles de acceso perfecto a una amplia gama de canales disponibles, al tiempo que se mantiene el principio de comunicación fundamental «push-to-talk». Al mismo tiempo, esta modalidad más perfeccionada de selección de canal introduce el principio celular de instalación de múltiples estaciones de base en territorios más grandes. Ahora bien, incluso en las redes PMR con concentración de enlaces y organización celular, cada una de las estaciones de base mantiene habitualmente las mismas características de la red de estación única, tales como antena omnidireccional, potencias y distancia de comunicación.

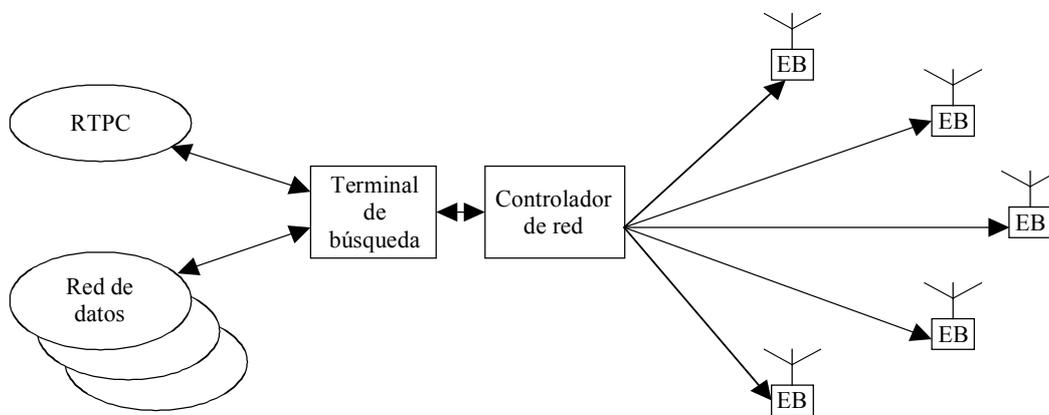
Las tecnologías de concentración de enlaces también han permitido el desarrollo de sistemas como las redes públicas de acceso a los servicios móviles (PAMR, *public access mobile radio*), que por lo general son las mismas redes PMR con concentración de enlaces y llamada selectiva, en las que los operadores de red alquilan a las pequeñas empresas la capacidad de difusión disponible como si fuera un PMR virtual.

Debido a que los sistemas PMR se utilizan casi siempre para las comunicaciones vocales, normalmente emplean canales de frecuencias estrechos, con anchos de canal que oscilan entre 33 y 25 kHz o menos. Esto significa que las estadísticas de propagación no dependen de la frecuencia y que en general se consideran en términos de la caracterización de la variación de la intensidad de campo (desvanecimiento) según el tiempo y la situación, o sea la variabilidad de tiempos de situaciones.

2.3 Redes radioeléctricas públicas de búsqueda

Las redes radio de búsqueda fueron las primeras redes públicas móviles ampliamente disponibles. Sirven para la transmisión unidireccional de mensajes alfanuméricos. En la Fig. 2.4 se indica la estructura básica de una red de búsqueda. Las búsquedas se inician mediante la red telefónica pública conmutada (RTPC) o una conexión directa con una red de datos, o por ambos medios. El terminal de búsqueda maneja las solicitudes de búsqueda, las pone en cola y las formatea para la transmisión. El controlador de red es el interfaz con las estaciones de base de búsqueda.

FIGURA 2.4
Estructura básica de la red pública de búsqueda



EB: estación de base

Puesto que las redes de búsqueda trabajan fundamentalmente en el modo de radiodifusión, se planifican de forma semejante a la de las redes de radiodifusión. Las estaciones de base operan normalmente en frecuencias de ondas métricas o decimétricas, casi siempre con una frecuencia para toda la red, con potencias de transmisor típicas de 100-400 W y antenas omnidireccionales. El radio previsto de las zonas de cobertura de estación de base para la recepción fiable en exteriores es de 50 km o más. La cobertura en interiores se reduce considerablemente debido a las pérdidas de penetración en los edificios. Por ello, a menudo se emplean técnicas de transmisión cuasisíncrona «simulcast». Para garantizar la recepción correcta cuando hay desplazamiento entre zonas de cobertura próximas, las estaciones de base de una determinada red transmiten en modo cuasisíncrono. Esto también reduce la necesidad de evaluar la interferencia, de manera que los planificadores de red sólo tienen que garantizar la cobertura correcta.

Debido a su parecido con los sistemas de radiodifusión, los métodos generales de predicción de la propagación son muy adecuados para la planificación de las zonas de cobertura para las redes de búsqueda, incluidos los métodos que se utilizan en los servicios convencionales de radiodifusión sonora y de televisión. Ahora bien, habrá que hacer siempre una corrección para la menor altura de las antenas receptoras (los aparatos de búsqueda se utilizan generalmente colgados del cinturón a cerca de un metro sobre el suelo), así como para la atenuación debida al cuerpo, que es importante para los receptores de búsqueda. Véase lo expuesto sobre este tema en el Capítulo 7 de este Manual.

2.4 Sistemas públicos de telefonía sin cordón

Los sistemas públicos de telefonía sin cordón (CT, *public cordless telephony*) se derivan de los sistemas WLL mencionados. La característica de los sistemas CT es que se destinan a distancias de comunicación muy cortas y son aptos para terminales de usuario de servicios tanto móviles como fijos. Un sistema WLL funciona normalmente en modo punto a multipunto, con la estación de base instalada en la central telefónica, y da cobertura a una amplia zona de servicio, mientras que los sistemas CT normalmente emplean la transmisión radioeléctrica únicamente en el llamado «último kilómetro» de la infraestructura telefónica, lo que reemplaza los cables de bajada, de una longitud que oscila entre 0,1-1 km, que van desde la caja de la calle hasta las instalaciones del abonado, como se muestra en la Fig. 2.5.

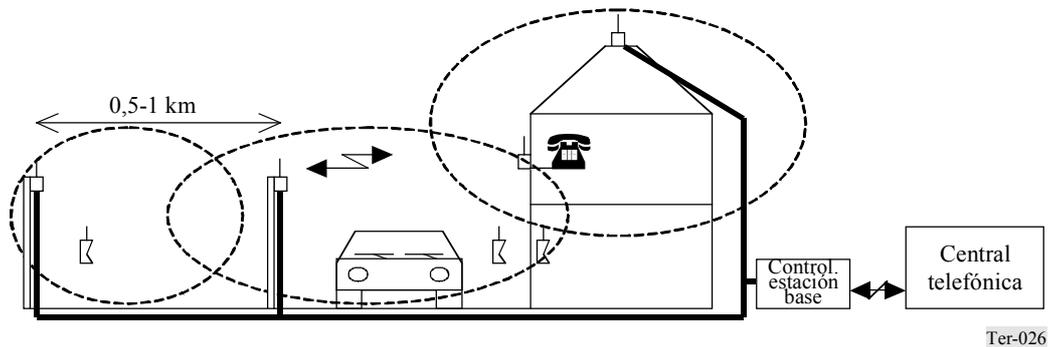
FIGURA 2.5

Sistema de WLL en modo de telefonía sin cordón



Esta arquitectura utiliza estaciones de base con potencias de transmisor de unos 10-100 mW (a veces hasta 0,5 W) y distancias de comunicación no superiores a 0,5-2 km. Normalmente, se utiliza algún tipo de protocolo de selección automática de canal, que permite la asignación dinámica de los canales libres. Por consiguiente, los sistemas CT son muy adecuados para la instalación de la red en las estructuras celulares muy densas, donde los mástiles de las estaciones de base se colocan a intervalos de 0,5-1 km, véase la Fig. 2.6.

FIGURA 2.6
Instalación de un sistema público CT en zonas urbanas



Las redes públicas CT se instalan sobre todo en zonas urbanas y pueden admitir cargas de tráfico de hasta 10 000 E/km²/piso. Obsérvese que la carga de tráfico se da por piso, porque se supone que las estaciones de base de baja potencia crean zonas de cobertura únicamente en el mismo nivel de un edificio de varios pisos. La potencia típica de un terminal de usuario transmisor es de unos 10 mW para servicios tanto fijos como móviles. Las antenas omnidireccionales se utilizan en ambos lados. Debido al pequeño tamaño de las células y la optimización de los protocolos de acceso para las conexiones con calidad de llamada interurbana, las redes CT proporcionan habitualmente algún medio de transferencia (*hand-off*) de abonado entre celdas, pero sólo cuando el móvil se desplaza a poca velocidad, por ejemplo, limitada a la velocidad de peatón de 4-5 km/h.

Las redes públicas CT deberían permitir la itinerancia perfecta de los terminales CT entre los teléfonos sin cordón que posee el abonado en su hogar y la unidad correspondiente en la red pública. También se prevé que las redes CT propias y públicas formen parte de la familia de sistemas de telecomunicaciones móviles internacionales-2000 (IMT-2000).

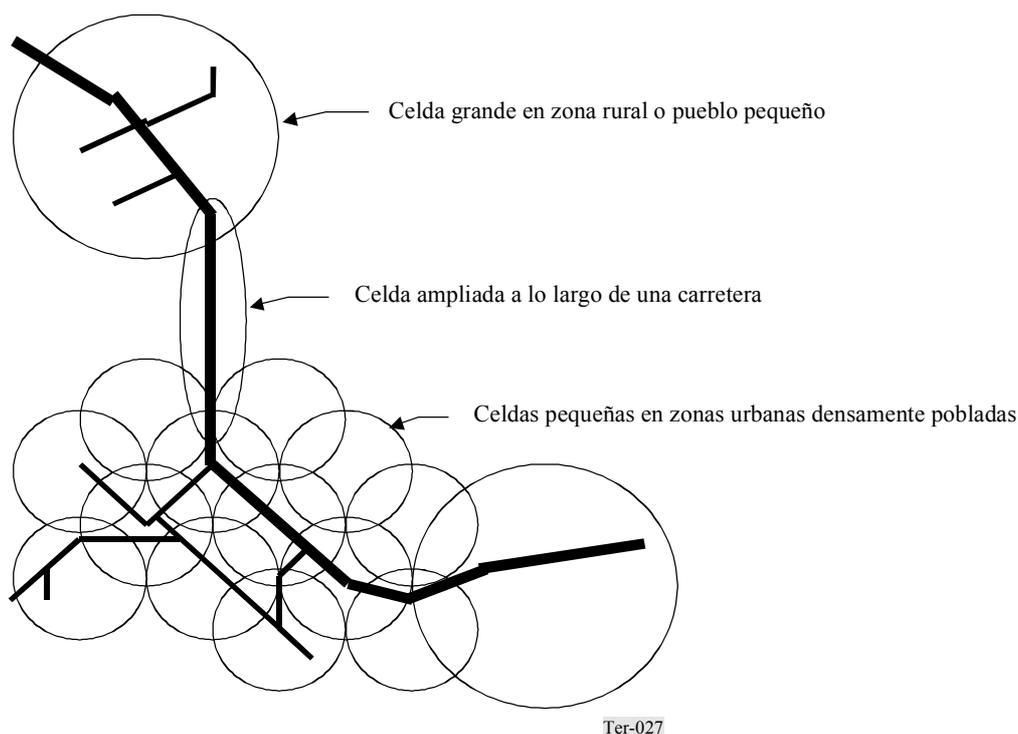
Desde la perspectiva de la planificación, las redes CT normalmente no necesitan mucha modelización de la propagación debido a la instalación muy densa de las estaciones de base con zonas de cobertura que se superponen. En general, basta con establecer algunas reglas generales de distancia de propagación prevista, basadas en la frecuencia de trabajo, la altura típica de las antenas y las condiciones de propagación. Dichas reglas se pueden utilizar luego para determinar las distancias de separación máxima entre las estaciones de base y otras directrices para las instalaciones típicas.

2.5 Sistemas públicos de telefonía móvil celular

Los sistemas de telefonía móvil se desarrollaron gradualmente a partir de los sistemas PMR; primero, se proporcionó la posibilidad a los usuarios móviles de conectarse a la RTPC mediante conmutación manual en el centro de despacho, luego se crearon sistemas de telefonía móvil especializados, semejantes al PMR, en los que el despachador se sustituyó por un conmutador dotado de personal y, por último, la central automática directamente conectada con la RTPC.

Esas redes públicas de telefonía móvil, con centros de conmutación automatizados y estaciones de base que proporcionaban cobertura radial a las zonas metropolitanas, funcionaron en muchos países entre 1960 y 1980 (y todavía funcionan hoy). Ahora bien, la baja eficiencia de utilización de canal y, por consiguiente, la capacidad de tráfico muy limitada de la arquitectura PMR no permitió el amplio desarrollo de esos sistemas hasta que, alrededor de los años ochenta, se introdujo el concepto de instalación celular en las redes de telefonía móvil. En la Fig. 2.7 se muestra un ejemplo básico de instalación de red celular.

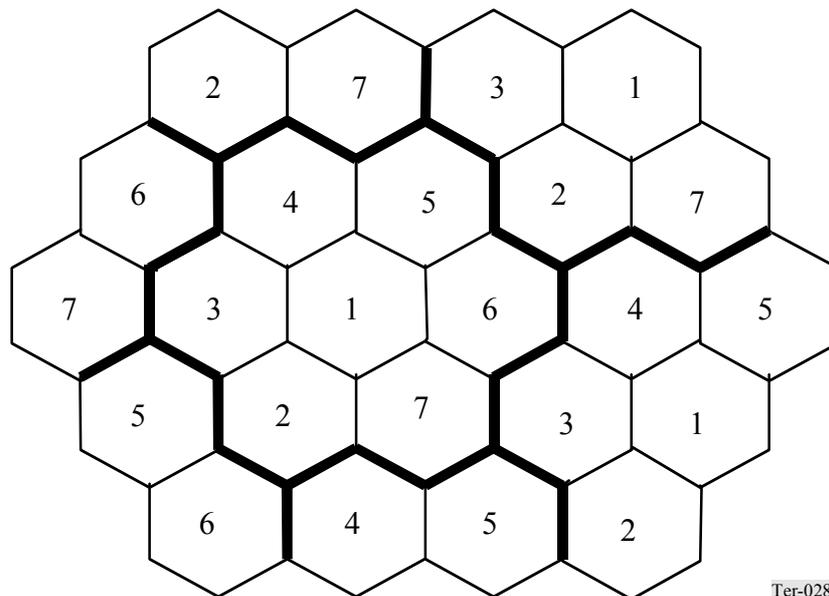
FIGURA 2.7
Ejemplo de arquitectura de red celular



El ejemplo de la Fig. 2.7 muestra cómo se ajusta la densidad y las dimensiones de las celdas para tener en cuenta las diferentes densidades de abonado y adaptarlas a las rutas más probables de movilidad de abonado. Básicamente, las celdas individuales de la red móvil celular se planifican como unidades limitadas por la capacidad de tráfico. Esto permite a los operadores una enorme flexibilidad para instalar sus redes gradualmente, empezando por células grandes y luego subdividiéndolas en celdas cada vez más pequeñas a medida que crece el tráfico. El problema inicial de una capacidad de espectro limitada de las estructuras celulares se resuelve en parte por una considerable reutilización de frecuencias, porque las zonas de cobertura pequeñas permiten la reutilización de la misma frecuencia a distancias cortas, como se muestra en la Fig. 2.8.

FIGURA 2.8

Ejemplo de patrón de reutilización de frecuencias con 7 grupos de frecuencias en estructura celular



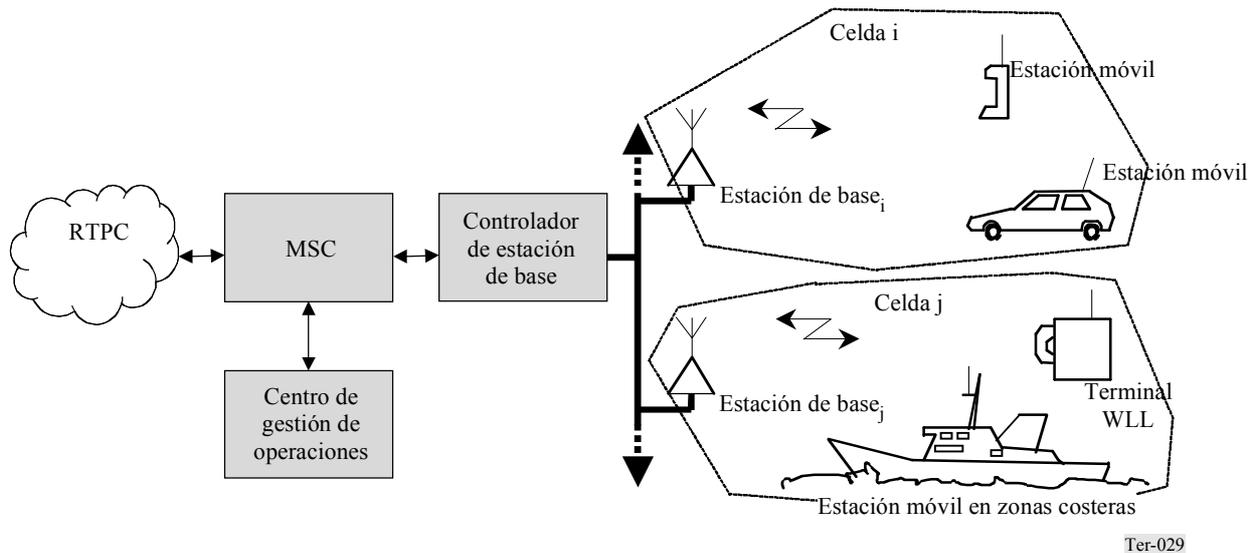
Más adelante, las tecnologías de acceso múltiple por división de código (AMDC) permitieron establecer redes con una sola frecuencia, sin afectar el principio de capacidad limitada de la formación de las celdas.

Cabe señalar que, hoy día, hay tres generaciones de sistemas públicos de telefonía móvil celular: los de primera generación son sistemas analógicos, que emplean algún tipo de protocolo de acceso múltiple por división de frecuencia (AMDF), que normalmente utilizan canales MF de banda estrecha. Los sistemas de segunda generación son digitales, y son los que más se utilizan actualmente. Estos sistemas emplean algún tipo de tecnología de modulación digital, ya sea acceso múltiple por división en el tiempo (AMDT), combinado con AMDF o AMDC. Se espera que los sistemas de tercera generación entren al mercado gradualmente, y se describen como una familia de diversas normas, principalmente AMDC con dúplex por división en frecuencia (DDF), o dúplex por división en el tiempo (DDT), pero también AMDF/AMDT. Juntos, se conocen con la designación de la UIT: IMT-2000 (Telecomunicaciones Móviles Internacionales).

Las diferencias que caracterizan a los diversos sistemas y las diferentes generaciones estriban en la variedad de servicios que se ofrece y las características cuantitativas y cualitativas, las diferentes capacidades de itinerancia dentro de la red y entre sistemas, etc. Ahora bien, en principio todas las redes de telefonía celular son semejantes, en la medida en que las redes y todas las comunicaciones dentro de las redes se centralizan en el centro de conmutación móvil (MSC, *mobile switching centre*), y todas las interconexiones entre las estaciones móviles y la red, así como entre estaciones móviles, se encaminan por la estación de base más cercana y el MSC. En la Fig. 2.9 se muestra la arquitectura de red básica de los sistemas de telefonía móvil terrestre celular.

FIGURA 2.9

Arquitectura de red básica de los sistemas de telefonía móvil celular



Normalmente, los sistemas celulares emplean antenas directivas para dar la forma necesaria a las celdas y también para reducir la interferencia producida en las celdas circundantes en las redes AMDF/AMDT. Las distancias de comunicación típicas oscilan entre 100-300 m en las picoceldas de zonas urbanas densas, 0,5-1 km en las microceldas urbanas, 1-5 km en las macroceldas que se emplean en ciudades con densidad de población baja y en los suburbios, y 5-25 km en las zonas rurales, a lo largo de carreteras, etc. A menudo, los sistemas digitales tienen la distancia de comunicación máxima vinculada a las estructuras de temporización del protocolo de comunicación, por ejemplo, la temporización de paquetes AMDT de un sistema GSM proporciona una distancia de comunicación máxima de unos 35 km. También cabe señalar que los protocolos de comunicación y los modelos de canal de los sistemas de telefonía celular deben suponer una velocidad relativamente alta de las estaciones móviles vehiculares, que oscila entre 150-200 km/h.

Los sistemas móviles celulares representan una tarea sumamente difícil para los planificadores de red, y la modelización de la propagación es una parte importante de la planificación. Porque es preciso tener en cuenta una gran cantidad de transmisores, y porque son muy sensibles a los errores de modelización, la planificación de la red y de la cobertura de un sistema móvil celular exige habitualmente la aplicación de herramientas informáticas especiales muy complejas, que hacen uso intensivo de las bases de datos de gran resolución relativas al terreno y a los obstáculos (*clutter*).

Obsérvese también que existen diferencias significativas entre la planificación de las redes celulares que emplean tecnologías AMDF/AMDT y AMDC. En las redes AMDF/AMDT, uno de los objetivos más importante es la planificación de frecuencias, que se basa en predicciones de tráfico (que proporcionan una estimación del tamaño de la celda y su emplazamiento) para situar las estaciones de base y asignarles las frecuencias, de manera que se mantenga al mínimo la interferencia mutua dentro de la red. Al mismo tiempo, en las redes AMDC, en las que el funcionamiento en cofrecuencia de las estaciones de base vecinas es normal, en vez del problema de la interferencia se plantea el problema de la gestión de las potencias. Ello es así porque en una red AMDC que funciona con una sola frecuencia, una estación móvil puede distinguir entre las diferentes estaciones de base y asociarse con la más próxima sólo mediante la estimación de la

potencia de las señales recibidas. Por consiguiente, la tarea de un planificador de red AMDC es garantizar que en la zona de servicio de una celda determinada, la señal de su estación de base predomina sobre las señales que proceden de otras celdas.

Otra característica que hay que tener en cuenta es el ancho de canal del sistema. Los sistemas de primera generación utilizan en general canales estrechos (25/33 kHz), con modulación MF analógica, y se pueden modelizar como no selectivos con respecto a la frecuencia. Los sistemas de segunda y tercera generación emplean señales moduladas digitalmente en canales mucho más anchos, lo que exige que en los estudios de propagación se tengan en cuenta los aspectos de dispersión de retardos y de selectividad de frecuencias.

2.6 Referencias Bibliográficas útiles

- [2-1] Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 1) – Bucle local para el acceso inalámbrico, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1997.
- [2-2] Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 2) – Principios y enfoques de la evolución hacia las IMT-2000/FSPTMT, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 1997.
- [2-3] Manual del servicio móvil terrestre (Volumen 3) – Sistemas radioeléctricos de despacho, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra (en preparación).
- [2-4] Informe UIT-R M.2014 – Sistemas móviles terrestres digitales con utilización eficaz del espectro para tráfico de despacho, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.

CAPÍTULO 3

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LA PROPAGACIÓN

3.1 Mecanismos de propagación

3.1.1 Espacio libre

Si la propagación no encuentra obstáculo, la intensidad de campo sigue la bien conocida ley de la inversa del cuadrado, es decir que la potencia recibida varía así $1/d^2$. En términos logarítmicos, la pérdida de transmisión básica entre antenas isotrópicas es $L_{bf} = 32,45 + 20 \log f + 20 \log d$, donde f es la frecuencia expresada en megahertzios y d es la distancia expresada en kilómetros. Depende de la frecuencia porque el tamaño físico y, por consiguiente, la zona de captación de la antena receptora disminuye al aumentar la frecuencia de una antena de diseño determinado. Con la antena isotrópica ficticia que se utiliza como base de esta fórmula, la zona de captación es $\lambda^2/4\pi$. Para otros diseños de antena, la zona de captación también es proporcional a λ^2 , pero la constante de multiplicación es diferente. La fórmula en el espacio libre se utiliza a veces como una estimación razonablemente prudente a efectos de interferencia, y también para efectuar una comparación con la pérdida de trayecto total. Esto quiere decir que la diferencia entre la pérdida de trayecto total que se produce en un trayecto determinado y la pérdida de espacio libre es la atenuación debida al bloqueo ocasionado por el terreno u otros obstáculos.

3.1.2 Reflexiones

Los coeficientes de reflexión de Fresnel para la reflexión de una onda plana por una superficie plana son:

$$R_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}} \quad (3-1)$$

para la polarización horizontal, y

$$R_v = \frac{n^2 \sin \psi - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}}{n^2 \sin \psi + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi}} \quad (3-2)$$

para la polarización vertical, donde ψ es el complemento del ángulo de incidencia y $n^2 = \epsilon - j60\sigma\lambda$, donde ϵ y σ son, respectivamente, la permitividad (constante dieléctrica) y la conductividad del material reflectante. En la incidencia rasante, o sea $\psi \ll 1$, domina el segundo término de los numeradores y denominadores, y el coeficiente de reflexión tiende a -1 . Esto es válido para ambas polarizaciones, con el resultado de que, en la mayoría de las circunstancias, la diferencia del efecto del suelo en las dos polarizaciones no es grande. Pero para las reflexiones en edificios, el ángulo de incidencia puede tener cualquier valor. Si el suelo es curvo (convexo hacia arriba) con un radio de curvatura, a , un factor para multiplicar R_h o R_v a fin de tener en cuenta el desenfoque de la onda es [3-1, p. 224]:

$$D = \left[1 + \frac{2d_1d_2}{a(d_1 + d_2) \sin \psi} \right]^{-1/2} \quad (3-3)$$

donde d_1 y d_2 son las distancias desde las antenas hasta el punto de reflexión. Si el suelo es cóncavo hacia arriba ($a < 0$), esta fórmula traduce un efecto de enfoque, aunque normalmente en la práctica no se realiza porque el suelo no tiene la forma precisa necesaria. Si la superficie reflectante es rugosa, con una distribución gaussiana de las alturas, la onda reflejada coherentemente es atenuada por el factor [3-1, p. 246]:

$$\rho_s = e^{-(\Delta\Phi)^2/2} \quad (3-4)$$

donde $\Delta\Phi = 4\pi \Delta h \sin \psi/\lambda$, en que Δh es la desviación típica de la distribución normal de las alturas. La ecuación (3-4) es una expresión cuantitativa del criterio de Rayleigh para la reflexión especular en una superficie rugosa. En esta formulación no se tiene en cuenta el oscurecimiento que produce un pico en el siguiente en la superficie rugosa, por lo que no es válida para superficies demasiado rugosas.

3.1.3 Reflexión producida por el suelo

Las reflexiones debidas al suelo son más importantes cuando se producen en el agua o en terreno liso. Las ondas directas o reflejadas por el suelo pueden interferir constructiva o destructivamente, según la diferencia Δr entre las longitudes de los trayectos directo y reflejado. Cuando la antena de la estación de base está montada a la altura h_b por encima de un terreno llano reflectante, y la antena móvil tiene una altura h_m , la diferencia de longitud entre los trayectos directo y reflejado es $\Delta r = 2 h_b h_m/d$, donde d es la distancia horizontal entre las antenas. Esta fórmula es válida si $d \gg h_b$ y $d \gg h_m$, como sucede generalmente. Cuando d aumenta, Δr disminuye desde un valor que es quizás varias veces la longitud de onda λ hasta $\Delta r \gg \lambda$. Puesto que la reflexión producida por el suelo introduce un desplazamiento de fase de aproximadamente media longitud de onda (un coeficiente de reflexión de alrededor de -1), la interferencia destructiva se produce para $\Delta r = n\lambda$, donde n es un entero. La interferencia constructiva se produce cuando n es un semientero. En la medida en que d aumenta, el último de estos puntos se encuentra en $\Delta r = \lambda/2$, o sea en $d = 4 h_b h_m/\lambda$, al que a veces se denomina «punto crítico» (*breakpoint*) [3-2]. Para distancias superiores, la intensidad de campo disminuye en $1/d^4$. Para $d \gg 4 h_b h_m/\lambda$, en un terreno llano muy reflectante, la pérdida de trayecto viene dada por:

$$L_b = 120 + 40 \log d - 20 \log h_b - 20 \log h_m \quad (3-5)$$

Además de la dependencia de la distancia de cuarto grado, esta ecuación también muestra una dependencia lineal de la amplitud de campo ($20 \log h$) de la altura de cualquiera de las antenas. A pesar de que esta ecuación se formula para una situación muy teórica, la dependencia de la distancia y la altura que se encuentra en un terreno no teórico es bastante semejante. Otra manifestación de las reflexiones por el terreno es la que se produce en las zonas montañosas, donde las reflexiones que produce una pendiente pronunciada pueden iluminar una región que, de no ser así, estaría en sombra profunda, lo que sucede, por ejemplo, en un valle curvo con laderas pronunciadas.

3.1.4 Reflexión producida por edificios

En las zonas construidas, las reflexiones debidas a los edificios son importantes. A diferencia de las debidas al suelo, las reflexiones por edificios pueden ocurrir en todos los ángulos de incidencia, y en general no es una buena aproximación considerar que la superficie es perfectamente reflectante. Las propiedades eléctricas del suelo y de los materiales de construcción se conocen bastante bien. Pero en la construcción intervienen diferentes materiales mezclados estrecha o muy estrechamente

(por ejemplo, hormigón armado) o materiales huecos (por ejemplo, bloques de hormigón) [3-3]. La superficie de los edificios puede ser lo suficientemente rugosa como para reducir la reflexión especular y dispersar las ondas. Puesto que en general no se conocen las propiedades específicas de los muros de los edificios, se pueden utilizar valores efectivos determinados empíricamente. Los resultados de un estudio [3-4] indican que los valores efectivos de la permitividad relativa de los muros de los edificios residenciales oscilan entre tres y seis. La reflexión entre edificios tiende a llenar las sombras hasta cierto punto.

3.1.5 Difracción

La difracción es el mecanismo por el cual las ondas de cualquier tipo se propagan alrededor de los obstáculos. En los trayectos obstruidos, la difracción es normalmente el mecanismo de propagación más importante.

A menudo se utilizan zonas y elipsoides de Fresnel para visualizar la difracción en ondas métricas y decimétricas. El primer elipsoide de Fresnel es el volumen en el que la longitud de una línea que va desde las antenas hasta cualquier punto del volumen no sobrepasa $\lambda/2$, donde λ es la longitud de onda. Cualquier sección transversal del primer elipsoide de Fresnel es una primera zona de Fresnel. El radio R_1 de una primera zona de Fresnel perpendicular a la línea de visibilidad viene dado por $R_1 = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)}$. Un trayecto de propagación se considera obstruido si el primer elipsoide de Fresnel no está despejado. Este es el criterio convencional, a pesar de que es prudente, puesto que los obstáculos pueden penetrar hasta 0,6 del radio de la primera zona de Fresnel sin reducir significativamente la intensidad de campo. La atenuación debida a los obstáculos que penetran en el primer elipsoide de Fresnel depende de la superficie de dicho elipsoide que bloquean y de las formas de los obstáculos. El ejemplo más simple es el de una arista transversal pronunciada (modelizada en filo de cuchillo) que bloquea exactamente la mitad de la primera zona de Fresnel. En este caso, la amplitud de campo se reduce a la mitad con una pérdida de potencia de 6 dB. Un obstáculo que es ancho en la dirección de la propagación causa mayor atenuación que un obstáculo estrecho. Éste es un efecto importante en la difracción sobre el terreno, en la que un cerro ancho y redondeado o la curvatura de la Tierra puede causar una atenuación que es muy superior a la causada por un obstáculo estrecho de la misma altura. Estas cuestiones se tratan con más detalle, por ejemplo, en [3-5].

Los edificios de una zona construida presentan algo así como una superficie muy rugosa para la onda que se propaga sobre ellos, pero dado que se hacen sombra, no se trata de una superficie rugosa que pueda ser representada correctamente mediante el coeficiente de reflexión de superficie rugosa de la ecuación (3-4). Un solo edificio o unos pocos edificios se pueden representar como formas sólidas, pero muchos edificios se representan razonablemente como aristas o filos de cuchillo. Si tienen altura y espaciamiento uniformes, la propagación sobre ellos se asemeja a la que se produce en el terreno corriente, con una dependencia de la distancia de $1/d^4$ [3-6].

En el servicio móvil terrestre, las ondas que se propagan sobre edificios deben encontrar la manera de llegar hasta el nivel de la calle, cosa que hacen por difracción desde los tejados más cercanos y por reflexión desde los edificios circundantes. Si los edificios se han construido en hilera sin grandes espacios entre ellos, la onda simplemente se refleja hacia abajo desde el tejado más cercano en la dirección de la estación de base. También puede producirse una reflexión hacia atrás desde el edificio más cercano en la otra dirección. Cuando el tamaño y la situación de los edificios son más

complejos, pueden intervenir diferentes difracciones y reflexiones. En las zonas urbanas con grandes edificios, la onda viaja por las calles que están orientadas en la dirección nominal de propagación, y la intensidad de campo de esas calles es normalmente mayor que la de las calles perpendiculares. En las zonas suburbanas en las que hay menos edificios grandes, estos efectos de canalización son menos importantes, pero entonces adquiere importancia la absorción por los árboles [3-5].

Si la antena de la estación de base está montada por debajo de los tejados circundantes, como es habitual en las microceldas, entonces la propagación predominante se realiza por las calles en vez de por los tejados, a pesar de que esta última puede hacer alguna contribución. La propagación por una calle es principalmente la de una onda por el terreno plano, con la atenuación $1/d^2$ puntuada por desvanecimientos de interferencia que llegan hasta el punto crítico, y la atenuación $1/d^4$ para distancias superiores. La onda de las calles perpendiculares es mucho más débil, pero en las esquinas de los edificios difractan cierta energía hacia estas calles.

3.1.6 Refracción

Los efectos de la refracción son importantes sólo en los trayectos de unas pocas decenas de kilómetros o más. Por consiguiente, en el servicio móvil terrestre son importantes en primer lugar para estimar la interferencia y la reutilización de frecuencias más que para los cálculos de cobertura. La manera corriente de introducir la refracción en una atmósfera estándar es suponer que el radio de la Tierra es superior a su valor real por un factor $k=4/3$. Con esto se tiene en cuenta la curva refractiva de las ondas radioeléctricas hacia la Tierra. Cuando el radio de la Tierra se aumenta por este factor, las ondas curvadas por la refracción se convierten en líneas rectas, y el cálculo puede proceder como si no hubiera atmósfera. Una manera simple de incluir en el cálculo la posibilidad de una intensidad de señal superior debida a las condiciones de atmósfera no estándar consiste en cambiar el valor de k , y aumentarlo para simular una mayor refracción e intensidades de señal mayores que las que se podrían prever para porcentajes de tiempo menores. No obstante, para porcentajes de tiempo menores, es mejor [3-7] utilizar métodos estadísticos empíricos [3-8] para estimar la intensidad de señal incrementada.

3.2 Oscurecimiento y desvanecimiento rápido

3.2.1 Oscurecimiento

La atenuación de la intensidad de campo en la sombra de grandes obstáculos (cerros, montañas) se puede estimar determinísticamente. Por debajo de un cierto tamaño, que podría ser de decenas o de cientos de metros, y que depende de la resolución de los datos de terreno y del método utilizado, no se puede hacer esta estimación. El oscurecimiento producido por objetos más pequeños que la resolución de los datos de terreno (pequeñas características del terreno, árboles y edificios) se debe tratar estadísticamente. Los valores de intensidad de campo en la sombra de muchos obstáculos pequeños sigue una distribución log-normal, una vez que se ha filtrado el desvanecimiento rápido debido a la propagación por trayectos múltiples. La mediana de la distribución se puede estimar mediante métodos determinísticos, mientras que normalmente la desviación típica se debe obtener mediante una gran cantidad de mediciones efectuadas en situaciones típicas. Los valores de desviación típica oscilan entre 3 y 10 dB [3-5, p. 151]. Tienden a aumentar con la frecuencia y con la irregularidad local del terreno y los edificios. En [3-9] se dan fórmulas para estimar la desviación típica.

3.2.2 Desvanecimiento rápido

La propagación por trayectos múltiples produce desvanecimiento de unas pocas longitudes de onda en los canales de banda estrecha y dispersión en el tiempo de los impulsos de las señales de banda ancha. Estos efectos los pueden producir ondas reflejadas desde laderas de montañas pronunciadas, pero en la mayoría de los casos obedecen a dispersiones y reflexiones procedentes de edificios y otros grupos de obstáculos. Las ondas llegan al receptor desde direcciones diferentes, y crean un patrón de interferencia que puede originar un desvanecimiento rápido mientras el receptor móvil se desplaza a lo largo del patrón. La distancia Δr entre desvanecimientos sucesivos viene dada por $\Delta r = \lambda/[2 \text{ sen}(\theta/2)]$, donde θ es el ángulo entre las direcciones de propagación de las dos ondas, o sea que varía a partir de una longitud de onda mitad hacia arriba. El espaciamiento de onda mitad resulta de la interferencia entre dos ondas con direcciones opuestas. Si hay varias ondas con amplitudes comparables que proceden de todas las direcciones, la amplitud recibida sigue una distribución de probabilidad de Rayleigh. Si también hay una única onda (normalmente la onda directa) con una amplitud mucho mayor que la de las demás, la amplitud recibida sigue una distribución de Rice. Es posible reducir los efectos del desvanecimiento por trayectos múltiples si se aumenta la potencia transmitida o mediante varios esquemas de diversidad o, en el caso de la transmisión digital, mediante codificación y corrección de errores.

Cuando hay que enviar información digital a velocidad de datos alta, adquiere importancia la dispersión de retardos del impulso transmitido. El efecto es similar al de hablar en una habitación con un tiempo de reverberación largo. Después de pronunciar cada palabra o sílaba, el hablante debe esperar a que se apaguen los ecos antes de pronunciar la próxima, si se quiere que el mensaje sea comprendido. El análogo radio del tiempo de reverberación es la dispersión de retardos, que es una medida del tiempo durante el cual se reciben ecos fuertes. Si la dispersión de retardos es T , entonces los bits de información se pueden enviar a una velocidad no superior a una velocidad de orden $1/T$. Esta velocidad no se puede aumentar mediante el aumento de la potencia, puesto que la potencia de los ecos también aumenta. Cuando no hay diversidad o codificación para corregir el desvanecimiento, la velocidad máxima es $1/8T$ [3-10, p. 340]. Para una descripción más completa de este tema, véase el § 9.1 de este Manual.

Se han hecho varias mediciones de la dispersión de retardos. La referencia [3-10, p. 42] menciona una media de $1,3 \mu\text{s}$ en zonas urbanas y de $0,5 \mu\text{s}$ en zonas suburbanas. Es muy probable que los grandes edificios de una zona urbana reflejen señales fuertemente a una distancia de unos pocos cientos de metros, lo que equivale a una dispersión de más de un microsegundo hasta un máximo de unos $7 \mu\text{s}$, pero se observan valores más pequeños ($< 1 \mu\text{s}$) cuando la antena de la estación de base está a una altura baja, a nivel de los postes de alumbrado [3-11]. A veces se observan dispersiones más largas, normalmente a baja amplitud. Por ejemplo, se han medido dispersiones de retardos en un valle de montaña de hasta $30\text{-}40 \mu\text{s}$ [3-12].

3.3 Estadísticas de la variabilidad de situaciones

Cuando la visibilidad directa entre dos antenas está bloqueada, y si la señal llega mediante muchas reflexiones de intensidad comparable, la potencia recibida sigue una distribución de Rayleigh.

Sabiendo que la densidad de probabilidad de la potencia instantánea de la señal es $r^2/2$ (o sea, r es proporcional a la amplitud de la señal, no en decibelios) cuando la potencia media es a^2 , la potencia recibida viene dada por la siguiente función [3-5]:

$$P_r(r) = \frac{r}{a^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2a^2}\right) \quad (3-6)$$

Esta función es no simétrica alrededor de su cresta en $r = a$. En consecuencia, la media, la mediana y la media cuadrática (valor eficaz) no son idénticas. Por ejemplo, la mediana se puede obtener por integración para obtener la función de probabilidad acumulativa, y se puede fijar esa probabilidad a 0,5 para obtener una mediana de $\sqrt{\ln 2}a \approx 1,1774a$. La desviación típica formal de la distribución de Rayleigh es 5,57 dB, pero un valor más apropiado si se la combina con distribuciones log normales es $\sigma_r = 7,5$ dB [3-13].

Cuando la onda directa, o quizás una reflexión intensa, es considerablemente más intensa que otras ondas, se puede utilizar la distribución más general de Nakagami-Rice. En esta distribución, se añade un parámetro libre, que es la relación K de la potencia recibida de la onda directa con la potencia media del resto de la onda con distribución de Rayleigh. Este parámetro puede oscilar entre cero y el infinito, si la señal es totalmente Rayleigh o totalmente onda directa. La función de densidad de probabilidad es [3-5]:

$$P_r(r) = \frac{r}{a^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2a^2}\right] I_0\left(\frac{rr_s}{a^2}\right) \quad (3-7)$$

donde $r_s^2/2$ es la potencia de la señal estacionaria intensa. La función I_0 es la función de Bessel modificada de primera clase de orden cero. La relación K se puede introducir en esta ecuación mediante la sustitución $a^2 = r_s^2 / (2 \cdot 10^{K/10})$.

En las zonas construidas, se considera que la distribución es de Rayleigh (o de Rice) a lo largo de una distancia corta, digamos unos 20 m, pero el valor mediano a corta distancia varía con distancias más largas debido al oscurecimiento producido por diversos objetos, y es aleatorio y log normal hasta quizás 100 ó 200 m. La distribución log normal es:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3-8)$$

donde x es el nivel de la señal expresado en decibelios, y σ es la desviación típica (también en decibelios) de estos niveles. En esta distancia mayor, se podría utilizar una distribución combinada Rayleigh/log normal para representar la señal instantánea, pero una alternativa más sencilla [3-13] consiste en combinar las desviaciones típicas como si ambas fueran log normal, e incluir también distribuciones log normal. En este esquema, la desviación típica para todos los casos se combina así

$$\sigma_{total} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots} \quad (3-9)$$

donde las diversas desviaciones típicas que intervienen pueden ser, según sea el caso, debidas a oscurecimiento, errores de predicción, desvanecimiento de Rayleigh y cualquier otra pérdida que resulte conveniente considerar por separado, como la debida a la vegetación o los vehículos [3-13]. Si el objetivo es estimar la fiabilidad de la cobertura predicha, también hay que incluir la desviación típica del error de predicción. Una distribución combinada que incluye los errores de predicción proporciona una estimación de la cobertura para un conjunto de zonas semejantes.

Una opción todavía más sencilla para manejar el desvanecimiento de Rayleigh [3-14] es utilizar una distribución log normal para la señal mediana y añadir un margen de 6-10 dB para tener en cuenta el desvanecimiento de Rayleigh. Puesto que el efecto del desvanecimiento de Rayleigh depende del sistema de comunicación, no siempre resulta apropiado incluirlo. En [3-15] se ofrecen detalles sobre diversas distribuciones.

3.4 Referencias Bibliográficas

- [3-1] BECKMANN, P. y SPIZZICHINO A. [1987] The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces. Artech, Norwood, Estados Unidos de América, p. 503.
- [3-2] Recomendación UIT-R P.1411 – Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de los sistemas de radiocomunicaciones de exteriores de corto alcance y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 300 MHz a 100 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [3-3] HOLLOWAY, C. L. PERINI, P. L., DELYSER, R. R. y ALLEN, K. C. [agosto de 1997] Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(3), p. 730-738.
- [3-4] PIAZZI, L. y BERTONI, H. L. [mayo de 1999] Achievable accuracy of site-specific path-loss predictions in residential environments. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 48(3), p. 922-930.
- [3-5] PARSONS, J. D. [1992] *The mobile radio propagation channel*, Wiley, Nueva York, Estados Unidos de América.
- [3-6] PIAZZI, L. y BERTONI, H. L. [agosto de 1998] Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 46(8), p. 1138-1147.
- [3-7] HALL, M. P. M., BARCLAY, L. W. y HEWITT, M. T. [1996] Propagation of radio waves, *IEE*, Stevenage, Reino Unido, p. 446.
- [3-8] Recomendación UIT-R P.1546 – Métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias de 30 a 3000 MHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [3-9] Recomendación UIT-R P.1406 – Aspectos de la propagación relativos al servicio móvil terrestre terrenal en las bandas de ondas métricas y decimétricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [3-10] LEE, Wm. C. Y. [1982] *Mobile communications engineering*, McGraw-Hill, Nueva York, Estados Unidos de América, p. 464.
- [3-11] BULTITUDE, R. J. C. y BEDAL G. K. [1989] Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 7(1).
- [3-12] MOHR, W. [mayo de 1993] Wideband propagation measurements of mobile radio channels in mountainous areas in the 1800 MHz frequency range. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 49-52.
- [3-13] SIWIAK, K. [1998] *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. Artech, Boston, Estados Unidos de América, p. 418.
- [3-14] HAGN, G. H. [1980] VHF radio system performance model for predicting communications operational ranges in irregular terrain. *IEEE Trans. Comm.*, 28(9), p. 1637-1644.
- [3-15] Recomendación UIT-R P.1057 – Distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.

CAPÍTULO 4

TÉCNICAS DE MODELIZACIÓN PARA LA PREDICCIÓN DE LA PROPAGACIÓN

En este Capítulo se describen varias técnicas y modelos concretos para predecir la propagación de las ondas radioeléctricas. En el § 4.1 se aborda el uso de modelos empíricos generales «punto a zona», a los que a veces también se denomina correctamente «generales para una instalación». Estos modelos necesitan únicamente información general sobre la zona (como la rugosidad del terreno) por la que se propagan las ondas radioeléctricas, y no tienen en cuenta las características de los trayectos de propagación específicos. También se presenta el método para ampliar el alcance de aplicación del modelo empírico mediante la sintonización (selección de los parámetros óptimos).

En el § 4.2 se describe el uso de los modelos empíricos específicos del terreno, que también se denominan «punto a punto» o «específicos para una instalación». Estos modelos difieren de los modelos generales que se describen en el primer punto por el hecho de que usan información detallada acerca del trayecto de propagación particular utilizado. Esta información puede ser un perfil de trayecto simple bidimensional o una base de datos muy detallada sobre el terreno y la cobertura del suelo (edificios, vegetación, etc.). Si los datos de trayecto son suficientemente precisos, los métodos punto a punto, más exactos, arrojarán casi siempre resultados más exactos que los métodos punto a zona menos exactos, aunque el precio a pagar sea un enorme aumento en tiempo y complejidad de cálculo. Ahora bien, cabe señalar que no siempre se necesita tanta exactitud en los servicios móviles terrestres, donde las señales recibidas están expuestas a considerables fluctuaciones de desvanecimiento.

El § 4.3 es un breve panorama de diversas técnicas de delineamiento de rayos mediante la simulación de las trayectorias (*ray tracing*) y otras técnicas más rigurosas, en las que se trata de predecir la intensidad de campo de forma casi determinística teniendo en cuenta todos los posibles trayectos por los que discurren las ondas radioeléctricas en un entorno móvil de trayectos múltiples. Estas técnicas son adecuadas para las condiciones que se dan generalmente al instalar las antenas transmisoras por debajo de los tejados de los edificios en las ciudades o dentro de los edificios, cuando el número de trayectos que hay que tener en cuenta se reduce por los obstáculos naturales circundantes.

En el § 4.4 se describe la modelización de la difracción, que permite calcular la pérdida de intensidad de señal cuando las ondas radioeléctricas pasan alrededor de los obstáculos. Con frecuencia, se usa una aproximación de los obstáculos, como aristas simples, cilindros o esferas.

Por último, en el § 4.5 se presentan algunas orientaciones útiles para los posibles usuarios sobre cómo elegir el modelo que podría ser más apropiado en las prácticas de ingeniería más comunes, como planificación de la red, evaluación de la interferencia, asignación o reutilización de frecuencias. Igualmente, se da orientación sobre la selección del modelo para evaluar las campañas de medición para la evaluación del funcionamiento del sistema.

4.1 Modelos generales punto a zona

Los modelos empíricos generales, como los que se describen en la Recomendación UIT-R P.1546 [4-1], que reemplaza a las Recomendaciones UIT-R P.370 [4-2] y UIT-R P.529 [4-3], proporcionan a los ingenieros herramientas muy convenientes para predecir la

intensidad de campo en las zonas de cobertura de las estaciones radioeléctricas. En su forma básica, esos modelos no hacen uso de cálculos complejos y no necesitan conocimientos detallados sobre determinados trayectos de propagación y, por consiguiente, se pueden usar sin bases de datos de terreno de gran resolución o equipo informático moderno.

La esencia de la mayoría de los modelos de predicción de la propagación empíricos se puede representar mediante una expresión básica:

$$E_R = -\gamma \cdot \log(R) + K(P_{BS}, f, h_{BS}, h_{MS}, \dots) \quad (4-1)$$

La ecuación (4-1) significa que la intensidad de campo recibida, E_R , se presenta en los modelos empíricos como una función logarítmica de la distancia R con el parámetro de pendiente γ , más un parámetro de desviación K , que es propiamente una función de algunos parámetros iniciales del diseño de red: potencia del transmisor (P_{BS}), frecuencia de trabajo (f), altura de las antenas en las estaciones de base y móviles (h_{BS} y h_{MS}), etc. Las diferencias entre diversos modelos empíricos estriban casi siempre en la manera de establecer y tratar esos parámetros empíricos γ y K .

La Recomendación UIT-R P.1546 [4-1] proporciona valores de la intensidad de campo expresados en dB(μ V/m), para una potencia radiada aparente (p.r.a.) de 1 kW en función de distancias de trayecto que oscilan entre 1 y 1000 km, presentadas en forma gráfica (o sea, curvas) y tabular (o sea, valores numéricos definidos fijos). Los resultados gráficos se presentan en tres frecuencias discretas: 100, 600 y 2000 MHz. Además, las presentaciones gráficas y tabulares incluyen ocho alturas de antena transmisora/de base por encima de los obstáculos circundantes, que oscilan entre 10 y 1200 m, para tres porcentajes de tiempos diferentes de rebasamiento (50%, 10% y 1%) y para trayectos sobre tierra y mares cálidos y fríos, todos para 50% de situaciones. También se proporcionan valores para las intensidades de campo máximas previstas en función de la distancia, la frecuencia, el porcentaje de tiempos y el tipo de trayecto.

Para una planificación general que no requiera gran exactitud de predicción, la Recomendación UIT-R P.1546 proporciona gráficos de curvas de intensidad de campo para las gamas de frecuencias 30-300 MHz, 300-1000 MHz y 1000-3000 MHz, respectivamente. Ahora bien, para los usuarios que necesitan más exactitud predictiva, la Recomendación UIT-R P.1546 contiene un procedimiento paso a paso para la aplicación secuencial correcta de la interpolación y/o extrapolación en función de la distancia, la frecuencia, la altura de la antena y el porcentaje de tiempos, y también incluye porcentajes de situaciones distintos de 50% y el nexo recomendado para el cálculo de la pérdida de transmisión básica asociada. También en el contexto del procedimiento paso a paso se ofrece un método para calcular un trayecto mixto (o sea una combinación de trayecto tierra-mar). Asimismo, en la Recomendación UIT-R P.1546 se ofrecen detalles sobre las diversas correcciones para la altura de la antena, las interpolaciones, las extrapolaciones, el cálculo de la intensidad de campo para un trayecto mixto y la pérdida de transmisión básica.

Se ofrecen algunos modelos empíricos presentados gráficamente como un conjunto de curvas derivadas estadísticamente de grandes series de mediciones. La Recomendación UIT-R P.1546 [4-1] es el modelo que recomienda el UIT-R para la propagación terrenal móvil en ondas métricas/decimétricas y ha sido elaborada a partir del modelo de la Recomendación UIT-R P.370 [4-2] y del modelo de Okumura [4-4].

4.1.1 Los modelos de Okumura y de Hata

El modelo de Okumura se utiliza habitualmente en la planificación de los servicios móviles terrestres. Es la culminación de un cuidadoso análisis de una gran serie de mediciones de intensidades de señal recogidas en una amplia diversidad de terrenos y con obstáculos como la vegetación y los edificios en zonas urbanas en diferentes frecuencias en las bandas de ondas

métricas/decimétricas. El modelo incluye gráficos de predicción de la intensidad de la señal para las bandas centradas en 150, 450, 900 y 1 500 MHz, según las condiciones de propagación que resultaron ser típicas en las zonas dentro y alrededor de Tokio (Japón) a principio de los años 60. Se proporcionan valores para diversos entornos, como urbano denso, suburbano y abierto. Se proporcionan correcciones adicionales de las curvas de Okumura básicas para diferentes tipos de terreno, diferentes grados de rugosidad o de pendiente, para trayectos sobre tierra y sobre mar, y muchas más, de forma que correr el modelo en una computadora es difícil.

Más tarde, Hata publicó un conjunto de ecuaciones [4-5] basadas en una versión muy simplificada del modelo de Okumura. El modelo de Hata (también llamado modelo Okumura-Hata) proporciona fórmulas matemáticas que aproximan las curvas de Okumura originales. También introduce limitaciones sobre la gama de frecuencias aceptable (100 a 1 500 MHz), la distancia con respecto al emplazamiento del transmisor (1-20 km) y las alturas de las antenas transmisoras (30-200 m por encima del terreno circundante). La limitación de distancia, en particular, reduce la aplicabilidad de las ecuaciones de Hata al diseño de sistemas terrenales móviles terrestres distintos de los sistemas celulares. La limitación de altura también reduce la aplicabilidad de este modelo a estaciones instaladas en picos de montaña.

El modelo Okumura-Hata y otros modelos empíricos generales proporcionan predicciones razonablemente exactas de la cobertura en los sistemas radioelétricos móviles terrestres, cuando se aplican a un entorno semejante al utilizado para establecer el modelo. Se puede ampliar el alcance de aplicación de los modelos empíricos generales si se los sintoniza con algunas condiciones específicas del entorno. Esta técnica se describe con detalle en el siguiente punto. Porque los modelos de Okumura y Okumura-Hata son modelos de predicción «punto a zona» no se deben usar para las predicciones punto a punto. Otros modelos, como el de Longley-Rice (véase el § 4.2) son más adecuados para predecir el funcionamiento de los sistemas radioelétricos en trayectos determinados.

El modelo Okumura-Hata tiene la ventaja de la simplicidad, ya que puede predecir el funcionamiento del sistema con un conjunto muy limitado de datos de entrada. Su formulación simple y directa se presta a un uso fácil en computadoras pequeñas o programas de hoja de cálculo. En el modelo, los principales determinantes de la intensidad de la señal son la frecuencia, la potencia radiada efectiva, las alturas de las antenas de recepción y de transmisión y la longitud del trayecto. Se ha convertido en el modelo «por defecto» de muchos tipos de herramientas de planificación.

La Recomendación UIT-R P.529 [4-3] amplió la aplicabilidad de las ecuaciones de Hata a la distancia original de 100 km del modelo de Okumura. También incluía curvas de propagación en ondas métricas adaptadas a las aplicaciones móviles terrestres basadas en los métodos descritos en la Recomendación UIT-R P.370. Éstas han evolucionado hasta convertirse ahora en la Recomendación UIT-R P.1546, que ha ampliado las frecuencias, las alturas de antena y las distancias.

Quizás el avance más importante del modelo original de Okumura [4-4] sea la cuantificación de los efectos de diferentes tipos de obstáculos debidos a la vegetación y a la edificación urbana. Se han observado enormes diferencias entre trayectos sobre zonas urbanas y zonas abiertas. Por ejemplo, a 200 MHz, el aumento de la intensidad de señal de un trayecto de zona abierta en comparación con el de zona urbana es de 20 dB. El modelo también trata de tener en cuenta la diferencia de atenuación de señal en función del ángulo descendente desde la fuente hasta los obstáculos en la superficie.

Una cosa que se pierde al utilizar un modelo «simple» es la exactitud. Un supuesto fundamental del modelo Okumura-Hata es que la antena transmisora tiene una «altura efectiva» que está por encima del terreno en las inmediaciones. El modelo también supone un terreno llano o liso en las situaciones del transmisor y el receptor. El factor de ondulaciones sucesivas (*rolling hilly factor*)

permite tratarlas de manera estadística, pero no se debe aplicar en una situación punto a punto. El factor de cerro aislado (*isolated ridge*) del modelo de Okumura puede proporcionar resultados razonablemente exactos, siempre y cuando la geometría del trayecto sea muy parecida a la de los supuestos del modelo. Ahora bien, este último supuesto excluye la mayoría de los trayectos que se encuentran en la práctica. En estos últimos tiempos, se ha intentado [4-8] aplicar modelos más convencionales de pérdida por difracción a las curvas de Okumura con escaso éxito.

Como ya se ha dicho, Okumura elaboró el modelo específicamente para incluir los efectos de los obstáculos en la superficie. La versión Hata del modelo sigue las mismas pautas e incorpora las Recomendaciones (véase la Recomendación UIT-R P.529-3 [4-3]) sobre las pérdidas de trayecto en exceso que se pueden utilizar al planificar los sistemas.

Resumiendo, el modelo Okumura-Hata se utiliza ampliamente en la planificación de los sistemas radioeléctricos móviles terrestres. Pero al diseñar un sistema particular hay que considerar cuidadosamente la diferencia que puede existir entre las condiciones y los entornos considerados por los autores del modelo y las que se dan en la realidad. El enfoque que se ofrece en los puntos siguientes describe una manera de resolver algunos de los problemas que se plantean en la aplicación de los modelos empíricos.

No obstante, puede suceder que la aplicación de modelos empíricos no sea adecuada en principio, por ejemplo en las zonas montañosas o en otras zonas con terreno muy irregular.

4.1.2 Prueba y ajuste de los modelos empíricos generales punto a zona

4.1.2.1 Necesidad de ajustar los modelos empíricos

Como lo indica su nombre, los modelos empíricos se elaboran a partir de los resultados obtenidos en las mediciones en el terreno y, por consiguiente, se ajustan al entorno en que se hicieron esas mediciones originalmente. Pero si luego se aplican ciegamente a condiciones ambientales muy diferentes de las originales, los errores de predicción pueden aumentar significativamente. Por ejemplo, cabe esperar que la precisión de un modelo empírico debidamente ajustado para predecir la mediana de la intensidad de campo sea de un orden de ± 5 dB. Esta precisión es adecuada para muchos casos prácticos, especialmente cuando se trata de servicios móviles terrestres, porque es comparable a las variaciones de señal normales producidas por el desvanecimiento y el oscurecimiento. Pero si se aplica el mismo modelo general a un entorno no especificado sin tener en cuenta otras consideraciones, su precisión puede a veces reducirse hasta unos $\pm(15 \dots 20)$ dB, lo que resulta inaceptable.

Por consiguiente, la utilidad práctica y el alcance de la aplicación de los modelos empíricos generales se pueden aumentar considerablemente mediante pruebas y su adaptación a condiciones de propagación particulares o a condiciones características de un país o región. A continuación, se describe la manera de realizar esas pruebas de la forma más sencilla y cómo se pueden introducir los cambios necesarios en un modelo empírico elegido, como el de Okumura-Hata de la Recomendación UIT-R P.529 [4-3].

4.1.2.2 Montaje mínimo para probar el modelo

Antes de aplicar un modelo empírico general en una región determinada y de características «desconocidas» es conveniente probar el funcionamiento de un modelo seleccionado o comparar el funcionamiento de diversos modelos. Las pruebas se describen a continuación. Como transmisores de referencia, se pueden usar las estaciones radioeléctricas existentes (por ejemplo, las estaciones de base de sistemas móviles terrestres: celular, búsqueda, etc.). En cuanto a las mediciones, se puede

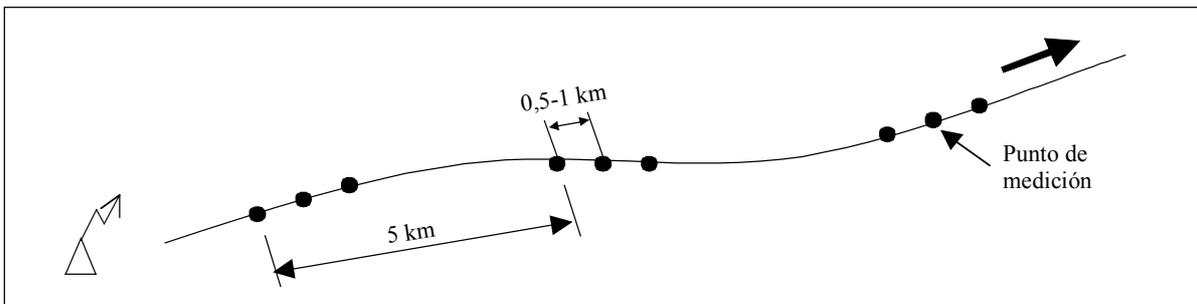
usar cualquiera de los monitores RF de bolsillo para el terreno o, en circunstancias restrictivas, hasta las unidades de abonado de esos sistemas móviles terrestres objeto de la prueba que tengan funciones de monitoreo en el terreno. Esto significa que las mediciones se pueden hacer con bastante rapidez y muy pocos recursos humanos y financieros. Para una descripción más formal y detallada de las mediciones en el terreno, sírvase remitirse al Manual de comprobación técnica del espectro de la UIT [4-16].

Si bien cuanto más mediciones se hagan tanto mejor serán los resultados, para hacer una prueba no muy exhaustiva del modelo empírico quizás baste realizar mediciones estáticas de terreno en zonas de cobertura de al menos dos o tres transmisores radioeléctricos existentes. Ahora bien, es importante asegurarse de que estas zonas de cobertura se hayan elegido para las pruebas, de forma que representen las condiciones de propagación más típicas de esa región (urbana/suburbana, densidad de la vegetación, irregularidades del terreno, etc.). En cada una de las zonas de cobertura seleccionadas, es conveniente hacer mediciones de terreno con al menos 15-20 distancias diferentes con respecto al transmisor. Para cada una de estas distancias, la muestra de mediciones debe incluir al menos 5-10 mediciones, tomadas de preferencia en direcciones diferentes con respecto al transmisor, para asegurar la correcta evaluación de la intensidad de campo mediana. Cuando los transmisores utilizados en la prueba tienen antenas direccionales, los puntos de medición deben estar todos dentro del haz principal de la antena del transmisor. La antena del receptor de prueba se montará a una altura apropiada, que para los servicios móviles terrestres es de 1,5-2 m.

Lo más conveniente es efectuar esas mediciones a lo largo de la ruta radial disponible (por ejemplo, una carretera) dentro de la zona de cobertura y en los puntos a intervalos determinados, por ejemplo de 1 km. Uno de los posibles montajes para efectuar esas mediciones de los obstáculos se muestra en la Fig. 4.1.

FIGURA 4.1

Ejemplo de puntos de medición de los obstáculos a lo largo de una ruta radial desde el transmisor de referencia



Ter-041

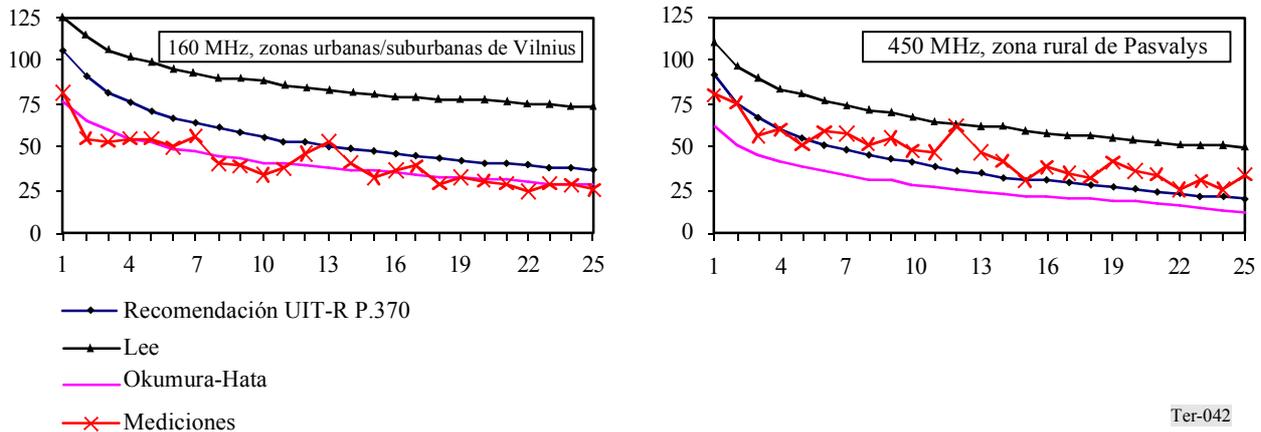
En cada uno de los puntos de medición se registra la mediana de la intensidad de campo en función de la distancia desde el transmisor. Puesto que en este caso la cantidad de mediciones es muy limitada, se pueden hacer no de forma automática sino registrando manualmente las intensidades de campo medidas. Las distancias con respecto al transmisor se pueden determinar con cualquier instrumento disponible: un receptor GPS que permita medir diferencias de distancia, el odómetro de un auto que transita por una ruta estrictamente radial, o un mapa a la escala adecuada.

Estas mediciones arrojarán un conjunto de valores medidos de intensidad de campo para distancias determinadas. A continuación, se puede comparar esas mediciones con los resultados de la modelización, poniendo atención en el ajuste de los parámetros del modelo (altura de la antena, potencia radiada, etc.) para cada una de las rutas de medición, pues pueden ser diferentes; por

ejemplo, la ganancia de antena y, en consecuencia, la potencia radiada, pueden ser diferentes en direcciones diferentes. Cuando el modelo se utilice en diferentes bandas de frecuencias, también es conveniente realizar las pruebas en todas las bandas de frecuencias concernidas. La Fig. 4.2 es un ejemplo de comparación entre las mediciones y los resultados de los modelos.

FIGURA 4.2

Ejemplos de comparación de las mediciones con diversos modelos empíricos, promedio de intensidades de campo dB(μV/m) versus distancia desde la estación transmisora (km)



Ter-042

Es aconsejable comparar las mediciones con los resultados obtenidos en la aplicación de varios modelos, como se muestra en la Fig. 4.2, en la que se utilizaron los modelos de la Recomendación UIT-R P.370 [4-2], Lee [4-7] y Okumura-Hata [4-3]. Luego, se pueden hacer análisis subjetivos de esas comparaciones para decidir cuál de los modelos probados funciona mejor y si funciona lo suficientemente bien.

Por ejemplo, para la región específica de la Fig. 4.2, se podría concluir que el modelo Okumura-Hata es el mejor y que es lo suficientemente bueno como para modelizar la intensidad de campo en la banda de ondas métricas de 160 MHz en condiciones urbana/suburbana. Ahora bien, este mismo ejemplo nos muestra que habría que efectuar correcciones en el modelo Okumura-Hata antes de aplicarlo a la predicción de la propagación en la banda de 450 MHz en zonas rurales.

Pero es peligroso llegar a estas conclusiones sólo basándose en mediciones efectuadas en una única zona de cobertura/banda de frecuencias. En cada una de las bandas de frecuencias se examinarán al menos dos o tres zonas de cobertura (transmisores) y sólo se formularán conclusiones cuando hayan sido igualmente confirmadas en todos los casos.

El funcionamiento de los modelos se puede evaluar con más formalidad y los modelos se pueden comparar entre sí mediante la aplicación de mediciones y análisis estadísticos, como el criterio de cuadrados mínimos. Según este criterio, el modelo que mejor se ajuste a los resultados obtenidos experimentalmente arrojará un mínimo en la siguiente expresión [4-14]:

$$\sum_{i=1}^n [y'_i - \varphi(x_i, a, b, c, \dots)]^2 = \min \quad (4-2)$$

donde:

y'_i : resultado experimental en el punto x_i

n : número de mediciones de una serie

$\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$: resultado del modelo para el punto x_i y parámetros de transmisor a, b, c, \dots

Resulta claro, entonces, que si se sustituye $\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$ por diversos modelos probados y se calculan los resultados de la ecuación (4-2) para estos modelos y todas las series de mediciones experimentales, se puede evaluar el funcionamiento sin sesgo de cada uno de los modelos probados en todos los casos. Mediante la combinación de todas estas comparaciones, se puede elegir el modelo más adecuado por ser el que proporciona el mejor ajuste con los resultados experimentales.

4.1.2.3 Ajuste del modelo

Cuando las pruebas demuestran que la precisión del modelo empírico seleccionado no es suficiente, hay que ajustar el modelo, lo que se puede hacer mediante un fino ajuste de sus parámetros empíricos. Al preparar el modelo para el ajuste, se cambiará su fórmula a la expresión básica (4-1), de forma que aparezcan los dos parámetros empíricos básicos: pendiente γ y desviación inicial K . Entonces, el proceso de ajuste del modelo consiste en modificar esos dos parámetros.

El ejemplo práctico que se ofrece a continuación muestra cómo se puede aplicar el proceso al modelo Okumura-Hata de la Recomendación UIT-R P.529 [4-3]. Este modelo proporciona la siguiente expresión para la intensidad de campo recibida E_R dB(μ V/m):

$$E_R = 39,82 + P_{BS} - 6,16 \log f + 13,82 \log h_{BS} + a(h_{MS}) - (44,9 - 6,55 \log h_{BS})(\log R)^b \quad (4-3)$$

donde:

P_{BS} : potencia radiada del transmisor (dBW)

f : frecuencia de trabajo (MHz)

h_{BS} : altura efectiva de la antena transmisora (m) sobre terreno medio y en distancia de 3-15 km

h_{MS} : altura de la antena receptora (m)

$$a(h_{MS}) = (1,1 * \log f - 0,7) * h_{MS} - (1,56 * \log f - 0,8)$$

R : distancia desde el transmisor (km)

$$b = 1 \quad \text{para } R \leq 20 \text{ km}$$

$$b = 1 + (0,14 + 1,87 * 10^{-4} * f + 1,07 * 10^{-3} * h_{BS}) * (\log(R/20))^{0,8} \quad \text{para } 20 \leq R \leq 100 \text{ km}$$

En la ecuación (4-3) se observa que el parámetro de desviación se expresa en el modelo Okumura-Hata así:

$$K = 39,82 + P_{BS} - 6,16 \log f + 13,82 \log h_{BS} + a(h_{MS}) \quad (4-4)$$

La sintonización necesaria se puede introducir en el parámetro de desviación de la ecuación (4-4) mediante el ajuste del parámetro $E_0 = 39,82$ dB(μ V/m) inicialmente constante.

Al mismo tiempo, el parámetro pendiente general del modelo Okumura-Hata de la ecuación (4-3) se puede representar así:

$$\gamma_{SYS} = -\gamma \cdot (44,9 - 6,55 \log h_{BS}) \quad (4-5)$$

La ecuación (4-5) introduce el parámetro pendiente inicial γ , que inicialmente es igual a uno y que se puede ajustar.

Por consiguiente, la corrección del modelo de Okumura-Hata de la ecuación (4-3) se puede conseguir ajustando los parámetros E_0 y γ . La herramienta más apropiada para hacer el ajuste puede ser el método estadístico de los cuadrados mínimos.

Se puede mostrar [4-15] que al aplicar este método se obtiene la siguiente solución para las estimaciones estadísticas de los parámetros K y γ_{SYS} :

$$\tilde{K} = \frac{\sum x_i^2 \cdot \sum y_i - \sum x_i \cdot \sum x_i y_i}{n \cdot \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (4-6)$$

$$\tilde{\gamma}_{SYS} = \frac{n \cdot \sum x_i y_i - \sum x_i \cdot \sum y_i}{n \cdot \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}$$

La ecuación (4-6) posibilita el cálculo muy simple y formal de los parámetros E_0 y γ del modelo Okumura-Hata de la ecuación (4-3) a partir de una serie determinada de mediciones estáticas experimentales $\{(x_i = \log R_i; y_i)\}_{i=1 \dots n}$.

Esto significa que los parámetros de desviación y pendiente del modelo original de Okumura-Hata se pueden calcular utilizando las ecuaciones (4-6), (4-4) y (4-5):

$$\tilde{E}_0 = \tilde{K} - P_{BS} + 6,16 \log f - 13,82 \log h_{BS} - a(h_{MS}) \quad (4-7)$$

$$\tilde{\gamma} = -\frac{\tilde{\gamma}_{SYS}}{44,9 - 6,55 \cdot \log h_{BS}}$$

Por ejemplo, los análisis realizados con las ecuaciones (4-6) y (4-7) con las series de mediciones obtenidas durante la campaña de medición en Lituania [4-15], dio una serie de valores E_0 y γ para diversas zonas de cobertura y diferentes bandas de frecuencias para esa región específica de Europa del Este. Los valores medios para los parámetros del modelo empírico se obtuvieron mediante agrupación de esos resultados según su origen urbano o rural y la banda de frecuencias (véase el Cuadro 4.1)

CUADRO 4.1

Ejemplo de parámetros empíricos modificados calculados del modelo Okumura-Hata (4-3) para diversos tipos de zona y diversas bandas de frecuencias

	160 MHz		450 MHz		900 MHz	
	Urbana	Rural	Urbana	Rural	Urbana	Rural
E_0	40	40	40	50	35	60
γ	1,25	1,20	1,30	1,20	1,00	1,25

Los valores del Cuadro 4.1 permiten la predicción exacta de la intensidad de campo con el modelo Okumura-Hata en esa región y los parámetros empíricos modificados de forma correspondiente. Este ejemplo demuestra cómo el cálculo práctico de los parámetros del modelo modificado se puede resumir en un único cuadro de referencia, conveniente para otras aplicaciones.

4.2 Métodos que emplean información sobre el terreno y la cobertura del suelo

Uno de los modelos de predicción de la propagación más ampliamente utilizados, que tiene en cuenta la irregularidad del terreno, es el de Longley-Rice [4-10]. Se basa en la teoría electromagnética y en expresiones de la variabilidad de pérdidas de señal obtenidas de largas series de mediciones, publicadas en «National Bureau of Standards Technical Note 101» [4-9] («Nota técnica 101»). En la Nota técnica 101 se hace una amplia compilación de fórmulas matemáticas, que se pueden aplicar a la tarea de predecir el funcionamiento de los sistemas de radiocomunicaciones para una amplia gama de terrenos y condiciones climáticas, pero la aplicación manual de esas fórmulas es onerosa, si no imposible, incluso para un único trayecto de propagación punto a punto.

A pesar de ello, dos de los autores de la Nota técnica 101 desarrollaron un programa informático, el modelo de terreno irregular (ITM, *irregular terrain model*) [4-10], que se popularizó con el nombre «modelo de Longley-Rice». Este modelo informático aplica versiones de los procedimientos computacionales desarrollados en la Nota técnica 101, y es útil para la gama de frecuencias de 20 MHz a 20 GHz, en zonas con diversas condiciones climáticas y del terreno, para una distancia que oscila entre uno y 2 000 km.

El modelo informático ITM consiste, en realidad, en dos módulos (o algoritmos) diferentes, que se deben utilizar en circunstancias diferentes. El primer módulo es el modelo de «predicción de zonas» [4-11], que hay que aplicar cuando sólo se tiene relativamente poca información sobre los trayectos de propagación. Es particularmente útil en los servicios móviles y de radiodifusión, en el diseño de los sistemas generales y para el análisis de los problemas generales de interferencia entre tipos de sistemas. Es menos exacto a distancias cortas, particularmente cuando se usan antenas altas, porque arrojará predicciones más bajas de nivel de señal (más pérdidas) que las que normalmente se medirán. Es probable que dé buenos resultados para distancias medias y largas. El modelo necesitará el factor de rugosidad del terreno (ΔH), la refractividad de la superficie (N_s) y las alturas medias del terreno, según las opciones elegidas.

El segundo módulo del programa ITM es el modelo de «predicción punto a punto», que se utilizará en un trayecto fijo, cuando se conocen algunas de las características principales del perfil del terreno. Este modelo es especialmente bueno para evaluar determinados enlaces de comunicación y para resolver problemas de interferencia específicos. No es válido para los enlaces normales en microondas con visibilidad directa y, en general, no se debe aplicar en esa situación. (El tratamiento de estos enlaces difiere bastante del enfoque ITM. Los valores medianos de señal son iguales o muy parecidos a los valores para el espacio libre, y la variabilidad alrededor de la mediana sigue un conjunto de leyes diferentes.)

Si bien la versión 1.2.2 del modelo Longley-Rice incluye un modo de predicción de zona, la mayoría de las veces se la utiliza en predicciones punto a punto repetitivas cuando se dispone de una base de datos de terreno. En este trabajo sólo se analizará el uso del modelo en el modo punto a punto.

El funcionamiento del modelo consiste en examinar la geometría de un trayecto radioeléctrico a lo largo de un perfil de datos de terreno dado para determinar ciertos parámetros importantes; los más importantes son las distancias hasta los horizontes radioeléctricos desde los extremos del trayecto y la longitud total del trayecto. En base a estos datos, se determina si el trayecto tiene visibilidad

directa (o sea, si ambos puntos extremos son visibles) o si está obstruido. Cuando la longitud del trayecto es superior a la suma de las distancias al horizonte del transmisor y el receptor, se utiliza una combinación de la teoría de objetos con aristas (filo de cuchillo) y de pérdida por difracción en Tierra lisa. Por último, para distancias muy superiores al horizonte radioeléctrico de la Tierra lisa, se utiliza la teoría de la dispersión.

Ciertas facetas de la versión 1.2.2 del modelo Longley-Rice son aproximaciones. Por ejemplo, aunque se supone que se dispone de un perfil de terreno completo y exacto para el trayecto en cuestión, el modelo no determina un punto de reflexión en el suelo mediante el examen directo del trayecto. En vez, hace un ajuste por cuadrados mínimos a los datos de terreno en el 80% central del trayecto y supone que hay una reflexión espectral desde esa superficie teórica. También, hay restricciones adicionales sobre el alcance de la aplicabilidad de las fórmulas del modelo. Además, puede haber ciertas discontinuidades en la pérdida de trayecto predicha cuando el modelo cambia de algoritmos, particularmente del modo trayecto con visibilidad directa al modo trayecto obstruido. Las implementaciones del modelo deben tener en cuenta que deben darse estas condiciones y manejarlas adecuadamente.

Además, el modelo no aborda explícitamente los efectos de la vegetación y los edificios. Parecería que los tiene en cuenta de alguna manera, pero sólo en la medida en que esos obstáculos afectarían los datos con los que se conformó el funcionamiento del modelo. Este asunto se abordó en un trabajo [4-12] que elaboró gráficos empíricos para mostrar las diferencias entre las predicciones del modelo Longley-Rice y los datos de intensidad de campo recogidos por Okumura y otros [4-4]. El trabajo ofrece recomendaciones específicas sobre módulos adicionales, que se podrían crear para ajustar los resultados del modelo Longley-Rice para diferentes entornos con obstáculos. Ahora bien, no se hace una comparación directa de las predicciones Longley-Rice con los datos observados de intensidad de campo. Más bien, las comparaciones se efectúan con una presentación gráfica de un modelo de predicción de zona (el modelo Okumura) [4-4]. A su vez, el modelo Okumura se había ajustado para representar los efectos observados debidos a la vegetación y los edificios en una región geográfica específica (la zona urbana de Tokio) y condiciones muy distintas de las que se producen en otros lugares. Por consiguiente, las restricciones del modelo de Okumura se aplican también a este caso. Resumiendo, las predicciones punto a punto de un modelo se compararon con las predicciones de otro modelo, cuyo objetivo es proporcionar estimaciones generales del comportamiento de la señal en una zona. En el Volumen 37 de IEEE Transactions on Vehicular Technology (febrero de 1988) [4-13] se publicó un análisis profundo del modelo Longley-Rice en comparación con otro modelo conocido, TIREM, basado en el terreno. En [4-29] y [4-30] se ofrece un análisis de otros métodos de propagación específicos del trayecto.

En resumen, el modelo Longley-Rice es un modelo de predicción de la propagación de las ondas radioeléctricas muy reconocido y de dominio público. Los comentarios formulados tienen por único objeto identificar aspectos específicos del funcionamiento del modelo que se podría y se debería mejorar.

Las descripciones, algoritmos, códigos de fuente FORTRAN y ejemplos del modelo ITM se ofrecen en el sitio web de la Administración de los Estados Unidos de América: <http://elbert.its.blrdoc.gov/itm.html>. Los modelos necesitan bases de datos sobre elevación del terreno para obtener los perfiles de trayecto sobre el terreno. Una fuente de base de datos de terreno para lugares de todo el planeta (GLOBE) es de acceso público en el sitio web de la Administración de los Estados Unidos de América: <http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml>, y los ficheros necesarios para extraer los datos de terreno se encuentran en <http://elbert.its.blrdoc.gov/globe.html>.

4.3 Delineamiento de rayos, GTD y teoría de la difracción uniforme (UTD, *uniform theory of diffraction*) y métodos de ecuación parabólica y ecuación integral

En este punto se aborda el delineamiento de los rayos (*ray-tracing*), las GTD y UTD y los métodos de ecuaciones parabólicas e integrales. Para más información práctica sobre estos temas, véase la Recomendación UIT-R P.526 y Parsons [4-35] y Cátedra [4-36].

4.3.1 Métodos de delineamiento de rayos y GTD y UTD

Estos métodos son aplicables a los problemas de propagación y dispersión electromagnéticas, en general a frecuencias altas. En este contexto, frecuencias altas significa que la variación de las propiedades del medio circundante y las dimensiones características de los dispersores es despreciable durante intervalos del orden de una longitud de onda de la onda electromagnética. Estos métodos se aplican también normalmente a problemas en los que las propiedades materiales del medio son isotrópicas, homogéneas y sin pérdidas, a pesar de que la teoría no exige estas restricciones. No obstante, con estas restricciones se puede caracterizar la propagación de las ondas electromagnéticas excitadas por ciertas fuentes en forma de rayo, es decir en líneas rectas, desde la fuente hasta un punto de observación. Además, en cada rayo, el vector de propagación de la onda electromagnética, el vector de campo eléctrico y el vector de campo magnético son mutuamente ortogonales. La dirección del vector de propagación es paralela a la línea recta que va desde el punto de fuente hasta el punto de observación y las superficies de amplitud y fase constantes de los campos constituyen planos ortogonales a esta dirección. Por consiguiente, se puede decir que la onda electromagnética es plana localmente, lo que permite hacer ciertas simplificaciones parecidas a las de la geometría óptica.

En la forma más simple del delineamiento de rayos, como su nombre lo implica, el problema electromagnético se reduce al problema de la accesibilidad geométrica de los rayos que emanan desde el punto de fuente hasta los puntos de observación (arbitrarios). Entonces, el problema se reduce a las situaciones de los límites de sombra. Los límites de sombra son los lugares de los puntos que separan las regiones del espacio en las que los rayos procedentes de la fuente hacia un punto de observación son accesibles y de las regiones en que no lo son (o sea que son inaccesibles). A esta instancia particular de un límite de sombra se la denomina por lo común límite de sombra incidente. También es posible que los rayos que inciden desde la fuente sufran una o más reflexiones especulares en las superficies de los dispersores, si los hay. Los lugares de los puntos que separan regiones del espacio en las que estos rayos son accesibles de las regiones del espacio en las que estos rayos son inaccesibles se denominan límites de sombra de reflexión. Los puntos de observación situados en regiones del espacio en las que sólo son accesibles los rayos directos entre la fuente y el punto de observación (o sea regiones iluminadas) tienen una intensidad de campo que se puede calcular a partir de la amplitud y la fase de la excitación fuente y, según proceda, la distancia entre la fuente y el punto de observación. Los puntos de observación situados en regiones del espacio en las que también hay rayos reflejados especularmente (accesibles) tienen intensidades de campo que son la suma de la onda directa y la onda reflejada, debidamente dispersa o enfocada, cuando el radio de la curvatura de la superficie reflectante es finito. Los puntos de observación situados en regiones del espacio inaccesibles a los rayos directos o reflectados tienen una intensidad de campo cero.

El problema que se plantea aquí, además de los supuestos de que los dispersores son todos bastante opacos y eléctricamente muy grandes, es que no se tiene en cuenta la difracción. Este olvido lo subsanan la GTD y su ampliación, la UTD (geométrica). La GTD postula que los rayos difractados existen. Estos rayos difractados se producen cuando los rayos iluminan las aristas, las esquinas y los vértices de los dispersores que originan los límites de sombra de los que ya se ha hablado. Se han

derivado coeficientes de difracción escalares mediante la expansión asintótica de la solución exacta de Sommerfeld para la difracción en cuña. Ahora bien, estos coeficientes de difracción tienen la poco feliz propiedad de convertirse en singulares en los límites de sombra incidente y de reflexión, que pueden contener puntos de observación de interés. Para solucionar esta desventaja, se elaboró la UTD. En la UTD, los coeficientes de difracción escalares GTD se multiplican por una función de transición. La función de transición tiende a cero en la misma medida en que el coeficiente de difracción deja de ser acotado en el límite de sombra. El producto es acotado y uniforme a todo lo largo del límite de sombra, lo que permite calcular fiablemente el campo difractado en cualquier parte del espacio, cuando las demás hipótesis son válidas. En la Recomendación UIT-R P.526 se da un ejemplo de la UTD aplicada a un obstáculo en cuña de conducción finita. Se han hecho varias extensiones de la UTD.

4.3.2 Métodos de ecuación parabólica (PE, *parabolic equation*)

La PE es una aproximación de las ecuaciones de Maxwell, cuya derivación se basa en las siguientes nociones: no es necesario tener en cuenta las ondas retrodispersadas, los ángulos verticales son siempre pequeños y la variación de la coordenada transversal con respecto al plano vertical que contiene la dirección de propagación se puede tener en cuenta mediante otros medios. Entonces, se puede describir una variación funcional del campo así:

$$\Phi = u(x, z) \cdot e^{ikx} \quad (4-8)$$

donde $u(x, z)$ varía lentamente en x . Conforme a estas hipótesis, se puede demostrar que, si se aplica la ecuación bidimensional de Helmholtz que Φ debe satisfacer y si no se tiene en cuenta las segundas derivadas de u con respecto a x (la dirección de propagación principal), se obtiene una PE diferencial para u . Se obtienen soluciones si se aplican las condiciones de límite apropiadas en el punto de fuente y en los límites superior e inferior de z . Una de las consecuencias de no tener en cuenta la onda de retrodispersión en la PE es que una vez que los campos se conocen a lo largo de un plano vertical en una situación x determinada, se determinan los campos de todas las situaciones mayores que x .

En general, las soluciones para la PE se obtienen numéricamente para los problemas de propagación en los que intervienen el terreno real y/o la variabilidad del gradiente del índice de refracción en x y/o z . Son ejemplos de soluciones numéricas los métodos de diferencia finita implícita y los métodos de aproximación con transformada rápida de Fourier por operaciones parciales. Gracias a las aproximaciones numéricas usadas para resolver la PE, se han creado modelos para los criterios semejantes a los de Nyquist relacionados con la discretización espacial y la longitud de onda de la propagación de ondas electromagnéticas, que mejoran las condiciones de estabilidad y exactitud numéricas. Por consiguiente, las soluciones PE necesitan más tiempo de computación que las soluciones GTD o UTD.

4.3.3 Métodos de ecuación integral (IE, *integral equation*)

Estrechamente relacionado con el método de PE, el método de IE parte del teorema de Green que iguala las integrales de volumen y superficie de las funciones continuas a lo largo del volumen, junto con sus operadores Laplacianos de derivación normal y ajustado. Después de una cierta manipulación, la integral de volumen se reduce a 4π veces el campo de espacio libre, siendo ésta la contribución al campo en ausencia de la Tierra, mientras que la integral de superficie tiene tres contribuciones: una integral sobre la superficie de la Tierra, una integral sobre una superficie

hemisférica infinitesimal alrededor de la singularidad de la función de Green y una superficie que se cierra por encima de la Tierra al infinito. La integral sobre la superficie cerrada infinitesimal arroja 2π veces la función escalar que buscamos. La integral sobre la superficie al infinito se hace cero. Por último, recurriendo al método de las fases estacionarias, se integran las contribuciones en las direcciones transversales al trayecto de propagación, dejando sólo una integral lineal para evaluar. El método ha dado buenos resultados para los casos analíticamente accesibles de Tierra esférica plana y lisa.

Las soluciones de la IE se encuentran numéricamente. La IE tiene la forma de una ecuación integral de Volterra lineal de segunda clase, con un método atribuido a Wagner [4-34]. En términos concretos, se calcula sólo para frecuencias inferiores a unas pocas decenas de MHz, debido a las complicaciones que plantea la resolución de la IE.

4.4 Modelización de la difracción

4.4.1 Resumen de los métodos anteriores, y métodos de Tierra esférica, arista y cilindro

La difracción se produce cuando el trayecto directo entre dos terminales está bloqueado por uno o más obstáculos opacos. En esta situación, a pesar de que la intensidad de campo en el terminal receptor será menor de lo que sería si no existieran esos obstáculos, alguna señal se recibirá mediante el proceso de difracción. Además, los obstáculos que se acercan al trayecto con visibilidad directa pero que realmente no lo bloquean pueden tener un efecto significativo en la intensidad de campo recibida.

En general, los obstáculos que se consideran son las características del terreno terrestre o de la superficie del mar. Las características del terreno tendrán casi siempre una forma irregular. Por consiguiente, casi siempre se han aproximado a diversas formas estilizadas a fin de realizar los cálculos prácticos de la pérdida esperada debida a la difracción. Entre esas formas cabe citar las aristas (filo de cuchillo), cuñas, cilindros y esferas.

4.4.1.1 Modelización de la difracción en aristas

La forma más simple utilizada para modelizar el terreno es la arista (filo de cuchillo). En este enfoque, el terreno se aproxima a una serie de este tipo de aristas. Luego se puede utilizar convenientemente el método de Fresnel para calcular la pérdida por difracción en la arista. Se trata de construir una superficie imaginaria, conocida como superficie de Huygens, por encima de la arista, como se muestra en la Fig. 4.3. El principio de Huygens estipula que cada punto de esta superficie actúa como un radiador secundario. El cálculo del campo difractado consiste en integrar contribuciones desde puntos de la superficie, desde el borde superior de la arista hasta el infinito. Esta integración se muestra gráficamente en la espiral de Cornu de la Fig. 4.4. La espiral se normaliza en términos de un parámetro v , donde:

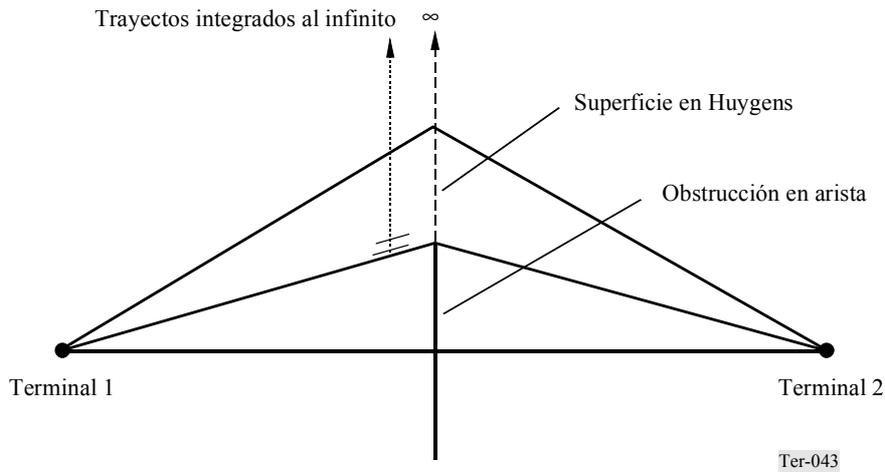
$$v = 2\sqrt{(\Delta d/\lambda)}$$

donde:

Δd : diferencia en longitud entre el trayecto directo entre los terminales y el que pasa sólo sobre la arista.

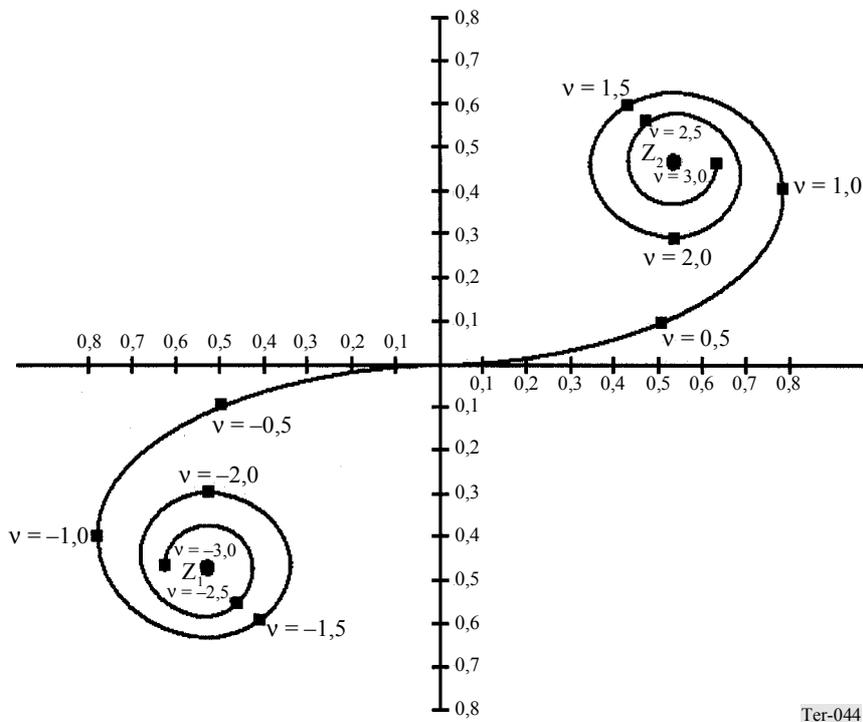
La intensidad de campo en el espacio libre viene representada por la distancia entre dos puntos asintóticos, Z_1 y Z_2 . Cuando parte del frente de onda está obstruido por la arista, el valor de la intensidad de campo está representado por la distancia entre el punto de la espiral correspondiente al pico de la arista y el punto asintótico apropiado (Z_1 o Z_2).

FIGURA 4.3
Difracción en arista



A menudo, un trayecto de propagación contendrá varios obstáculos, de forma que para modelarlo por entero se necesitarán varias aristas. Como se describe en los puntos siguientes, hay varias técnicas que se han propuesto para abordar las aristas múltiples.

FIGURA 4.4
Representación de la difracción en arista mediante la espiral de Cornu

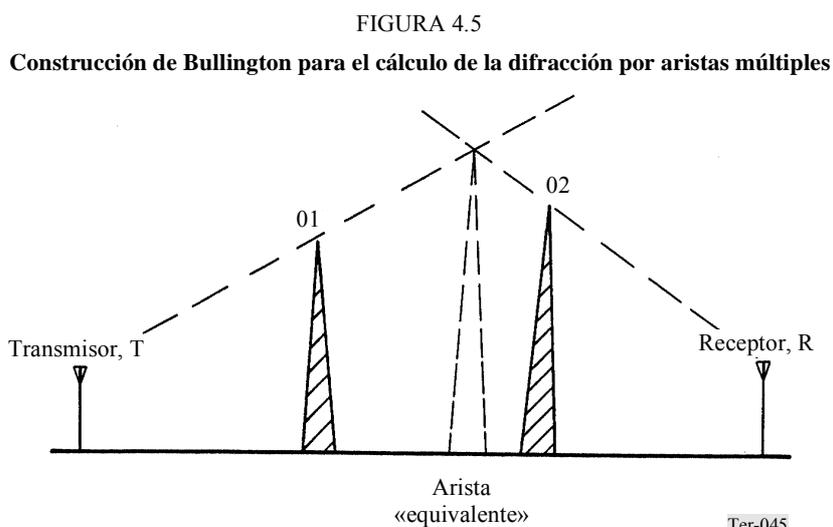


4.4.1.2 El método de Millington

El método de Millington [4-17] se puede usar para calcular la difracción debida a obstáculos de dos aristas. Es riguroso e implica la interacción de ambas superficies de Fresnel. Por consiguiente, existe una integral doble. En principio, la técnica se podría extender para calcular cualquier número de aristas, pero cada arista adicional necesitará una integral adicional. Es probable que esas integrales anidadas no resulten prácticas para más de unas tres o cuatro aristas.

4.4.1.3 El método de Bullington

El método de Bullington [4-18] también se ha concebido para solucionar los obstáculos con dos aristas. Pero en este caso las dos aristas se combinan para formar un solo borde virtual. Por consiguiente, sólo se necesita una única integración. Esta simplificación se hace a expensas de un cierto grado de exactitud. Si las pérdidas por difracción son pequeñas, como las que se producen en ondas métricas, los errores pueden ser inferiores a 3 dB. No obstante, en la medida en que aumenta la frecuencia y las pérdidas por difracción se hacen más grandes, los errores pueden aumentar tanto como 10 dB. El método subestima las pérdidas.

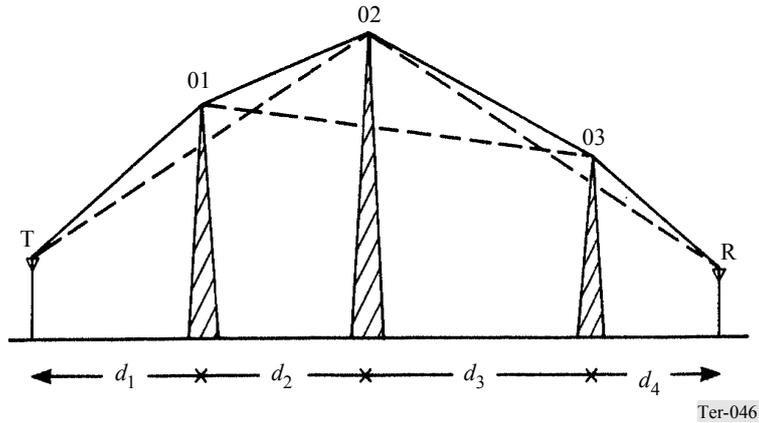


4.4.1.4 El método de Epstein-Peterson

El método de Epstein-Peterson [4-19] se puede utilizar sin problemas para cualquier cantidad de aristas. La pérdida de cada borde se calcula por vez, en base a terminales imaginarios colocados en la parte superior de los bordes adyacentes (o uno de los terminales reales para la primera y última aristas). Las pérdidas individuales (dB) se suman luego para derivar la pérdida total. Millington demostró que este método está sujeto a errores de ± 3 dB. En el caso de dos aristas difractantes, en el que la segunda arista y el segundo terminal se encuentran bien adentro de la sombra de la primera arista, se subestima la pérdida. Millington propuso un factor de corrección, ofrecido en la referencia [4-17], que se puede usar con estos trayectos para mejorar la exactitud. Pero la corrección de Millington no se aplica a los trayectos con tres o más aristas.

FIGURA 4.6

Construcción de Epstein-Peterson para el cálculo de la difracción por aristas múltiples

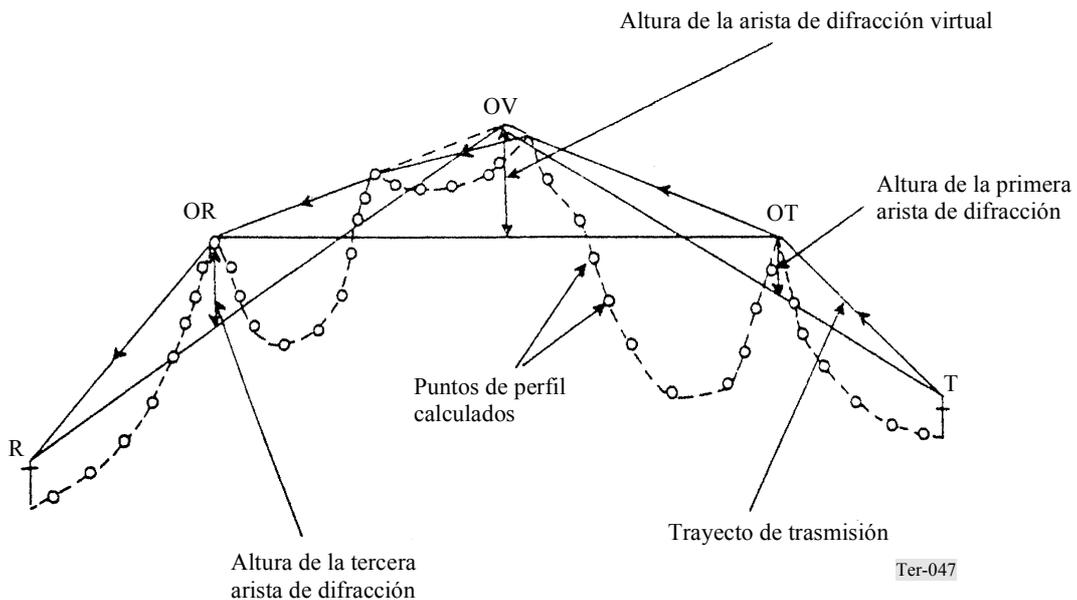


4.4.1.5 El método de Edwards-Durkin

El método de Edwards-Durkin [4-20] podría considerarse un híbrido entre el método Bullington y el método Epstein-Peterson. Para los trayectos con hasta tres obstáculos, sigue el método Epstein-Peterson. Para los trayectos con cuatro o más obstáculos, identifica los dos obstáculos «más alejados», o sea los dos obstáculos más cercanos a los lugares de transmisión y recepción, respectivamente, a los que denominaremos obstáculo de transmisión (OT) y obstáculo de recepción (OR). A continuación, se monta una construcción semejante a la de Bullington para crear un obstáculo virtual entre esos lugares, al que denominaremos obstáculo virtual (OV). Luego se calcula la difracción para el trayecto que va de T a OT a OV a OR a R, (véase la Fig. 4.7).

FIGURA 4.7

Construcción de Edwards-Durkin para el cálculo de la difracción en aristas

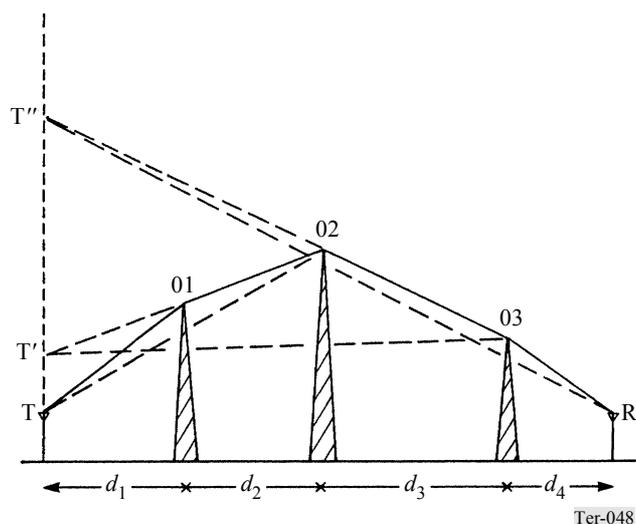


4.4.1.6 El método de Shibuya

El método de Shibuya [4-21] es semejante al de Epstein-Peterson, salvo que para calcular las pérdidas de difracción se considera que el terminal transmisor está en un punto virtual por encima de la situación real, elegido de tal manera que los dos terminales y la arista caigan en una línea recta (véase la Fig. 4.8). En general, siempre y cuando las pérdidas en las aristas individuales sean superiores a 12 dB, este método es equivalente al de Epstein-Peterson con la corrección de Millington.

FIGURA 4.8

Construcción de Shibuya para el cálculo de la difracción por aristas múltiples



4.4.1.7 El método de Deygout

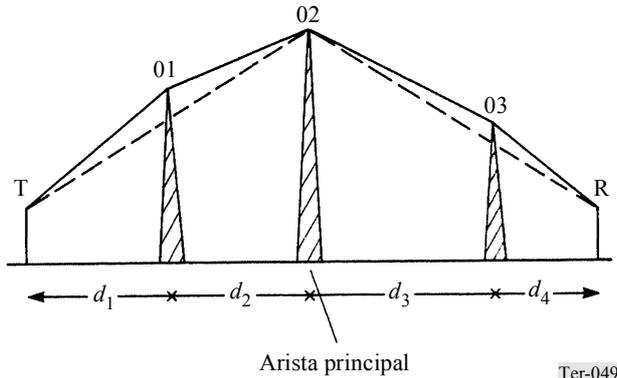
El método de Deygout [4-22] consiste en calcular la pérdida para cada arista en ausencia de todas las demás aristas. La que da la pérdida mayor se identifica como la arista principal, y este valor de pérdida se toma como el valor para esta arista. Entonces, la arista principal se considera como un terminal y los subtrayectos a cada lado se tratan de la misma manera. El trayecto se subdivide hasta que se han considerado todas las aristas y entonces la pérdida de trayecto total es la suma (dB) de todas las pérdidas de las aristas individuales. El método Deygout siempre sobrestima las pérdidas de un trayecto con aristas múltiples; por consiguiente, se pueden aplicar factores de corrección. Causebrook [4-31] ha propuesto un método de corrección que da muy buenos resultados con el método Deygout cuando se restringe un máximo de tres aristas. López [4-23] ha propuesto una construcción similar que resuelve el pesimismo de la construcción de Deygout.

4.4.1.8 El método de López

El método de López [4-23] es muy similar al de Deygout. Resuelve el pesimismo inherente en este último método al cambiar la geometría del cálculo de forma que el ángulo de difracción de la arista principal se basa en la geometría real del trayecto en vez del supuesto de que esa arista está aislada. Como se observa en la Fig. 4.9, la construcción de Deygout, el ángulo de difracción del obstáculo principal está asociado con T-O2-R. En la Fig. 4.10, la construcción de López, la medición del ángulo incluye el efecto de los obstáculos intervinientes.

FIGURA 4.9

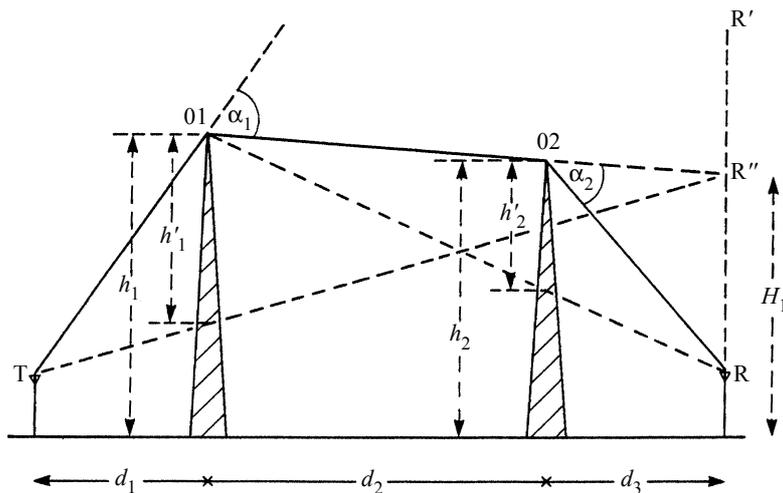
Construcción de Deygout para el cálculo de la difracción en aristas múltiples



Ter-049

FIGURA 4.10

Construcción de López para el cálculo de la difracción en aristas múltiples



Ter-0410

4.4.1.9 Modelos de Tierra esférica y cilindro

Si bien la difracción debida a las aristas se puede modelizar correctamente, y se pueden utilizar técnicas como la de Deygout cuando hay muchas aristas, el terreno real no se parece en mucho a una serie de aristas. En general, puesto que las aristas están en los puntos altos del terreno entre dos terminales, no se tiene en cuenta el terreno entre esos puntos. Esto resulta, habitualmente, en una subestimación de la pérdida de difracción resultante, lo que arroja una predicción de intensidad de campo superior a la del valor medido.

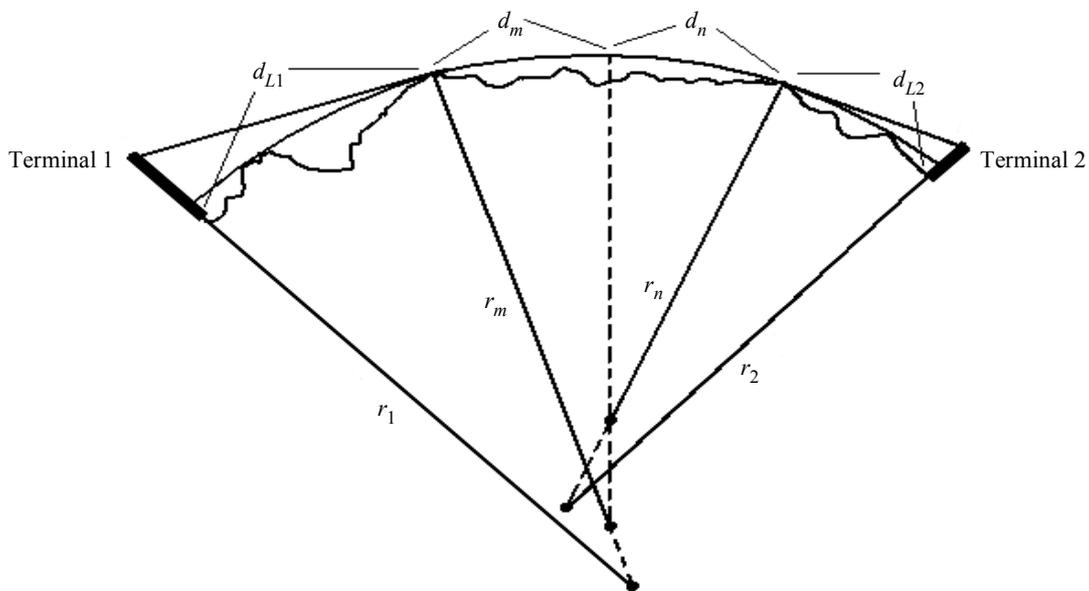
En el extremo opuesto, los obstáculos se pueden aproximar a una esfera o cilindro. Obviamente, ésta es la técnica que se aplica cuando el obstáculo es la superficie del mar. Para calcular la pérdida de difracción debido a esa superficie esférica hay que resolver las ecuaciones de Maxwell en su

presencia. A fines del Siglo XIX, muchos científicos trabajaban en esa solución, empezando por Rayleigh en 1871. Pero la primera solución práctica la proporcionaron Van der Pol y Bremmer en 1937 [4-24]. Esta solución expresa el resultado en forma de una serie residuo. Para reducir el tiempo de computación, es habitual usar una forma simplificada desarrollada por Vogler que utiliza únicamente el primer término de la serie residuo [4-25].

Las superficies curvadas, o cilindros, también se pueden usar para aproximar las características del terreno. Las colinas redondeadas se pueden aproximar considerando cada una como un cilindro. Cuando hay varias colinas redondeadas, se pueden usar técnicas semejantes a las descritas para aristas múltiples. Ahora bien, se sabe que este enfoque puede arrojar errores significativos, particularmente cuando el terreno es irregular. Otro método para utilizar cilindros fue propuesto por Rice y otros [4-9] y se usa muy a menudo. Con este método, se hace una aproximación del terreno a una serie de cuatro cilindros en cascada. La Fig. 4.11 muestra cómo se puede modelizar un trayecto de propagación típico. Se elige el radio r_1 del primer cilindro, de forma que la línea del horizonte desde un terminal sea una tangente y sólo contenga el terreno entre su punto de tangente y el terminal. Igualmente, el último el cilindro se determina considerando el horizonte del otro terminal y el terreno. Se determina los radios r_m y r_n de los otros dos cilindros del medio, y se seleccionan las distancias d_m y d_n de forma que no haya discontinuidades en pendiente en las uniones de ambas esferas. Con los diversos parámetros que se muestran en la Fig. 4.10, se calculan los valores efectivos totales de los parámetros $r_1, r_2, r_m, r_n, d_n, d_{L1}$ y d_{L2} . A su vez, éstos se usan con la misma aproximación de Vogler para la serie residuo utilizada en el cálculo de la pérdida de trayecto.

FIGURA 4.11

Enfoque de cilindros en cascada



- r_1, r_2, r_m, r_n : radios de los cilindros
- d_n : distancia total del trayecto
- d_{L1} : distancia al horizonte desde un terminal
- d_{L2} : distancia al horizonte desde el otro terminal

Por consiguiente, éste es un método de difracción alternativo con respecto a los otros mencionados para los objetos con múltiples aristas. No obstante, allí donde el método de aristas múltiples tiende a subestimar la pérdida de difracción, el de cilindros en cascada tiende a sobrestimarla. Esto hace que se utilicen métodos que aplican tanto el de aristas múltiples como el de cilindros en cascada. Como valor verdadero se toma una interpolación lineal entre los dos resultados. El factor de ponderación entre los dos métodos se determina empíricamente mediante una serie de perfiles para los que se dispone de valores de intensidad de campo medida. Este método tiene poco fundamento científico, pero parece arrojar mejores predicciones en ciertas situaciones.

Si bien las soluciones de Tierra esférica son más exactas que las soluciones cilíndricas, son considerablemente más complejas desde el punto de vista analítico. Para radios y trayectos de la Tierra realistas, la diferencia entre las soluciones de Tierra esférica y cilíndricas es despreciable.

4.4.1.10 Otros modelos

En los métodos de predicción se han utilizado otras simplificaciones de la forma de los obstáculos. En particular, se ha considerado un solo objeto como cuña [3-33]. El cálculo de la difracción en esa superficie es esencialmente similar al de la difracción en arista, con una superficie de Huygens sobre el obstáculo. Pero a ambos lados se permite una onda reflectada desde la superficie. Esto posibilita un método de cuatro rayos con el que se calcula la pérdida de difracción total.

4.4.2 Recomendación UIT-R P.526

Esta Recomendación UIT-R trata el problema de la propagación de las ondas radioeléctricas por trayectos con difracción. Puesto que, para las aplicaciones prácticas, resulta bastante difícil establecer una solución general que abarque todos los tipos de terreno, se proporcionan métodos de predicción para la difracción en Tierra esférica lisa y la difracción en obstáculos en el terreno.

En el caso de la Tierra esférica, la Recomendación UIT-R P.526 presenta dos métodos, uno numérico y otro gráfico, basados en la misma aproximación: la predominancia del primer término de la serie residuo [4-26]. En ambos métodos, la atenuación ocasionada por el espacio libre viene dada por tres términos separados: uno que contiene la dependencia de la distancia y los otros dos que corresponden a funciones de altura-ganancia de la antena. El método numérico, que se puede realizar fácilmente en una calculadora de bolsillo, es adecuado para las aplicaciones de uso repetido, mientras que el método gráfico es mejor para una estimación rápida de una situación determinada. La exactitud de estos métodos es aceptable, aún si el perfil del trayecto no es exactamente una Tierra esférica lisa. No obstante, las irregularidades del terreno deben ser pequeñas en comparación con el radio de la primera zona de Fresnel a mitad del trayecto. En [4-27] se ofrece un ejemplo práctico.

En cuanto a la difracción en terreno irregular, se proporcionan diferentes métodos de predicción según el tipo de obstáculo. El más simple es el obstáculo en forma de arista. Este modelo idealizado es utilizable únicamente en los casos en que el radio de curvatura del obstáculo es despreciable. Se da una aproximación para el cálculo de la región de difracción ($v > -0,7$) (véase el § 4.4.1.1) que hace innecesaria la fórmula más complicada asociada con la espiral de Cornu que se muestra en la Fig. 4.4. Basándose también en el modelo de arista, la Recomendación UIT-R P.526 describe una solución simplificada para estimar el efecto de blindaje (*shielding*) de una pantalla de ancho finito, como la que proporciona una cadena de montañas o un edificio.

Una mejor aproximación al problema de la difracción en un obstáculo aislado debería tener en cuenta su dimensión en el sentido longitudinal. La solución adoptada en la Recomendación UIT-R P.526 consiste en añadir una atenuación adicional debida a la curvatura del obstáculo a la pérdida ocasionada por la arista. La exactitud de este método depende principalmente del procedimiento usado para obtener el radio de curvatura en la parte superior del obstáculo.

La Recomendación UIT-R P.526 también describe un método para predecir la pérdida de difracción debida a una cuña de conducción finita. Éste se puede aplicar a la difracción que se produce en las esquinas de un edificio o en el caballete de un tejado, o cuando el terreno se puede caracterizar mediante una colina en forma de cuña.

El problema de la difracción múltiple es mucho más complicado. Para la difracción en objetos de dos aristas se dan dos métodos en la Recomendación UIT-R P.526. El primero es el de Epstein y Peterson [4-19] con la corrección basada en Millington y otros [4-17]. Ahora bien, cuando hay una arista predominante, se utilizará el método de Deygout [4-22]. Ambos métodos se pueden aplicar al caso de los objetos de forma redondeada.

No existe ningún método riguroso para la predicción de la atenuación de las ondas radioeléctricas debida a la difracción producida por diversos obstáculos redondeados. No obstante, Assis [4-32] propuso un modelo simplificado que intenta esa predicción. La Recomendación UIT-R P.526 adopta un modelo basado en el método Deygout, limitado a un máximo de objetos de tres aristas, más una corrección empírica derivada de mediciones efectuadas en un gran número de trayectos en el Reino Unido.

La Recomendación UIT-R P.526 no trata el caso del terreno irregular que no tiene características pronunciadas (terreno ondulado), en los que no se puede aplicar ni el método de Tierra lisa ni el de difracción múltiple.

4.5 Consideraciones sobre el modelo de propagación

El modelo de predicción de la propagación y sus parámetros se debe seleccionar con mucho cuidado, para obtener resultados significativos a partir de un ejercicio de modelización. Para seleccionar el método más apropiado, en este punto se describen ciertas reglas y consideraciones generales sobre este tema.

En general, el modelo de propagación elegido puede variar entre la fórmula de pérdida básica en el espacio libre hasta sistemas de cálculo más sofisticados y específicos del trayecto. Por lo tanto, el objetivo principal de una selección es elegir el modelo más simple y disponible, que sea suficiente para proporcionar la precisión necesaria y el significado de los resultados en las condiciones de propagación prescritas. Si no se dispone de modelos complejos específicos del trayecto, habría que considerar primero las posibilidades que proporcionan los modelos empíricos generales punto a zona descritos al comienzo del Capítulo 4.

La Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones ha elaborado un conjunto de modelos, que se pueden usar en diferentes condiciones y diversas circunstancias. Estos modelos se resumen en la Recomendación UIT-R P.1144 [4-28]. Esta Recomendación proporciona orientaciones ideales sobre la selección de un modelo UIT-R adecuado para la predicción de la propagación, basado en las necesidades de los usuarios principales, como el sistema al que hay que aplicar el modelo, la gama de frecuencias, la distancia de modelización y los datos de propagación disponibles. El Cuadro 4.2 proporciona una recapitulación útil de la Recomendación UIT-R P.1144 en lo que respecta a la propagación móvil terrestre en las gamas de frecuencias de ondas métricas/decimétricas.

CUADRO 4.2
Guía para seleccionar el modelo de predicción de la propagación de las ondas radioeléctricas del UIT-R
para las aplicaciones móviles terrestres en frecuencias de ondas métricas/decimétricas
 (Extraído de la Recomendación UIT-R P.1144)

Método	Aplicación	Tipo	Resultado	Frecuencias (MHz)	Distancias (km)	Tiempos (%)	Situaciones (%)	Altura del terminal	Datos de entrada
Rec. UIT-R P.1546	Servicios terrenales	Punto a zona	Intensidad de campo	30 a 3 000	1 a 1 000	1 a 50	1 a 99	Transmisora/de base: altura efectiva desde menos de 0 m hasta 3 000 m Receptora/móvil: ≥ 1 m	Alturas del terreno y cobertura de superficie (opcional) Clasificación del trayecto Distancia Altura de la antena transmisora Frecuencias Porcentaje de tiempos Altura de antenas receptoras Ángulo de despejamiento del terreno Porcentaje de situaciones
Rec. UIT-R P.534	Fijo Móvil Radiodifusión	Punto a punto a través de la capa E esporádica	Intensidad de campo	30 a 100	0 a 4 000	0 a 50	No aplicable	No aplicable	Distancias Frecuencias
Rec. UIT-R P.843	Fijo Móvil Radiodifusión	Punto a punto por ráfagas meteoróicas	Potencia recibida Cadencia de la ráfaga	30 a 100	100 a 1 000	0 a 5	No aplicable	No aplicable	Frecuencias Distancias Potencia del transmisor Ganancias de antena

4.5.1 Planificación del sistema

La predicción de la propagación es uno de los elementos más importantes de la planificación de los sistemas de radiocomunicación. Por lo general, la tarea de un planificador de red radio móvil terrestre es abarcar la zona de servicio más grande (o toda la zona de servicio prescrita) con la cantidad mínima necesaria de estaciones de base. Al mismo tiempo, debe asegurar la intensidad de campo y relación señal/interferencia mínimas, o sea la calidad de la comunicación, sobre toda la zona de servicio proyectada.

Por consiguiente, para predecir la intensidad de campo de la señal deseada en los ejercicios de planificación de sistemas resulta conveniente usar un modelo que proporcione predicciones para el caso más desfavorable de las intensidades de campo. De esta forma, el modelo predice intensidades de campo garantizadas de una señal, con lo que los diseñadores de sistema consiguen la cobertura correcta de la zona de servicio.

Para conseguir una predicción del caso más desfavorable se debe seleccionar el modelo y sus parámetros conforme a las siguientes reglas:

- elegir el modelo en función de las condiciones de uso prescritas: banda de frecuencias, distancia, altura de la antena receptora;
- si se aplican factores de corrección al modelo, ajustarlos para tener en cuenta las limitaciones más importantes, por ejemplo, antena de recepción más baja, efectos de despolarización, atenuación debida a la vegetación, etc.;
- si el modelo utiliza estadísticas de variabilidad de tiempos y de situaciones, se tomarán los valores más altos: al menos 50% de tiempos para 50% de situaciones para obtener resultados medios o superiores (por ejemplo, hasta 90% o incluso 99% de situaciones) para obtener los resultados más pesimistas.

También hay que tener en cuenta que las señales radioeléctricas están sujetas a desvanecimientos pronunciados en la mayoría de las condiciones típicas de propagación en el servicio móvil terrestre. Por consiguiente, conviene también tener presente la mayor variedad prevista de desvanecimientos de la señal. Los modelos estadísticos para el desvanecimiento se describen en el § 3.3 de este Manual. Mediante el empleo de las estimaciones de desvanecimiento (para un determinado porcentaje de fiabilidad), se puede tener convenientemente en cuenta el desvanecimiento si se degrada la sensibilidad efectiva del receptor móvil y luego se estima el borde de la zona de cobertura para este valor reducido de sensibilidad al umbral. Por ejemplo, si la sensibilidad de un receptor es de -105 dBm y se estima que el mayor desvanecimiento para el 99% de las atribuciones no excede de 15 dB, entonces, al calcular la zona de cobertura proyectada, la sensibilidad al umbral se reducirá a -105 dBm + 15 dB = -90 dBm.

4.5.2 Evaluación de la interferencia y gestión del espectro

A diferencia de la planificación del sistema, cuando los modelos de predicción de la propagación se usan para evaluar la interferencia no deseada y otras actividades similares de gestión del espectro, se usan en general para proporcionar resultados para el mejor caso. Esto es así porque en esas tareas es importante tener en cuenta los niveles más fuertes de interferencia, que naturalmente corresponden a las condiciones de propagación más favorables de la señal no deseada (interferente).

Por consiguiente, en la evaluación de la interferencia, el modelo de predicción de la propagación y sus parámetros se selecciona generalmente con los siguientes criterios:

- seleccionar el modelo para las condiciones más favorables de la propagación de la señal no deseada. Por ejemplo, al considerar la interferencia a distancias comparativamente cortas o con antenas a gran altura, se puede usar incluso la fórmula de pérdida en el espacio libre, que de lo contrario se considera inadecuada para las aplicaciones móviles terrestres;
- los factores de corrección, si los hay, se deben ajustar con respecto a las condiciones de propagación más favorables, por ejemplo la altura más alta de antena receptora, los márgenes de visibilidad directa, etc.;
- si el modelo usa las estadísticas de variabilidad de tiempos y situaciones, se utilizarán los valores menores de esas estadísticas, generalmente 10% de tiempos en 50% de situaciones o menos (por ejemplo, hasta 1% de tiempos).

Cabe señalar que la evaluación de la interferencia casi siempre forma parte de las obligaciones administrativas internacionales de la gestión del espectro conforme al Reglamento de Radiocomunicaciones y otros documentos jurídicos conexos. Por consiguiente, las administraciones de radiocomunicación nacionales usan a menudo ciertos modelos de propagación que acuerdan entre sí para evaluar la interferencia y efectuar la coordinación internacional de las frecuencias.

4.5.3 Comparación de mediciones y predicciones

Muy a menudo, los diseñadores de sistema tienen que verificar las zonas de cobertura proyectadas con respecto a las mediciones una vez que se ha instalado el sistema. Si la estación tiene una antena omnidireccional, esa comprobación se efectúa generalmente mediante mediciones de la intensidad de campo en 3-5 rutas radiales. Cuando la antena de la estación de base es direccional o la zona de cobertura contiene ciertas zonas de servicio específicas (por ejemplo, autopistas, centros comerciales, etc.), entonces las mediciones se toman dentro de esas zonas específicas.

En esas campañas de mediciones para la comprobación, se desplaza el receptor de prueba fuera de la estación de base y se monitorea la intensidad de campo recibida y compara con los valores predichos y con los valores prescritos de umbral de sensibilidad del receptor.

A veces, también es necesario comprobar los niveles de interferencia proyectados. En ese caso, casi siempre se hacen mediciones a lo largo de un perímetro protegido contra la interferencia, por ejemplo, las fronteras políticas.

4.6 Referencias Bibliográficas

- [4-1] Recomendación UIT-R P.1546 – Métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias 30 a 3 000 MHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [4-2] Recomendación UIT-R P.370 – Curvas de propagación en ondas métricas y decimétricas para la gama de frecuencias comprendidas entre 30 y 1 000 MHz. Servicios de radiodifusión. Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [4-3] Recomendación UIT-R P.529 – Métodos de predicción requeridos para el servicio móvil terrestre terrenal en las bandas de ondas métricas y decimétricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [4-4] OKUMURA, Y. y otros [1968] Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. Elect. Comm. Lab.* 16(9-10), p. 825-873.
- [4-5] HATA, M. [1980] Empirical formula for propagation loss in land mobile services. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 29(3), p. 317-325.

- [4-6] LEE, W. C. Y. [1982] *Mobile communications engineering*. McGraw-Hill, Nueva York, Estados Unidos de América, p. 464.
- [4-7] LEE, W. C. Y. [1995] *Mobile communications design fundamentals*. Segunda edición. McGraw Hill.
- [4-8] BADSBERG, M., ANDERSEN, J. B. y MOGENSEN, P. [enero de 1995] Exploitation of the terrain profile in the Hata model. COST 231 TD(95)009.
- [4-9] RICE, P. L. y otros [mayo de 1965] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Technical Note 101; dos volúmenes.
- [4-10] LONGLEY, A. G. y RICE, P. L. [1968] Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain – A computer method. ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67.
- [4-11] HUFFORD, G. A, LONGLEY A. G. y KISSICK, W. A. [abril de 1982] A guide to the use of the ITS irregular terrain model in the area prediction mode. NTIA Rep. 82-100.
- [4-12] LONGLEY, A. G. [abril de 1978] Radio propagation in urban areas. OT Rep. 78-144.
- [4-13] IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation [febrero de 1988] Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range. *IEEE Trans. Veh. Tech.* **37**(1).
- [4-14] MEDEISIS, A. y KAJACKAS, A. [abril de 2000] Adaptation of the universal propagation prediction models to address the specific propagation conditions and the needs of spectrum managers. Millenium Conf. on Antennas and Propagation (AP 2000), Davos.
- [4-15] MEDEISIS, A. y KAJACKAS, A. [mayo de 2000] On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC 2000 Spring) Conf. Record, Tokyo.
- [4-16] Manual de gestión del espectro radioeléctrico de la UIT [1995].
- [4-17] MILLINGTON, G., HEWITT, R. y IMMIRZI, F. S. [1962] Double knife-edge diffraction in field strength predictions. *Proc. Inst. Elec. Eng.*, **109C**, 16, p. 419-429.
- [4-18] BULLINGTON, K. [1947] Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proc. Inst. Radio Eng.*, **35**, 10, p. 1122-1136.
- [4-19] EPSTEIN, J. y PETERSON, D. W. [1953] An experimental study of wave propagation at 850 Mc/s. *Proc. Inst. Radio Eng.*, **41**, 5, p. 595-611.
- [4-20] EDWARDS, R. y DURKIN, J. [septiembre de 1969] Computer prediction of service areas for VHF mobile radio networks. *Proc. IEE*, **116**(9), p. 1493-1500.
- [4-21] SHIBUYA, S. [1987] *A basic atlas of radio-wave propagation*. Wiley, Nueva York, Estados Unidos de América, p. 263.
- [4-22] DEYGOUT, J. [1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, **14**(4), p. 480-489.
- [4-23] LÓPEZ GIOVANELLI, C. [marzo de 1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **32**(3), p. 297-301.
- [4-24] VAN DER POL, B. y BREMMER, H. [1937] The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere, with application to radiotelegraphy and the theory of the rainbow. *Phil. Mag.*, XXIV, p. 141-176 (Parte 1) y p. 825-862 (Parte 2).
- [4-25] VOGLER, L. E. [1964] Calculation of groundwave attenuation in the far diffraction region. *Radio Sci.*, 68D, **7**, p. 819-826.
- [4-26] Recommendation ITU-R P.368 – Curvas de propagación por onda de superficie para frecuencias comprendidas entre 10 kHz y 30 MHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.

- [4-27] Manual de información sobre la propagación de las ondas radioeléctricas para la predicción de las comunicaciones por trayectos terrenales, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, en preparación.
- [4-28] Recomendación UIT-R P.1144 – Guía para la aplicación de los métodos de propagación de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [4-29] COST 207 [1989] Digital land mobile radio communications. Final Report, Office Official Publ. Eur. Comm., ISBN 92-825-9946-9.
- [4-30] COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- [4-31] CAUSEBROOK, J. H. y DAVIES, B. [1971] Tropospheric radiowave propagation over irregular terrain: the computation of field strength for UHF broadcasting. BBC Research Report No. 43.
- [4-32] SOARES DE ASSIS, M. [marzo de 1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **19**(3), p. 292-5.
- [4-33] LUEBBERS, R. J. [septiembre de 1984] Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **32**(9), p. 951-5.
- [4-34] WAGNER, C. [1953] On the numerical solution of Volterra integral equations. *J. Math. Phys.*, **32**, p. 289-401.
- [4-35] PARSONS, J. D. [2000] *Mobile radio propagation channel*. Segunda edición, Wiley, Nueva York, Estados Unidos de América.
- [4-36] CÁTEDRA, M. F. y PÉREZ-ARRIAGA, J. [1999] *Cell planning for wireless communications*. Artech House.

CAPÍTULO 5

BASES DE DATOS DE TERRENO (DISPONIBILIDAD Y USO)

Muchos algoritmos de predicción de la propagación para las gamas de frecuencias de ondas métricas/decimétricas de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones se basan en las condiciones del terreno, es decir que necesitan información sobre el terreno para efectuar los cálculos. Generalmente hablando, hay dos tipos de información sobre el terreno aplicables en los cálculos de la propagación radioeléctrica: hipsográfica y morfológica. Los datos hipsográficos describen las características de elevación del terreno objeto de descripción: altura del terreno. Los datos morfológicos describen las características de cobertura del suelo.

Las bases de datos digitales creadas para las predicciones de la propagación tienen que contener información relacionada con el tipo de predicción que se está haciendo. Para las frecuencias superiores a unos 30 MHz, casi siempre se necesita información sobre la altura del terreno y la cobertura del suelo. Para las predicciones detalladas a frecuencias superiores a unos 1 000 MHz, especialmente en las zonas urbanas, se necesita información sobre la situación, tamaño y orientación de los edificios, además de información sobre la altura del terreno.

Los algoritmos de predicción de la propagación que utilizan estadísticas, como los de la Recomendación UIT-R P.1546 [5-1] no necesitan datos hipsográficos detallados porque, en general, se basan en una altura de antena efectiva y no en la geometría real del trayecto. Los algoritmos más detallados, como los de la Recomendación UIT-R P.526 [5-2], necesitan datos algo más detallados para funcionar adecuadamente. Para este tipo de método, se ha demostrado que es apropiado considerar los espaciamientos horizontales de 200 m entre los puntos de datos y exactitudes de valor eficaz de error vertical de ± 15 m. La exactitud de los algoritmos que utilizan tanto estadísticas como la simetría del trayecto se puede mejorar si se utilizan las características morfológicas de la zona.

Cabe esperar que se elaborarán modelos de predicción cada vez más complejos, que permitirán predicciones de la propagación más detalladas, pero que también exigirán información más detallada y, quizás un espaciamiento horizontal reducido para las muestras de datos. Para más información, sírvase consultar la Recomendación UIT-R P.1058 [5-3].

5.1 Altura del terreno

Varias administraciones, así como organizaciones privadas, han puesto a disposición datos hipsográficos de diversa calidad.

El espaciamiento horizontal entre los puntos de datos, elemento de una base de datos topográficos, depende de la utilización que se dará a esos datos. No se puede recomendar un valor determinado. En la práctica, se utilizan normalmente espaciamientos que oscilan entre 20 m a 1 km, o su equivalente en latitud-longitud. Los diversos modelos de predicción de la propagación no sólo

tienen diferentes requisitos de resolución horizontal sino, también, diferentes sensibilidades a los cambios de la resolución horizontal. No es lícito suponer que si se mejora la resolución horizontal con un determinado método de propagación siempre se mejora la exactitud de la predicción.

En una base de datos topográficos, la exactitud de los modelos de predicción de la propagación puede ser considerablemente afectada por la exactitud de los datos sobre altura del terreno. La exactitud de las alturas del terreno se expresa típicamente como un valor eficaz de error (media cuadrática). La resolución horizontal, la exactitud vertical y el método de propagación que se utiliza afectarán los resultados calculados. En general, los métodos de propagación determinísticos más detallados necesitan mayor resolución y exactitud de los datos topográficos, pero los detalles variarán caso por caso. Se ha determinado que un error de valor eficaz de 15 m en los datos de altura del terreno es aceptable para muchas finalidades.

La mayoría de las bases de datos topográficos que se usan actualmente para la predicción de la propagación y la planificación tienen disposiciones bidimensionales de los datos a intervalos iguales en el sistema de coordenadas elegido, por lo que se denominan «datos en cuadrícula». Esto tiene la ventaja de que sólo es necesario proporcionar las coordenadas horizontales para los puntos de referencia, ya que la mayoría de los datos consisten en disposiciones autoindizadas de valores de altura. En las proyecciones rectangulares, el espaciamiento horizontal de los datos será normalmente el mismo a lo largo de toda la base de datos. Para las coordenadas de latitud-longitud, el espaciamiento de longitud se incrementa a veces por saltos, en la medida en que aumenta la latitud, para mantener el factor de escala de longitud aproximadamente constante.

Al trazar un perfil entre dos posiciones arbitrarias, muy pocos o ninguno de los puntos de datos de una base de datos en cuadrícula coincidirán exactamente con el perfil. Se dispone de varios métodos para extraer datos de altura de terreno en esos casos. Se recomiendan los siguientes, de acuerdo con las circunstancias:

- Cuando los datos de altura son de alguna manera representativos de una superficie cuadrada, se deberían colocar en el perfil de cada cuadrado que atraviesan. Cada punto de perfil se puede colocar en la perpendicular que va desde la línea del perfil hasta el punto de dato correspondiente, a pesar de que esto no produce generalmente puntos de perfil igualmente espaciados. Cuando el método de propagación exige puntos de igual espaciamiento, es aceptable desplazar los puntos de perfil para conseguir este espaciamiento.
- Cuando los datos de altura representan sólo la altura en cada punto exacto, el método de extracción preferido consiste en predeterminar puntos de perfil de igual espaciamiento y obtener la altura del terreno para cada uno mediante la interpolación bilineal de los valores de datos en cuadrícula que aparecen en las inmediaciones.

Durante el proceso de construcción del perfil, se puede tener en cuenta la curvatura de la Tierra mediante el aumento de los valores interpolados de altura del terreno conseguidos por un factor de corrección que es dependiente del radio efectivo de la Tierra y de la posición del punto en el perfil. Para un análisis del radio efectivo de la Tierra, véase el § 4.3 de la Recomendación UIT-R P.452 [5-7].

El modelo de elevación digital (DEM, *digital elevation model*) mundial para elevaciones de estaciones de base en tierra de 1 km (GLOBE, *global one-kilometre base elevation*) es una base de datos de elevación mundial, derivada de muchas fuentes, abierta y digital, en formato de trama. GLOBE 1.0 [5-4] tiene una resolución horizontal de 30" × 30" en latitud y longitud, referenciada al sistema geodético mundial 84 (WGS 84). La gama va de latitud 90° N a latitud 90° S y longitud 180° W a longitud 180° E, respectivamente. Se estima que el conjunto de datos completo en trama resultante tiene 21 600 hileras y 43 200 columnas.

Las unidades verticales son elevaciones en metros por encima del nivel medio del mar. En tierra, éstas oscilan entre -407 y 8752 m. En el mar, las elevaciones se marcan como no datos y se les asigna un valor de -500 . Hay un fichero asociado que contiene información de fuente para los datos de elevación. La máscara de las elevaciones en el mar del fichero fuente/delineamiento es 0. Esto permite al usuario distinguir los valores de elevación de 0 para tierra de los valores para el mar fijando los valores para el mar de -500 a 0 al utilizar la máscara fuente/delineamiento. Esto es especialmente útil cuando se consideran trayectos mixtos (tierra-mar).

Como ya se ha dicho, los datos de elevación de GLOBE 1.0 se derivan de varias fuentes [5-5]. En algunos casos, por ejemplo América del Norte, se han derivado de DTED de alta resolución, por lo que se puede suponer que tienen exactitudes comparables a las de estos conjuntos de datos. En otras partes del mundo, las fuentes de datos pueden tener resoluciones menos finas. Los usuarios pueden consultar [5-3] para un análisis completo de las exactitudes de elevación. En el periodo 2001-2002 se espera incorporar a GLOBE los datos arrojados por la misión de radar de imagen a bordo de la nave espacial, lo que proporcionará datos de resolución $3'' \times 3''$ de latitud 60° N hasta latitud 60° S.

Existen programas para extraer perfiles de elevación del terreno de DEM GLOBE 1.0. El código de fuente Fortran para este programa se puede conseguir en la web: <http://elbert.its.blrdoc.gov/globe.html>.

El programa extrae el perfil a lo largo del gran círculo entre un transmisor y un receptor. La altura del terreno de un punto de perfil en el gran círculo, PP, se calcula mediante la interpolación bilineal en el DEM GLOBE, tomando las elevaciones para los cuatro puntos de terreno, P1-P4, que contienen la latitud y la longitud del punto de perfil.

5.2 Cobertura del suelo

La gama de posibles categorías del suelo es muy grande y es improbable que su totalidad sea de interés para una determinada zona geográfica. En el Cuadro 5.1 (de la Recomendación UIT-R P.1058 [5-3]) se ofrecen nombres descriptivos y un esquema de codificación de dos niveles para un conjunto de categorías de cobertura del suelo. Una categoría describe el tipo de cobertura en una zona especificada (por ejemplo un cuadrado de 100 m). Cuando en la zona objeto de estudio hay más de un tipo de cobertura, hay que describir la categoría predominante. Cuando no se necesita una clasificación más detallada, o no existe esa información, se pueden utilizar las categorías en letra mayúscula.

Una categoría se puede indicar mediante un código de dos cifras, como se hace en la primera columna del Cuadro 5.1. Cuando están disponibles, se pueden utilizar hasta tres parámetros opcionales para añadir precisión a la descripción implicada en el nombre de la categoría:

- *Altura H_c* : Representa la altura característica de la cobertura del suelo expresada en metros por encima del suelo, sin tener en cuenta los objetos aislados de mayor altura. En términos matemáticos, la mejor manera de conseguir la aproximación es utilizar la modal de alturas de cobertura, pero la intención es proporcionar la altura más característica del horizonte de cobertura del suelo por encima del nivel del suelo.
- *Densidad D_c* : Porcentaje del terreno en la zona objeto de estudio que está cubierto por cualquier tipo de cobertura con una altura igual o mayor que H_c .
- *Ancho de espacio G_c* : Representa el ancho típico (m) de los espacios de la cobertura de suelo.

CUADRO 5.1

Categorías de una base de datos macroscópica de cobertura del suelo

00		Desconocido
10	RURAL ABIERTA	
	11	Prado, zona de pastoreo
	12	Cultivo de bajo rendimiento
	13	Cultivo de alto rendimiento (por ejemplo viña, lúpulo)
	19	Páramo
20	ARBOLADA	
	21	Pocos árboles, espaciamiento irregular
	22	Huerta (espaciamiento regular)
	23	Árboles de hoja caduca (espaciamiento irregular)
	24	Árboles de hoja caduca (espaciamiento regular)
	25	Coníferas (espaciamiento irregular)
	26	Coníferas (espaciamiento regular)
	27	Bosque mixto
	28	Selva pluviosa tropical
30	ZONA EDIFICADA	
	31	Casas dispersas
	32	Centro de población
	33	Suburbana
	34	Suburbana densa
	35	Urbana
	36	Urbana densa
	37	Zona industrial
40	SECANO	
	42	Dunas de arena
	43	Desierto
50	HUMEDALES (sin árboles)	
	52	Pantano
	54	Llanura fangosa
60	AGUA DULCE	
70	AGUA SALADA	
80	CRIOSFERA	
	82	Hielo marino
	83	Hielo de agua dulce
	84	Glaciar
	86	Nieve seca
	88	Nieve húmeda
90	OTRAS	(Especificar)

Obsérvese que cuando se proporciona D_c , hay que proporcionar H_c , y que cuando se proporciona G_c , hay que proporcionar D_c .

En vista de la enorme variabilidad de coberturas del suelo, a menudo sólo se podrán obtener estimaciones de los parámetros H_c , D_c y G_c . No obstante, pueden resultar útiles para añadir precisión a las categorías genéricas. Esto se puede hacer para la totalidad de un conjunto de datos, o se puede proporcionar individualmente para cada punto de un conjunto de datos, como un perfil de trayecto.

Estas consideraciones se pueden ampliar a cualquier situación especial que necesite predicciones de propagación detalladas. En el Cuadro 5.2 se proporcionan algunos ejemplos de categorías de cobertura del suelo y un posible mecanismo para registrar sus características; se trata, básicamente, de una extensión del primer método.

CUADRO 5.2

Categorías y parámetros adicionales para bases de datos sobre estructuras especiales

Categoría de cobertura del suelo	Parámetros
Fila de edificios (Fila de edificios bien definida y aislada; normalmente se trata de una calle de casas construidas en terreno elevado)	<ul style="list-style-type: none"> – Altura media de los edificios – Coordenadas de los puntos extremos de la fila
Edificio aislado (Edificio aislado en un lote)	<ul style="list-style-type: none"> – Altura del edificio – Coordenadas del centro del edificio – Superficie cubierta por el edificio
Línea de árboles (Normalmente se trata de una calle arbolada)	<ul style="list-style-type: none"> – Altura media de los árboles – Coordenadas de los extremos de la línea de árboles
Torres (Postes de electricidad, turbinas eólicas, etc.)	<ul style="list-style-type: none"> – Altura de la torre – Coordenadas del centro de la torre

5.3 Uso de las bases de datos en los métodos disponibles para modelización y planificación

La Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones tiene varias Recomendaciones que describen los métodos de modelización y planificación que resultan útiles para planificar los sistemas radioeléctricos terrenales móviles terrestres (véase la Recomendación UIT-R P.1144 [5-6]). Algunos de los algoritmos descritos en estas Recomendaciones (por ejemplo la Recomendación UIT-R P.1546) son de naturaleza general («punto a zona»), mientras que otros (por ejemplo la Recomendación UIT-R P.452 [5-7]), los denominados modelos «punto a punto», se basan en la geometría del trayecto específico objeto de estudio. Las predicciones de la propagación efectuada con algoritmos correspondientes a la primera categoría no requieren datos hipsográficos por ser independientes de la geometría del trayecto. Pero, para las predicciones punto a punto los datos hipsográficos son fundamentales. Conviene insistir una vez más en que el término punto a punto, como se utiliza aquí, se refiere a las predicciones que son dependientes de la geometría del trayecto, y que no se refiere a trayectos fijos, que son los que se encuentran frecuentemente en los sistemas de microondas.

5.3.1 Metáforas aplicadas a la zona

Una predicción punto a punto empieza por establecer la zona de cobertura necesaria, a la que se hace referencia mediante una metáfora que corresponde a su geometría. Entre las metáforas más corrientes cabe citar «radial», «radial escalonado», «datos radiales en cuadrilla», y «de mosaico». Estas metáforas se describen a continuación:

- En el método radial los datos se toman a lo largo de radios vectores a un espaciamiento angular igual. Cada punto de la componente radial representa un segmento anular de área. Las ventajas son la simplicidad y la velocidad, y las desventajas: a) la divergencia, pues los cálculos para puntos más alejados de la estación de base, las distancias tangenciales son mayores entre los cálculos, y b) no es adecuado para los cálculos en los que se necesita superponer datos de múltiples lugares, como en las predicciones de transmisión simultánea (simulcast) o de interferencia.
- El método radial escalonado es similar al radial, pero incorpora un incremento del número de radiales a medida que aumenta la distancia con respecto a la estación. Por ejemplo, un programa comienza con 8 radiales hasta una distancia de 2 km, aumenta a 16 radiales entre 2 y 4 km, aumenta a 32 radiales entre 4 y 8 km, etc. Esto resuelve la desventaja a) mencionada para el método radial, pero no la desventaja b).
- En el método datos radiales en cuadrícula el programa crea una cuadrícula de mosaicos; los datos se toman a espaciamientos angulares iguales, como en el método radial; luego el programa encuentra el radial que pasa más cerca del centro de cada cuadrícula y utiliza aquellos datos para representar la cuadrícula. Esto resuelve la desventaja b) del método radial y permite la reutilización de los datos radiales, pero crea espaciamientos radiales desiguales.
- El método de mosaicos coloca verdaderamente los radiales en el centro de todos los cuadros del área. Ésta es la representación más exacta de los datos disponibles y resuelve las desventajas a) y b) del método radial. No obstante, requiere normalmente más radiales, porque se necesita un radial en el centro de cada uno de los cuadros. Esto exige más tiempo para ejecutar el programa.

5.3.2 Consideraciones sobre los perfiles

Independientemente de la metáfora que se use, una predicción punto a punto sobre una zona precisa la extracción de varios perfiles de terreno de la base de datos. Cada perfil representa el perfil del terreno entre la estación de base y una posible situación de la estación móvil. Los datos de perfil se extraen normalmente mediante uno de estos dos métodos: a) el método de interpolación y b) el método de dato del punto más próximo (*nearest data point*).

En el método de interpolación, el programa trata de extraer puntos de datos a intervalos iguales; por ejemplo, 200 m. En este ejemplo, los valores de datos de perfil se determinarán para distancias de 200, 400, ... m. desde la estación de base. Puesto que la gran mayoría de los radiales no

discurrirán por las direcciones cardinales en las que ya hay datos, se usa alguna forma de interpolación para encontrar valores correspondientes a esas distancias. Los estudios han demostrado que las formas de interpolación complejas no arrojan resultados significativamente más exactos que los de la interpolación bilineal simple (véase la Recomendación UIT-R P.1144).

En el método de dato del punto más próximo, se extraen todos los puntos dentro de una tolerancia determinada (normalmente alrededor de la mitad de la resolución horizontal de la base de datos). Se utilizan los valores de elevación de la base de datos en vez de valores interpolados. Se calcula la situación de cada valor extraído de la línea radial en base a la situación que tendría una perpendicular trazada desde el punto de dato hasta el radial. Esto resulta en espaciamientos desiguales de los puntos de datos de elevación a lo largo del radial.

Ninguno de estos métodos de perfil es más ventajoso que el otro. Pero algunas implementaciones de programa necesitan espaciamientos iguales. En cuanto a la resolución de los datos, hay que recordar que, aunque los datos se tomen con una resolución más fina que la de la base de datos, no se conseguirá más exactitud; no obstante, sí se necesitará más tiempo de procesamiento.

5.4 Referencias Bibliográficas

- [5-1] Recomendación UIT-R P.1546 – Métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias 30 a 3 000 MHz, Ginebra, 2001.
- [5-2] Recomendación UIT-R P.526 – Propagación por difracción, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [5-3] Recomendación UIT-R P.1058 – Bases de datos topográficos digitales para estudios de propagación, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [5-4] GLOBE Task Team y otros (Hastings, David A., Paula K. Dunbar, Gerald M. Elphinstone, Mark Bootz, Hiroshi Murakami, Hiroshi Maruyama, Hiroshi Masaharu, Peter Holland, John Payne, Nevin A. Bryant, Thomas L. Logan, J.-P. Muller Gunter Schrier y John S. MacDonald), Editores [1999]. The global land one-kilometre base elevation (GLOBE) digital elevation model, Version 1.0. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Estados Unidos de América. Base de datos digital en la web mundial (<http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml>) y en CD-ROM.
- [5-5] HASTINGS, D. A. y DUNBAR, P. K. [1999] Global land one-kilometre base elevation (GLOBE) digital elevation model. Documentation Volume 1.0. “Key to Geophysical Records Documentation (KGRD) 34”. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Estados Unidos de América.
- [5-6] Recomendación UIT-R P.1144 – Guía para la aplicación de los métodos de propagación de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [5-7] Recomendación UIT-R P.452 – Procedimiento de predicción para evaluar la interferencia en microondas entre estaciones situadas en la superficie de la Tierra a frecuencias superiores a unos 0,7 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.

CAPÍTULO 6

PROPAGACIÓN EN LOS EDIFICIOS Y BAJO TIERRA

El problema de la propagación inalámbrica en interiores se distingue a grandes rasgos del problema de la propagación inalámbrica en exteriores por las longitudes de trayecto mucho más cortas y la ubicuidad y la importancia de los trayectos múltiples en casi todos los casos de interés. Los problemas mixtos, de propagación inalámbrica exterior-interior e interior-exterior, que combinan aspectos de cada uno, se dejarán para la última parte de este Capítulo. Para la propagación inalámbrica interior-interior se dispone de dos soluciones, según el nivel de conocimientos detallados de las condiciones de propagación. Como en el problema de la propagación en exteriores, estos métodos se subdividen claramente en generales y específicos. A continuación, se analizan ambos métodos.

6.1 Métodos específicos

Centrándonos por el momento en los casos simples en que tanto el transmisor como el receptor están en el interior, dentro del mismo edificio y en la misma sala, entonces el problema de la propagación en interiores se reduce a la solución de una cavidad resonante (quizá cargada) con paredes disipativas (o conductoras imperfectas de la electricidad). Se pueden obtener las soluciones de las ecuaciones de Maxwell para una cavidad de resonancia conformada regularmente (o sea de condiciones de límite que son separables en un sistema de coordenadas tridimensional y útil), con paredes perfectamente conductoras.

Cuando nos enfrentamos a situaciones de propagación en interiores distintas de las relativamente simples y de forma regular mencionadas en el párrafo anterior, que se prestan bien a las técnicas analíticas, es necesario recurrir a soluciones numéricas totalmente tridimensionales de las ecuaciones de Maxwell. Todas requieren una gran cantidad de cálculos y necesitan la discretización del espacio hasta fracciones de una longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de interés más elevada para conseguir soluciones correctas.

Ahora bien, una vez reconocida la existencia de soluciones analítico/numéricas rigurosas para los casos ideales y cuasi ideales, es importante señalar que, en muchas situaciones prácticas de interés, sucede que la frecuencia de explotación es demasiado elevada, la complejidad geométrica y/o el tamaño de la cavidad es demasiado grande y/o no hay suficiente información detallada o predictabilidad como para justificar el uso de este método. En esos casos, se pueden utilizar conceptos más sencillos, al tiempo que se reconocen las limitaciones inherentes del método. Cuando se utilizan conceptos como el de pérdida de trayecto en el espacio libre acoplada con pérdidas por difracción, reflexión y/o transmisión, que es la práctica común en las soluciones de delineamiento de rayos basadas en la geometría óptica, es importante reconocer que se obtendrán subestimaciones o sobreestimaciones de las pérdidas que se pueden producir en el entorno de propagación en interiores.

Es obvio que la elección de un método específico para una instalación depende de información específica sobre el emplazamiento, de información detallada sobre la construcción y, al menos, de información moderada sobre las propiedades dieléctricas y magnéticas de los materiales de las paredes, etc. En lo que respecta a este último punto, conviene tener en cuenta que estas propiedades de los materiales pueden ser, generalmente, dependientes de la frecuencia, incluso para los materiales homogéneos. Seguramente, las propiedades de los materiales dependerían de la

frecuencia de una forma considerablemente más compleja en los casos en que intervienen híbridos, como el hormigón armado, u otras clases de configuraciones en capas múltiples. Para obtener resultados correctos en las simulaciones, se necesita información detallada sobre la estructura del edificio. En la Recomendación UIT-R P.1238 se ofrecen orientaciones generales sobre los efectos de los materiales de construcción. Además, también es importante conocer la situación, tamaño y composición detallada de las aberturas importantes, como ventanas y puertas, si las hay.

6.2 Métodos generales

A diferencia de los métodos más detallados específicos para una instalación determinada que se han descrito, la Recomendación UIT-R P.1238 proporciona un modelo general de la pérdida de propagación en interiores. El modelo tiene en cuenta la pérdida de propagación en interiores en función de la frecuencia (MHz), la distancia de separación (m) entre la estación de base (o sea el transmisor) y el portátil/móvil (o sea el receptor) y la cantidad de pisos del edificio entre la estación de base y el portátil/móvil. La fórmula para la pérdida de propagación en interiores, L_{total} , es:

$$L_{total} = 20 \log f + N \log d + L_f(n) - 28 \quad \text{dB} \quad (6-1)$$

donde:

f : frecuencia (MHz)

N : coeficiente de pérdida de trayecto

d : distancia de separación entre la estación de base y el portátil (m) ($d > 1$ m)

L_f : pérdida de penetración en el piso (dB)

n : cantidad de pisos del edificio entre la estación de base y el portátil ($n \geq 1$).

Sin embargo, obsérvese que tanto el coeficiente de pérdida de trayecto, N , como la pérdida de penetración en el piso, L_f , son funciones de la frecuencia y del tipo de edificio, como es de prever, por lo que ya se ha dicho al analizar los métodos específicos para una instalación determinada. Obsérvese, asimismo, que la pérdida de penetración en el piso, L_f , no se tiene en cuenta cuando la estación de base y el portátil están en el mismo piso del edificio. En los Cuadros 6.1 y 6.2, respectivamente, se ofrecen los valores típicos para N y L_f .

CUADRO 6.1

Coeficientes de pérdida de potencia, N , para el cálculo de la pérdida de transmisión en interiores

Frecuencia	Residencial	Oficina	Comercial
900 MHz	–	33	20
1,2-1,3 GHz	–	32	22
1,8-2,0 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5,2 GHz	–	31	–
60 GHz ⁽¹⁾	–	22	17

⁽¹⁾ Los valores para 60 GHz suponen la propagación en un único espacio o sala, y no incluyen ningún margen para la transmisión a través de paredes. La absorción por una atmósfera gaseosa alrededor de 60 GHz también es significativa para distancias superiores a unos 100 m, que pueden influir en las distancias de reutilización de frecuencia. (Véase la Recomendación ITU-R P.676.)

CUADRO 6.2

Factores de pérdida de penetración en el piso, L_f (dB) donde n es el número de pisos penetrados, para el cálculo de la pérdida de transmisión en interiores ($n \geq 1$)

Frecuencia	Residencial	Oficina	Comercial
900 MHz	–	9 (1 piso) 19 (2 pisos) 24 (3 pisos)	–
1,8-2.0 GHz	$4n$	$15 + 4(n - 1)$	$6 + 3(n - 1)$
5,2 GHz	–	16 (1 piso)	–

Los comentarios generales que se formulan a continuación se refieren al modelo general de la Recomendación UIT-R P.1238, especialmente para la banda 900-2 000 MHz:

- i) Los trayectos dominados por una componente totalmente de visibilidad directa (LoS) tienen un coeficiente de pérdida de trayecto de 20 (aproximadamente). No obstante, para que esta condición se produzca, también es necesario que las paredes, techos y pisos del edificio estén adecuadamente alejados.
- ii) En los trayectos largos sin obstáculos, puede producirse el punto crítico de la primera zona de Fresnel, particularmente con frecuencias bajas, lo que ocasiona difracción de menor trayecto. En esos casos, el coeficiente de pérdida de trayecto aumentará rápidamente, de un valor de 20 a un valor de alrededor de 40, en las inmediaciones del punto crítico.
- iii) en los trayectos largos, de corredores estrechos o vestíbulos en un único piso, el coeficiente de pérdida de trayecto puede ser inferior a 20. Esto es así porque el corredor se comporta (en términos generales) como una cavidad de resonancias. Igualmente, esto sucede en los trayectos de las habitaciones con paredes moderadamente reflectivas y dimensiones adecuadas.
- iv) En cuanto a los trayectos en edificios en los que las habitaciones están separadas por paredes enteras, del piso al techo (por ejemplo, edificios de oficinas cerradas), el coeficiente de pérdida de trayecto para los trayectos de habitación en habitación tiene normalmente un valor cercano a 40.
- v) En cuanto a los trayectos que atraviesan varios pisos, se espera que la pérdida de penetración de piso esté limitada por los trayectos que atraviesan espacios descubiertos, escaleras u otros mecanismos de pérdida menos importantes que los de transmisión directa a través de los pisos del edificio.

El lector alerta se habrá dado cuenta del cambio aparente de tono en la discusión de los métodos generales para solucionar el problema de la propagación en interiores y el que se utiliza en los métodos específicos. En particular, la terminología es más familiar en el análisis de los problemas de la propagación en exteriores. No obstante, es totalmente coherente con la solución de aproximación del problema en interiores específico de la instalación en el que se utiliza el delineamiento de rayos en combinación con las teorías de difracción geométrica y uniforme (GTD-UTD), analizadas en el § 4.3.1.

Para dar por terminado de alguna manera el análisis de los métodos generales aplicados al problema de la propagación en interiores, obsérvese que los métodos específicos analizados más arriba permiten el cálculo de la respuesta al impulso de canal, $h(t)$, al menos en principio, así como la pérdida de propagación en interiores, L_{total} . (Es importante insistir en que, para el problema de la propagación en interiores, cuando se habla de canal se trata, en realidad, de muchos canales diferentes.) La respuesta al impulso de canal es crítica para los estudios de simulación de enlaces, porque se determina si la elección de la técnica de modulación y, cuando se trata de sistemas digitales, las velocidades de símbolos, los esquemas de codificación, etc., son apropiados según la calidad global del sistema (o sea de extremo a extremo). Esos estudios podrían arrojar, por ejemplo, predicciones de la BER en función de la relación S/N o $S/(I + N)$. Resulta obvio, entonces, que se necesita un modelo general para la respuesta al impulso de canal (en interiores).

Si bien muchos fenómenos físicos pueden influir en la respuesta al impulso de canal, para el problema de la propagación en interiores el fenómeno principal de interés es la distribución y la intensidad de las diversas componentes multitrayecto originadas por la dispersión que ocasionan las superficies que intervienen, etc., que abundan en el problema en interiores. Utilizando una analogía con la teoría de la cavidad resonante, la tasa de amortiguamiento «multitrayecto» viene dada por la ecuación (6-2):

$$h(t) = \exp(-t/T) \quad (6-2)$$

donde:

t : tiempo (s)

T : tiempo (s) de amortiguamiento característico de la cavidad.

Teniendo presente los resultados de la teoría clásica sobre la cavidad resonante, el tiempo de amortiguamiento característico, T , estará relacionado con las dimensiones de la cavidad, las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales de las paredes, piso y techo y por el modo de la cavidad.

Una característica interesante del modelo de amortiguamiento exponencial de la respuesta al impulso de canal, $h(t)$, una vez normalizado adecuadamente, es que la raíz cuadrada de su segundo momento central del intervalo de tiempo $[0, \infty]$ es T , el tiempo de amortiguamiento característico de la cavidad. Si a continuación se miden los valores eficaces de error de la dispersión de los canales en interiores de ciertos tipos (por ejemplo, residencial, oficinas y comercial), entonces estas dispersiones se relacionan fácilmente con el modelo de respuesta al impulso de canal con exponencial mediante este único parámetro. Esto es, precisamente, lo que se recomienda en la Recomendación UIT-R P.1238 cuando resulta adecuado utilizar el modelo de respuesta al impulso de canal con amortiguamiento exponencial. De lo antedicho, parecería que los modelos de respuesta al impulso de canal con amortiguamiento exponencial son adecuados para valores eficaces de error de dispersiones que corresponden a tiempos de trayecto a la velocidad de la luz o, quizás, a dos o tres dimensiones características de la cavidad en interiores, o más.

Otro modelo de respuesta al impulso de canal que se utiliza a menudo es el de dispersión no estrictamente estacionaria sin correlación (WSSUS, *wide sense stationary uncorrelated scattering*). El concepto básico de este modelo idealiza la respuesta al impulso de canal (en interiores) como una

función de muchas variables, $g(t, \tau)$, del tiempo, t , y del retardo por trayectos múltiples, τ . La (posiblemente compleja) respuesta recibida, $w(t)$, debida a una (posiblemente compleja) señal transmitida, $z(t)$, que modula una transmisión en armónicos de tiempo a la frecuencia portadora, f_c , que luego se propaga a lo largo del canal, se obtiene por convolución a lo largo del continuo de retardos por multitrayecto así:

$$w(t) = \int z(t - \tau)g(t, \tau) d\tau \quad (6-3)$$

Para cada retardo por multitrayecto, τ , se supone que la variación en el tiempo de la respuesta al impulso de canal es un proceso aleatorio, cuyas estadísticas son (no estrictamente), estacionarias. Además, diferentes retardos por multitrayecto se asocian con rayos que tienen trayectos diferentes y proceden de centros de dispersión diferentes. Por consiguiente, para retardos diferentes, esta dispersión se supone sin correlación. También se supone que la función de distribución de probabilidad (del retardo) de las amplitudes de dispersión es la de una variable aleatoria con distribución normal. Como las estadísticas de la variación en el tiempo son estacionarias, y que no hay correlación entre los retardos por dispersión, la función de autocorrelación de la respuesta al impulso de canal, $R_g(t, s; \tau, \xi)$, obedece a:

$$R_g(t, s; \tau, \xi) = P_g(\Delta t; \xi)\delta(\xi - \tau) \quad (6-4)$$

donde:

t, s : variables de tiempo

ξ, τ : variables de retardo

$$\Delta t = s - t$$

P_g : densidad de potencia.

Cuando el desvanecimiento es lento, no se producen variaciones en la respuesta al impulso de canal en función del tiempo, y la función de autocorrelación se reduce a:

$$R_g(t, s; \tau, \xi) = P_g(\xi)\delta(\xi - \tau) \quad (6-5)$$

donde $P_g(\xi)$ es el perfil de retardo de potencia que da la densidad de potencia en función del retardo y su transformada de Fourier da el ancho de banda coherente del canal. Cuando hay un modo dominante, o sea unos 10-12 dB por encima de las amplitudes de otros modos, el supuesto de una distribución normal pierde validez y las estadísticas de canal se transforman en ricianas, lo que arroja un ancho de banda coherente mayor del que se puede estimar con la transformada de Fourier para el perfil de retardo de potencia. En este caso, se utilizará la función de correlación de frecuencias espaciadas.

Puesto que las estadísticas de la respuesta al impulso de canal son los únicos datos observables que hay que alinear, es posible elaborar modelos con pocos componentes de trayectos múltiples, denominados de N -canales, que obedecen a la función de autocorrelación necesaria a partir de las mediciones del espectro de retardo de potencia, etc. Se ofrece un ejemplo en la Recomendación UIT-R P.1238.

6.3 Propagación combinada (interior-exterior y exterior-interior)

En las situaciones de propagación por trayectos combinados, ya sea interior a exterior o viceversa, casi siempre resulta conveniente centrarse en los puntos de entrada (o de salida) que permiten la transmisión de la radiación electromagnética entre los dos entornos. Los puntos de entrada pueden ser aberturas como ventanas, claraboyas y puertas, tomas de ventilación y salidas de gases, otras aberturas estructurales, y, si el blindaje electromagnético que proporcionan los materiales del

edificio es bajo, incluso la propia fachada del mismo. Cuando se conocen las distribuciones de los campos electromagnéticos a través de los puntos de entrada o, no se conocen pero se pueden deducir, dichos puntos de entrada pueden sustituir a las fuentes de radiación reales (en interior o exterior) como fuentes de radiación equivalentes (ya sea hacia afuera o hacia adentro, respectivamente). El campo total en el punto de observación deseado será entonces el resultado de la superposición de los campos en el punto de observación ocasionado por cada una de las fuentes equivalentes, tomados individualmente. Cuando se prevé que, debido a las características físicas, un único punto de entrada dominará la respuesta en el punto de observación, a menudo basta con centrarse en obtener las distribuciones deseadas de los campos electromagnéticos para este único punto de entrada, con exclusión de los demás. Para más detalles sobre este tema, véase Bethe [6-3].

Otro posible método, con base empírica, consiste en utilizar datos empíricos para la pérdida de entrada del edificio (definido en la Recomendación UIT-R P.1411) y luego tener en cuenta los efectos de transmisión de los tabiques y las paredes interiores, y hacer caso omiso de la difracción y la reflexión. Davidson [6-4] consolidó los resultados de diversos programas de medición de la pérdida de entrada del edificio y observó que, para los edificios de oficina de tamaño medio, esa pérdida se puede calcular mediante la ecuación (6-6):

$$L_{be} = 37 - 7,9 \log f_{\text{MHz}} \quad (6-6)$$

A 914 MHz, Seidel [6-5] encontró que los factores de atenuación de las paredes internas y los tabiques no sólidos son de alrededor de 1,4 y 2,4 dB, respectivamente. LaFortune [6-6] observó que el valor de los tabiques no sólidos es de 1,5 dB a 917 MHz. Galeitner [6-7] observó que el valor de las paredes interiores a 1 800 MHz oscila entre 5,8 y 6,7 dB, según la composición de las mismas. Los factores de atenuación en interiores se resumen en el Cuadro 6.3.

CUADRO 6.3

Factores de atenuación en interiores (dB)

Frecuencia (MHz)	~900	1 800
Tabiques no sólidos	1,4-1,5	
Paredes interiores	2,4	5,8-6,7

6.4 Referencias Bibliográficas

- [6-1] Recomendación UIT-R P.1411 – Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de los sistemas de radiocomunicaciones de exteriores de corto alcance y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 300 MHz a 100 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [6-2] Recomendación UIT-R P.1238 – Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de los sistemas de radiocomunicaciones de interiores y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.

- [6-3] BETHE, H. A. [1944] Theory of diffraction by small holes. *Phys. Rev.*, Vol. **66**, p. 163-182.
- [6-4] DAVIDSON, A. L. y otros [febrero de 1997] Measurement of building penetration into medium buildings at 900 and 1 500 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **46**(1), p. 161-168.
- [6-5] SEDEL, S. Y. y RAPPAPORT T. S. [febrero de 1992] 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **40**(2), p. 207-217.
- [6-6] LAFORTUNE, J.-F. y LECOURS M. [mayo de 1990] Measurement and modelling of propagation losses in a building at 900 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **39**(2), p. 101-108.
- [6-7] GALEITNER, R. y BONEK E. [1994] Radio wave penetration into urban buildings in small cells and microcells. 44th IEEE Veh. Tech. Conference Record, p. 887-891.

CAPÍTULO 7

CONSIDERACIONES SOBRE LA ANTENA

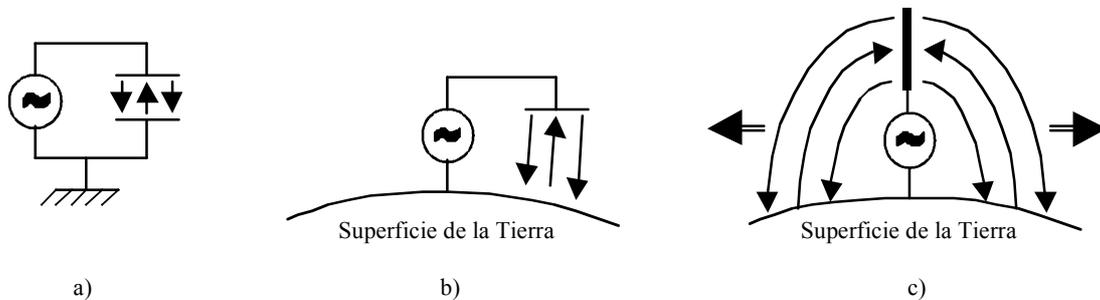
7.1 Emisión de las ondas radioeléctricas

En cualquier estudio sobre la propagación de las ondas radioeléctricas, la antena es el principal factor que hay que tener en cuenta, porque es el elemento de un sistema radioeléctrico que emite ondas electromagnéticas en el espacio. En el extremo receptor, la antena recoge las ondas radioeléctricas del espacio y las convierte en señales eléctricas. Por consiguiente, la elección de la antena, así como su montaje, afectarán considerablemente la manera en que las ondas radioeléctricas se propagan y la calidad general del enlace de radiocomunicación.

El principio del funcionamiento de la antena se entiende fácilmente mediante la simple analogía con un condensador convencional, en el que un generador de señales externo crea un campo eléctrico alternativo entre las placas, como se ilustra en la Fig. 7.1a). Si se toma la superficie de la Tierra como una placa del condensador, y se aleja la otra placa gradualmente de la superficie (véase la Fig. 7.1b)), y luego se la convierte en un alambre, esto libera el campo alternativo y lo hace propagarse en todas direcciones a partir de la antena a lo largo de la superficie de la Tierra (véase la Fig. 7.1c)). Esto explica exactamente el funcionamiento de la antena dipolo (también conocida como antena hertziana) que es una antena básica para las aplicaciones terrestres móviles.

FIGURA 7.1

Principio de funcionamiento de la antena dipolo



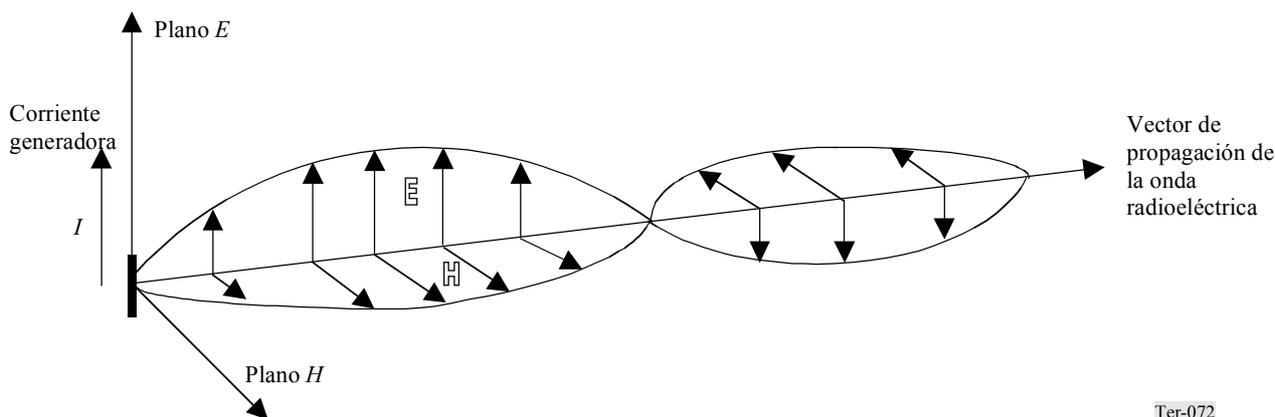
Ter-071

Las ondas radioeléctricas son, esencialmente, combinaciones de dos campos alternativos, eléctrico y magnético, con sus respectivos vectores siempre perpendiculares entre sí. Su multiplicación produce el vector de propagación resultante (vector de potencia, llamado vector de puntería), que es perpendicular al frente de la onda y describe la dirección de la propagación de la onda radioeléctrica (véase la Fig. 7.2).

Una característica importante de las ondas electromagnéticas es su polarización, que describe la orientación de los vectores de campo eléctrico y magnético en relación con el plano del suelo. La orientación del vector de campo eléctrico es la referencia que se usa para describir la polarización de la onda radioeléctrica. Esto significa que, cuando se habla de una onda radioeléctrica polarizada vertical u horizontalmente, se está diciendo que el vector de campo eléctrico está orientado vertical u horizontalmente con respecto al plano del suelo (superficie de la Tierra). Por ejemplo, la onda que se muestra en la Fig. 7.2 tiene polarización vertical.

FIGURA 7.2

Estructura de la onda (radioeléctrica) electromagnética



Ter-072

Normalmente, la polarización de una onda radioeléctrica viene determinada por la orientación de la antena transmisora y su estructura. Por ejemplo, una antena dipolo única instalada verticalmente, como la ilustrada en la Fig. 7.1c), emitirá ondas radioeléctricas con polarización vertical, del tipo mostrado en la Fig. 7.2.

Las propiedades de polarización de las ondas radioeléctricas son importantes por dos razones principales. Ante todo, es una regla cardinal que las antenas de transmisión y recepción deben tener la misma polarización para garantizar la máxima intensidad de la señal recibida. Por lógica similar, las antenas de transmisión y recepción deben tener polarización opuesta para conseguir el mejor desacoplamiento posible, por ejemplo cuando se trata de proteger a un receptor contra un posible transmisor interferente de polarización conocida. Ahora bien, en los servicios móviles terrestres la polarización de las ondas radioeléctricas se ve afectada a menudo por numerosas reflexiones y difracciones a lo largo de un trayecto sin visibilidad directa. El impacto de este fenómeno se aborda con más detalle más adelante.

Otro aspecto importante de la polarización es que puede afectar directamente la propagación de las ondas radioeléctricas. Cuando una onda radioeléctrica discurre por la superficie de la Tierra (que tiene cierta conductividad), se generan corrientes en la superficie que absorben una parte de la potencia de esa onda radioeléctrica. Las ondas con polarización horizontal son las más afectadas por esta absorción. Generalmente, la absorción de superficie es menor en los trayectos marítimos y también menos profunda a frecuencias más elevadas.

Otros efectos fundamentales de la propagación se describen con detalle en el Capítulo 3 de este Manual.

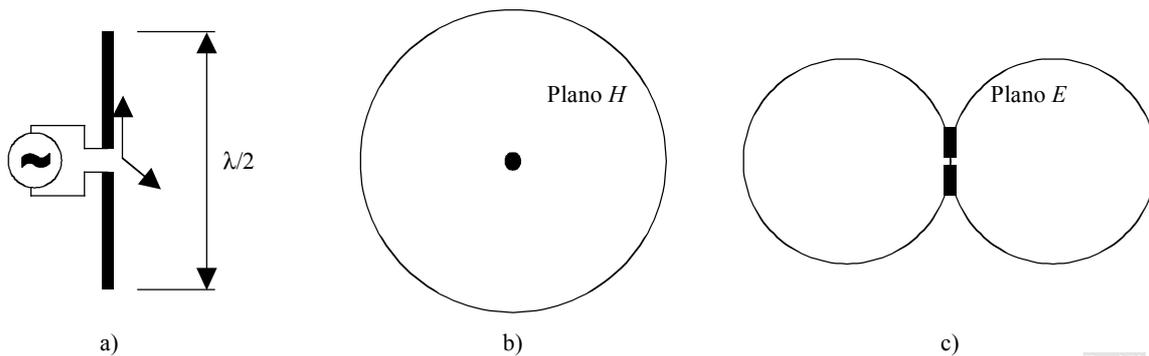
7.2 Radiador isotrópico de referencia y antena dipolo

Para describir las antenas reales se utiliza un radiador ficticio, llamado radiador isotrópico. Se puede considerar como un punto imaginario, que emite radiaciones por igual en todas las direcciones en la esfera que lo circunda. Esta antena elemental de ganancia unidad (ganancia cero en la escala logarítmica, véase más detalles en el Apéndice B) proporciona una referencia útil para la descripción uniforme de la directividad de las antenas reales.

La antena real más simple, que se asemeja más al radiador isotrópico, es una antena dipolo de media onda (véase la Fig. 7.3a)). Emite radiaciones iguales en todas las direcciones en el plano horizontal (omnidireccional) (véase la Fig. 7.3b)), pero tiene una directividad no uniforme en el plano vertical (véase la Fig. 7.3c)).

FIGURA 7.3

Antena dipolo de media onda ($\lambda/2$) y sus diagramas de radiación en dos planos



Ter-073

La irregularidad del diagrama de radiación en el plano vertical significa que la antena dipolo concentra la energía radiada en la dirección perpendicular a su punto central, es decir en el plano horizontal. Por ello, la antena dipolo proporciona ganancia direccional, igual a 1,64 veces o 2,15 dB, relativa a un radiador isotrópico.

Formalmente, la ganancia de potencia de una antena se define [7-1] como la relación, generalmente expresada en decibelios, entre la potencia necesaria a la entrada de una antena de referencia sin pérdidas (normalmente un radiador isotrópico ideal) y a la potencia proporcionada a la entrada de esa antena para producir, en una dirección determinada, la misma intensidad de campo o la misma densidad de flujo de potencia a la misma distancia. Cuando no se especifica otra cosa, la ganancia se refiere a la dirección de la radiación máxima. La ganancia se puede considerar para una polarización determinada.

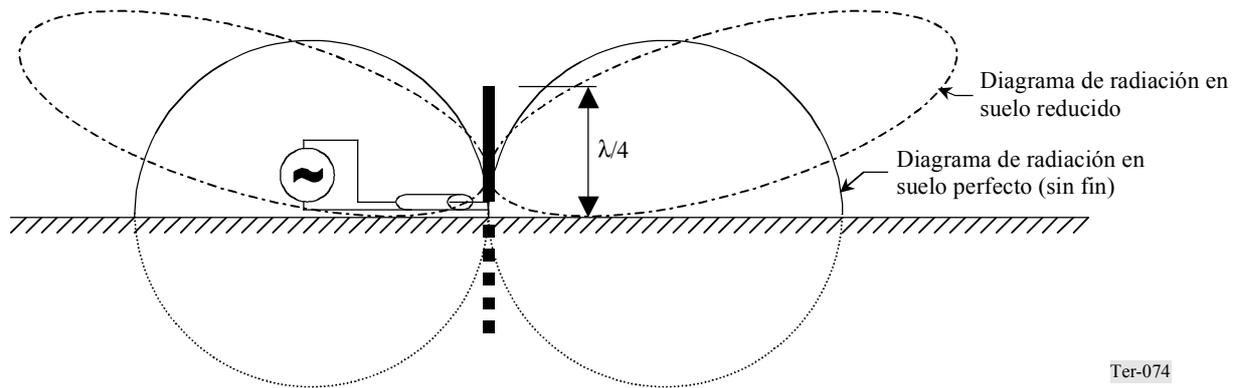
Debido a su sencillez y facilidad de construcción, la antena dipolo se utiliza ampliamente en los servicios móviles terrestres. Las ganancias de otras antenas (combinadas) de las aplicaciones móviles terrestres se expresan a menudo con relación al dipolo de media onda estándar, para mostrar la mejora comparativa con respecto a una antena dipolo. Si se expresa en decibelios, esa ganancia se denomina «dBd» y la última letra «d» significa «dipolo». Para convertirla en ganancia relativa a un radiador isotrópico, se añade 2,15 dB a la ganancia de dipolo.

Algunas antenas dipolo que se utilizan en la práctica se comportan como un dipolo de media onda pero son, en realidad, dipolos de un cuarto de onda ($\lambda/4$). En esos dipolos, la segunda pata radiante se sustituye por su espejo virtual sobre el plano perfectamente conductor, que puede ser la superficie de la Tierra o el techo del vehículo. El funcionamiento del dipolo $\lambda/4$ se ilustra en la Fig. 7-4.

El diagrama de radiación de un dipolo $\lambda/4$ en el plano E se asemeja al del bipolo de referencia $\lambda/2$ cuando el plano del suelo es perfecto, o sea que su conductividad y dimensiones son suficientes. No obstante, resulta difícil conseguir esto en la práctica porque por lo general la antena se monta muy por encima del suelo y es difícil conseguir el suelo correcto en las aplicaciones móviles. Una manera de resolver parcialmente este problema es montar antenas fijas o antenas vehiculares sobre elementos de suelo virtual, que pueden estar compuestos por tres a cinco varillas conductoras colocadas radialmente en la base del dipolo o puede ser la superficie del cuerpo del vehículo para las antenas montadas en vehículos. Ahora bien, cabe la posibilidad de que ese suelo virtual no sustituya el plano perfectamente reflectante, por lo que normalmente se lo denomina suelo reducido. En esos casos, el diagrama de radiación del dipolo $\lambda/4$ se dirige un poco hacia arriba en el plano E, como se muestra en la Fig. 7.4. En el plano H, el diagrama de radiación del dipolo $\lambda/4$ permanece omnidireccional. La ganancia del dipolo $\lambda/4$ sobre suelo *perfecto* es 5,2 dBi o 3,05 dBd. En situaciones de suelo reducido, las ganancias de -1 dBd son típicas en el horizonte.

FIGURA 7.4

Antena dipolo de un cuarto de onda ($\lambda/4$) y su diagrama de radiación en el plano E



7.3 Características de antena

A continuación, se describen algunas de las principales características de antena que se emplean en los estudios de la propagación en los servicios móviles terrestres.

Directividad (ganancia de potencia)

Este parámetro describe la capacidad de una antena de concentrar la energía radiada en la dirección determinada. La descripción formal de la ganancia se da en el § 7.2.

La directividad de la antena se describe generalmente mediante gráficos polares, que muestran la comparación de la potencia radiada a lo largo del arco de 360°. Por lo común, se utilizan dos diagramas, que describen la directividad de la antena en los planos vertical y horizontal, y se denominan planos E o H.

Polarización

Se considera que las ondas radioeléctricas emitidas están polarizadas en el plano de la longitud de los elementos de conducción de la antena que es el plano del campo eléctrico E.

A veces, se puede usar la polarización circular mediante dipolos cruzados o antenas helicoidales para reducir las pérdidas de propagación por trayectos múltiples. Véase el análisis de los efectos de la polarización cruzada en el § 7.6.

Frecuencia de diseño y ancho de banda

Puesto que las dimensiones físicas de una antena están relacionadas con su longitud de onda de explotación, se optimiza el diseño para una frecuencia determinada, denominada frecuencia de diseño. La frecuencia de diseño se considera a menudo como una frecuencia central de la banda de frecuencias de explotación.

El ancho de banda de una antena define los límites aceptables de desviación de la frecuencia de explotación (ancho del canal de frecuencias) con respecto a la frecuencia de diseño. Este ancho de banda se da normalmente como un porcentaje de la frecuencia de diseño y describe la banda de frecuencias en la que se mantendrá un nivel aceptable de calidad de funcionamiento de la antena. También puede indicarse la gama de frecuencias de explotación de la antena.

Estos parámetros se utilizan poco en la modelización de la propagación porque se supone que la antena está ajustada a la frecuencia de explotación, pero es importante tenerlos en cuenta especialmente en las aplicaciones prácticas en el terreno, como las mediciones de prueba o las mediciones para la comprobación de la cobertura.

Abertura del haz

El parámetro apertura del haz está estrechamente vinculado con la directividad de la antena y se utiliza normalmente en la descripción de las antenas direccionales. La apertura del haz (también llamada apertura del haz de potencia mitad) se especifica como el ancho total, expresado en grados, del primer lóbulo de radiación, limitado por los ángulos en los que la potencia radiada ha disminuido a la mitad (-3 dB en la escala logarítmica) con respecto a la dirección de radiación principal. Las antenas direccionales se utilizan con mucha frecuencia en las estaciones de base, por lo que su apertura del haz horizontal se tendrá en cuenta al modelizar las zonas de cobertura de esas estaciones. A pesar de que las antenas direccionales no se utilizan con mucha frecuencia en el lado móvil de los servicios móviles terrestres, sí se utilizan las antenas direccionales calibradas en las mediciones de la propagación. En esos casos, la apertura del haz de una antena debe ser lo suficientemente grande como para recoger la mayoría de las señales multitrayecto muy dispersas. Por otra parte, las antenas direccionales se pueden utilizar en el terminal remoto por el motivo estrictamente opuesto, o sea para limitar el número de rayos multitrayecto.

7.4 Antenas de estación de base

En las aplicaciones móviles terrestres típicas en las gamas de ondas métricas/decimétricas, como el sistema de despacho privado (PMR), de búsqueda u otros sistemas semejantes con cobertura radial, las estaciones de base utilizan a menudo antenas dipolo o disposiciones colineales de antenas dipolo. Montadas verticalmente, esas antenas producen campos omnidireccionales con polarización vertical. En teoría, hay que colocar el dipolo radiante en la punta de un mástil u otro soporte para evitar los cambios de directividad ocasionados por las reflexiones producidas por las estructuras metálicas de los alrededores. Este efecto se reducirá si se coloca la antena a más de una longitud de onda de las estructuras metálicas.

En los sistemas móviles terrestres de tipo PMR, se usan antenas directivas sólo cuando es necesario evitar la interferencia causada por otros sistemas o cuando resulta imposible situar la estación de base cerca del centro de una zona de servicio.

En los sistemas públicos celulares, se usan antenas muy directivas (con anchos de haz que oscilan normalmente entre 60° y 120°) en las estaciones de base para formar el diagrama necesario de células de servicio y, al mismo tiempo, reducir la interferencia cocanal causada a las células contiguas. En esos sistemas, las antenas omnidireccionales se utilizan sólo ocasionalmente en las instalaciones rurales remotas con baja densidad de abonados, a menudo con estaciones repetidoras locales.

En los estudios de propagación, importa sobre todo la dirección desde la estación de base hasta los terminales remotos, y la directividad real de la antena es un elemento importante de los estudios. Otra característica importante de la instalación de la antena de la estación de base es la altura por encima del suelo o la altura efectiva. Esta última se usa para describir la altura de la antena con respecto a la altura del terreno medio en las zonas de terreno irregular. La definición precisa de altura efectiva varía poco de modelo en modelo, pero en los modelos UIT-R es casi siempre la altura de la antena sobre la cota media del terreno en una distancia de 3 a 15 km desde el transmisor en dirección al receptor.

7.5 Antenas de estación móvil

El tipo de antena más común en las estaciones móviles es la antena látigo, una varilla metálica que es un dipolo de un cuarto de onda. La eficiencia de esas antenas es baja debido a las dificultades prácticas para establecer un plano del suelo reflectante correcto en las estaciones móviles, especialmente para los terminales de bolsillo. Esta situación mejora un poco con las antenas montadas en vehículos, cuando están instaladas en el centro de un techo metálico.

A pesar de que resulta difícil definir la altura real de una antena de estación móvil, en los estudios de la propagación para las aplicaciones móviles terrestres se utiliza habitualmente como referencia una altura de antena de 1,5 m. No obstante, en ciertos sistemas la altura real de una antena de estación móvil puede ser considerablemente más alta, por ejemplo cuando las antenas se instalan en el techo de vehículos de transporte grandes, como ómnibus, vagones de tren, etc. En la radiodifusión o en las aplicaciones punto a punto, se considera que la altura de una antena receptora de terminal (remoto) es de unos 10 m por encima del suelo.

Por consiguiente, es importante asegurarse de que el modelo de predicción de la propagación elegido supone la altura correcta de la antena de estación móvil o que se utiliza el factor de corrección correspondiente para la altura de antena. Esos factores se proporcionan con los modelos más utilizados.

Cuando la estación móvil tiene una antena directiva, se debe tener en cuenta sus efectos en la recepción de las señales de llegada.

Cuando las antenas móviles vehiculares tienen una ganancia en el plano horizontal superior a la de la antena dipolo normal, en la modelización se utilizará el valor apropiado de ganancia de antena.

7.6 Impacto del entorno móvil terrestre

A continuación, se describe con más detalle el impacto que un entorno característico de los servicios móviles terrestres puede tener para una consideración general de las antenas y sus características. El texto se basa en gran medida en los materiales de la Recomendación UIT-R P.1406 [7-3].

7.6.1 Fenómenos de despolarización en el entorno móvil terrestre

En el entorno móvil terrestre, una parte o toda la energía transmitida puede ser dispersada fuera de la polarización original debido a la difracción y la reflexión de la onda radioeléctrica. Es conveniente tener en cuenta este efecto de despolarización mediante un factor de discriminación por polarización cruzada (XPD), como se define en la Recomendación UIT-R P.310.

Se ha comunicado que las mediciones XPD a 900 MHz muestran que:

- la XPD depende poco de la distancia;
- la XPD media en zonas urbanas y residenciales oscila entre 5 dB y 8 dB;
- la XPD media en zonas abiertas es superior a 10 dB;
- la correlación media entre la polarización vertical y la horizontal es 0.

También es sabido que la XPD aumenta con frecuencias inferiores, hasta unos 18 dB a 35 MHz.

Los valores comparativamente bajos de XPD que se han señalado se deben a la cantidad considerable de dispersión en las condiciones típicas de los servicios móviles terrestres, especialmente en las zonas urbanas y residenciales. Sin embargo, este fenómeno se puede convertir en una técnica útil para mejorar la recepción mediante diversidad de la polarización. En este caso, la opción más básica es utilizar dos polarizaciones lineales ortogonales en la estación de base.

Como alternativa a la diversidad, la solución de polarización circular en la estación de base y polarización lineal en el terminal móvil, si bien tiene una diferencia de polarización de 3 dB, puede aprovechar la despolarización debida a la dispersión y proporcionar un nivel de señal recibida más constante en el entorno móvil.

7.6.2 Ganancia de altura de antena: de base y móvil

La ganancia de altura se refiere a un cambio en la intensidad de la señal recibida con el cambio de la altura de la antena. A pesar de que generalmente aumenta con la altura (ganancia de antena positiva), también puede disminuir con la altura (ganancia de antena negativa) en ciertos casos de comunicación punto a punto. Por ejemplo, esto puede suceder cuando no hay obstáculos locales y la señal directa puede interactuar con un rayo reflejado en el suelo procedente del mismo transmisor. La variación resultante de intensidad de campo, en dirección vertical, es una serie de valores máximos y mínimos en la medida en que la geometría del trayecto hace que las dos señales se pongan en fase y fuera de fase.

Ahora bien, en la práctica, particularmente en los sistemas móviles terrestres, los objetos y otras señales reflejadas tienden a minimizar este efecto de dos rayos, insignificante en la mayoría de las situaciones a frecuencias superiores a 200 MHz. En vez, casi siempre sucede que al elevar la antena simplemente se reduce la pérdida efectiva por obstáculos, lo que hace que la señal recibida aumente con la altura. Puesto que la altura de la antena está relacionada con la pérdida por objetos de esta manera, esta forma de ganancia de altura se puede categorizar en términos de las alturas de referencia de la antena receptora para el tipo de cobertura de suelo (urbana densa, urbana, suburbana), como en la Recomendación UIT-R P.1546 [7-4]. En otros métodos de predicción, especialmente los que usan una base de datos de terreno, a menudo la altura de la antena está vinculada directamente al cálculo de la pérdida por objetos.

En las estaciones de base que funcionan en frecuencias inferiores a 200 MHz y están en campo abierto, a veces se pueden encontrar efectos de dos rayos, lo que hace necesario cambiar la posición de la antena para evitar una ganancia de antena negativa. Resulta difícil predecir este efecto con precisión, porque se necesita conocimientos detallados del perfil del terreno en el punto de reflexión. Por encima de 200 MHz, debido a la longitud de onda más pequeña, este problema particular tiende a disminuir, y en las bandas de ondas decimétricas y superiores, puede ser dejado de lado.

7.6.3 Correlación/diversidad en el espacio

La diversidad en el espacio resulta práctica para las antenas que tienen correlaciones cruzadas de hasta unos 0,7. En general, esto hace casi imposible la recepción en diversidad con aparatos móviles y de bolsillo. En el caso de las estaciones de base, existen sin embargo varias técnicas para reducir la correlación cruzada entre las antenas. Las dos más prácticas son la separación vertical y la horizontal.

Para reducir la correlación cruzada a 0,7 o menos, hay que separar las antenas con espaciamentos verticales unas 17 ondas o más. La separación horizontal puede ser más efectiva, según las orientaciones relativas del plano de las antenas en función de la dirección de desplazamiento del móvil. Si el plano vertical a través de las antenas es perpendicular a la dirección de desplazamiento de los móviles, la correlación cruzada será aproximadamente la misma que la del caso de separación vertical. Con una orientación óptima, las antenas horizontales pueden estar separadas por tan poco como ocho ondas. Hay que tener en cuenta que las orientaciones casi óptimas se pueden mantener sólo en casos especiales, como los de los sistemas que utilizan antenas sectorizadas.

7.6.4 Ganancia de antena realizable de la estación móvil vehicular

Puesto que las estaciones móviles vehiculares funcionan generalmente en un entorno de trayectos múltiples, no resulta sorprendente que la ganancia de antena móvil sea, en la mayoría de los casos, diferente de la medida en el montaje de prueba. Adicionalmente, aún en condiciones de visibilidad directa y sin trayectos múltiples, el ángulo vertical de llegada no es necesariamente plano. De hecho, existen casos prácticos en que el ángulo vertical de llegada puede exceder 10° . En este último caso, el ángulo vertical de llegada podría caer fácilmente en un lóbulo nulo o menor en vez del lóbulo principal del diagrama vertical de antena móvil.

Por ejemplo, algunas mediciones de prueba con antenas móviles con una ganancia de 3 dB y 5 dB relativas a un sólo mástil vertical de $\lambda/4$ en situaciones prácticas han mostrado que sus valores de ganancia casi nunca corresponden a los valores medidos en un montaje de antenas. En situaciones multitrayecto o en situaciones despejadas cuando el ángulo de llegada es importante ($> 2^\circ$), la ganancia práctica de cada una de las antenas es de 1,5 dBd (relativas a un mástil vertical $\lambda/4$) a una distancia de por lo menos 55 km. En situaciones despejadas con ángulos de elevación bajos, se puede conseguir una ganancia completa.

7.6.5 Pérdida debida al cuerpo

La presencia del cuerpo humano en el campo que rodea a un transceptor portátil, teléfono celular o receptor de búsqueda puede degradar considerablemente el funcionamiento efectivo de la antena: cuanto más cerca está la antena del cuerpo, tanto mayor es la degradación. Este efecto también depende de la frecuencia, como lo han demostrado los estudios detallados de transceptores portátiles en cuatro frecuencias de uso regular. Estos resultados se ofrecen en el Cuadro 7.1, extraído de la Recomendación UIT-R P.1406. Un estudio relacionado [7-5] mostró resultados semejantes, pero no idénticos. Mediante una extrapolación sencilla, se pueden estimar valores de pérdida debida al cuerpo para frecuencias distintas de las mostradas en el Cuadro 7.1.

CUADRO 7.1

Pérdida debida al cuerpo típica relacionada con la eficiencia de la antena de un transceptor portátil

(basado en la Recomendación UIT-R P.1406)

Frecuencia (MHz)	Pérdida debida al cuerpo a la altura de la cintura (dB)	Pérdida debida al cuerpo a la altura de la cabeza (dB)
160	19,0	10,0
450	13,0	4,5
800	14,5	8,5
900	15,5	10,0

Cuando la antena de la estación móvil está integrada en el aparato (lo más corriente en las estaciones de bolsillo de los sistemas públicos: teléfonos móviles, dispositivos de búsqueda), su ganancia no está generalmente especificada y no es posible corregirla mediante el factor de pérdida debida al cuerpo. En estos casos, la pérdida debida al cuerpo se tiene en cuenta como una reducción de la sensibilidad del receptor o de la potencia radiada del transmisor. Alternativamente, la pérdida debida al cuerpo se puede introducir en el cálculo de la pérdida de señal total en los cálculos de potencia.

7.7 Referencias Bibliográficas

- [7-1] Recomendación UIT-R P.341 – Noción de pérdidas de transmisión en los enlaces radioeléctricos, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [7-2] DAVIES, J. [1994] *Newnes Radio Engineer's Pocket Book*, Butterworth-Heinemann.
- [7-3] Recomendación UIT-R P.1406 – Aspectos de la propagación relativos al servicio móvil terrestre terrenal en las bandas de ondas métricas y decimétricas, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
- [7-4] Recomendación UIT-R P.1546 – Métodos de predicción de punto a zona para servicios terrenales en la gama de frecuencias 30 a 3 000 MHz, Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra, 2001.
- [7-5] HILL, T. y KNIESEL, T. [noviembre de 1991] Portable radio antenna performance in the 150, 450, 800, and 900 MHz bands “outside” and in-vehicle. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **40**(4), p. 750-6.

CAPÍTULO 8

RUIDO DE ENTORNO

8.1 Factores de calidad del sistema radioeléctrico

Hay muchos factores que contribuyen a la calidad de los sistemas radioeléctricos, entre los que cabe citar:

- selección del ancho de banda, modulación, señal y codificación de canal;
- calidad de la señal de entrada degradada por problemas de canal, como sucede en el caso multitrayecto;
- cantidad y tipos de señales de interferencia presentes a lo largo de la señal deseada; y
- nivel y características de ruido presentes con la señal deseada en el detector del receptor, demodulador, o circuitos de decodificación.

En este Capítulo se aborda el último factor, el ruido, y las maneras de estimar los niveles de ruido que pueden existir en un sistema radioeléctrico móvil terrestre. Se proporciona información sobre términos relativos al ruido y expresiones relativas a la potencia de ruido, se dan las fuentes de información sobre el ruido (para las aplicaciones radioeléctricas móviles terrestres) que figuran en la Recomendación UIT-R P.372, y se muestra cuando las nuevas mediciones indican cambios en los niveles de ruido históricos.

8.2 Términos relativos al ruido y antecedentes

8.2.1 Componentes del ruido

El ruido de un sistema radioeléctrico se puede atribuir a dos tipos de fuentes:

- ruido de receptor o ruido interno debido al sistema radioeléctrico propiamente dicho, y
- ruido de entorno o ruido externo procedente de fuentes que están fuera del sistema radioeléctrico.

Según factores como el diseño del receptor, la banda del espectro radioeléctrico en la que funciona el sistema y la situación en la que se lo utiliza, puede predominar como fuente de ruido el ruido de receptor o el ruido de entorno.

8.2.2 Potencia de ruido y temperatura de ruido

El desplazamiento aleatorio de los electrones libres en un condensador resistivo crea una tensión de ruido a través del condensador. El circuito resistivo se muestra en la Fig. 8.1. La potencia de ruido, n , que se mide en una resistencia a una temperatura absoluta, t , en unidades K (Kelvin), y dentro de un ancho de banda, b (Hz) se denomina potencia de ruido térmico. La potencia de ruido térmico media, n (W) disponible en una resistencia es:

$$n = k t b \quad (8-1)$$

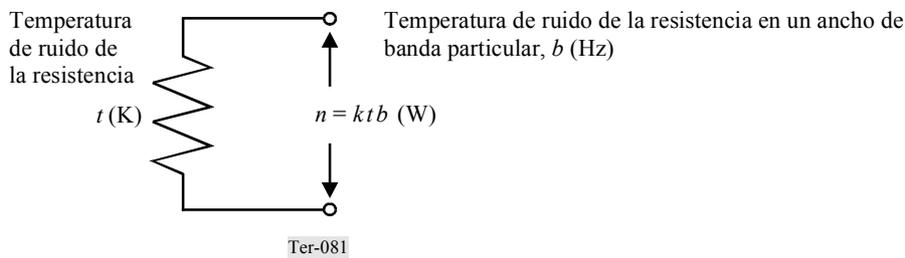
donde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ (W/(K · Hz)) es la constante de Boltzmann. Cuando se emplea la temperatura normal de la habitación (~17° C) de $t_0 = 290$ K como temperatura de referencia para la resistencia, entonces la potencia de ruido de referencia, n_{ref} , en un ancho de banda de 1 Hz, se convierte en:

$$\begin{aligned} n_{ref} &= k t_0 b \\ &= (1,38 \times 10^{-23} \text{ (W/(K · Hz))}) \times (290 \text{ K}) \times (1 \text{ Hz}) \\ &= 4 \times 10^{-21} \text{ W} \end{aligned}$$

Expresada en decibelios, la potencia de ruido de referencia, N_{ref} , es igual a -204 dBW (en un ancho de banda de 1 Hz).

FIGURA 8.1

Potencia de ruido de un condensador resistivo a una temperatura especificada y dentro de un ancho de banda determinado



8.2.3 Factor de ruido

Se ha tomado un amplificador con una ganancia, g_{amp} , y un ancho de banda, b (Hz). El circuito de amplificador se muestra en la Fig. 8.2. Hay una potencia de señal de entrada, s_{in} , y una potencia de ruido de entrada, n_{in} , debida a una carga resistiva, medidas en los terminales de entrada del amplificador. Hay una potencia de señal de salida, s_{out} , y una potencia de ruido de salida, n_{out} , en los terminales de salida del amplificador.

Un término denominado factor de ruido, f , se definió originalmente [8-1] como la relación entre la relación señal/ruido a la entrada y la relación señal/ruido a la salida,

$$f = \frac{\left(\frac{s_i}{n_i} \right)}{\left(\frac{s_o}{n_o} \right)} \quad (8-2)$$

un término alternativo, índice de ruido, se denomina mediante la mayúscula F y se define como la expresión en decibelios del factor de ruido; o sea $F = 10 \log_{10} f$.

La potencia de señal de salida está relacionada con la potencia de señal de entrada mediante la ganancia de amplificador:

$$s_{out} = g_{amp} s_{in} \quad (8-3)$$

La potencia de señal de entrada está relacionada con la temperatura de ruido de la terminación de entrada, t_{in} :

$$n_{in} = k t_{in} b \quad (8-4)$$

Cuando la terminación de entrada está a la temperatura de referencia, t_0 , la potencia de ruido de entrada es:

$$n_{in} = k t_0 b \quad (8-5)$$

La relación de potencia señal/ruido de salida se puede expresar así:

$$\frac{s_{out}}{n_{out}} = \frac{\frac{s_{in}}{k t_0 b}}{f} \quad (8-6)$$

y el factor de ruido de salida se puede relacionar con el factor de ruido del amplificador mediante:

$$n_{out} = f g_{amp} k t_0 b \quad (8-7)$$

Considérese el caso en el que el amplificador no tiene ruido. El ruido a la salida del amplificador será el ruido a la entrada, $k t_0 b$, multiplicado por la ganancia del amplificador:

$$n_{noiseless\ amp} = g_{amp} k t_0 b \quad (8-8)$$

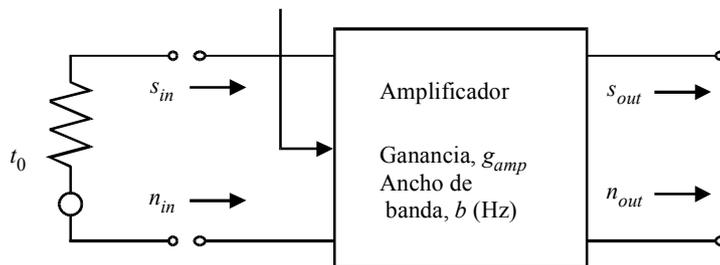
Entonces, para encontrar el ruido a la salida debido sólo al amplificador propiamente dicho hay que restar la potencia de ruido de amplificador sin ruido de la potencia de ruido total:

$$\begin{aligned} n_{amp} &= n_{out} - n_{noiseless\ amp} \\ &= f g_{amp} k t_0 b - g_{amp} k t_0 b \\ &= (f - 1) g_{amp} k t_0 b \end{aligned} \quad (8-9)$$

FIGURA 8.2

Factor de ruido para un solo aparato

Factor de ruido, f , y potencia de ruido del amplificador, n_{amp} , definidos aquí



$$n_{amp} = (f - 1) g_{amp} k t_0 b \text{ (W)}$$

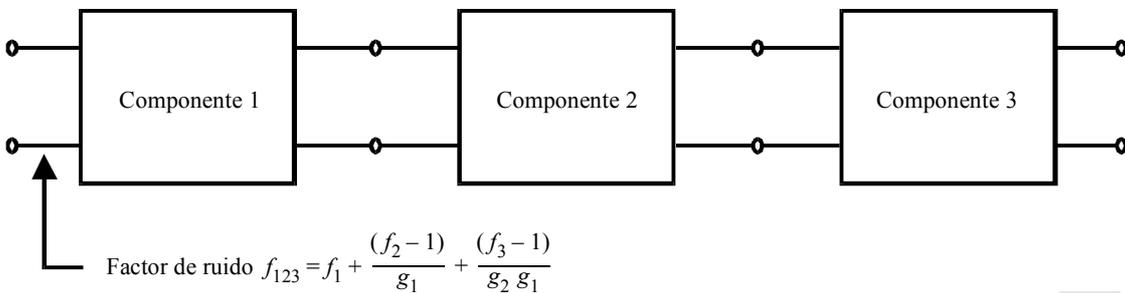
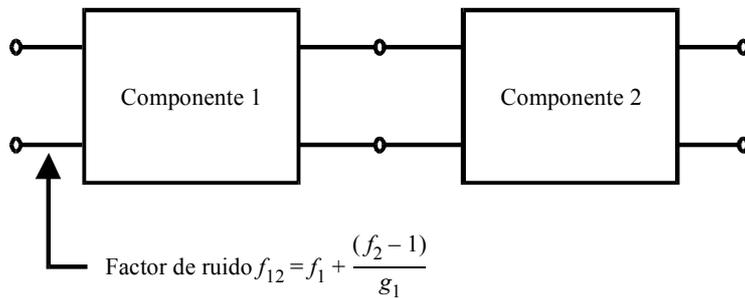
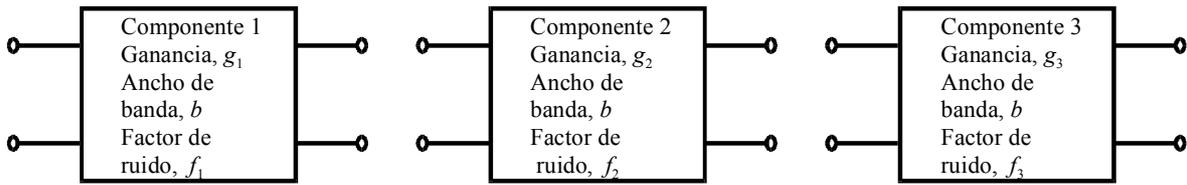
Ter-082

8.2.4 Factor de ruido para componentes en cascada

Considérese la figura de ruido total de dos y tres componentes en cascada, como se muestra en la Fig. 8.3. Defínanse los factores de ruido y las ganancias de los tres dispositivos como f_1, f_2, f_3, g_1, g_2 y g_3 , respectivamente.

FIGURA 8.3

Factores de ruido para aparatos en cascada



Ter-083

Siguiendo el diagrama establecido para un único componente mostrado más arriba, la potencia de ruido de salida total del circuito de dos componentes será:

$$n_{out} = f_{12} g_1 g_2 k t_0 b \tag{8-10}$$

pero esto es sólo el ruido de salida de la primera componente multiplicado por la ganancia del segundo dispositivo con el ruido adicional creado por la segunda componente por sí misma:

$$n_{out} = n_1 g_2 + n_2 \tag{8-11}$$

Utilizando las ecuaciones anteriores, esto se convierte en:

$$f_{12} g_1 g_2 k t_0 b = f_1 g_1 k t_0 b g_2 + (f_2 - 1) g_2 k t_0 b \tag{8-12}$$

Entonces, el factor de ruido total, f_{12} de la red de dos componentes es:

$$f_{12} = f_1 + \frac{(f_2 - 1)}{g_1} \quad (8-13)$$

y el factor de ruido total, f_{123} , de la red de tres componentes es:

$$f_{123} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} \quad (8-14)$$

Si los primeros dos dispositivos son pasivos o con atenuación (l) en vez de ganancia, entonces:

$$g_1 = \frac{1}{l_1} \quad (8-15)$$

$$g_2 = \frac{1}{l_2} \quad (8-16)$$

y

$$f_{12} = f_1 + l_1(f_2 - 1) \quad (8-17)$$

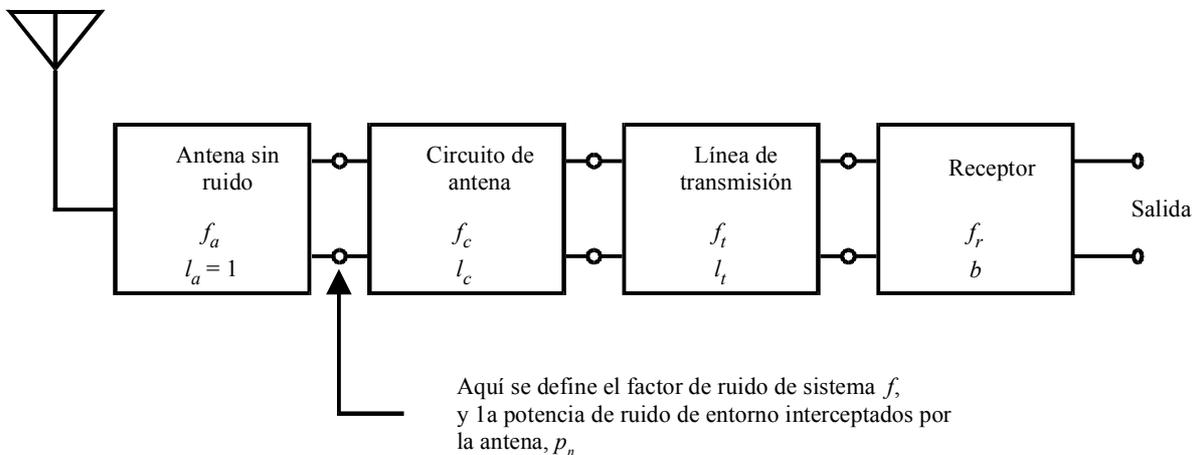
$$f_{123} = f_1 + l_1(f_2 - 1) + l_1 l_2(f_3 - 1) \quad (8-18)$$

8.2.5 Factor de ruido de sistema receptor

La Recomendación UIT-R P.372 define las componentes de un sistema receptor y los parámetros necesarios para especificar el factor de ruido, f , de un sistema receptor. La Fig. 8.4 es el diagrama de bloques del sistema receptor y sus parámetros. Si bien varias referencias (por ejemplo [8-9], [8-10], [8-11]), describen el índice de ruido de sistema receptor y el índice de ruido de antena, el siguiente desarrollo, junto con la Fig. 8.4, se aplica a la información ofrecida en la Recomendación UIT-R P.372.

FIGURA 8.4

Factor de ruido de antena y factor de ruido de sistema receptor



$$f = f_a + (f_c - 1) + l_c(f_t - 1) + l_c l_t(f_r - 1)$$

Las siguientes definiciones se aplican a los parámetros usados en esta Recomendación:

- p_n : potencia de entorno disponible de una antena sin pérdida equivalente (W)
- f_a : factor de ruido de la antena asociado con el ruido de entorno interceptado por la antena
- l_a : pérdida de antena (se supone que no tiene pérdida, $l_a = 1$)
- k : constante de Boltzmann, $1,38 \times 10^{-23}$ (W/(K · Hz))
- t_0 : temperatura de referencia, que se supone es la temperatura de la habitación, 290 K
- b : ancho de banda de la potencia de ruido de sistema receptor (Hz)
- f_c : factor de ruido asociado con las pérdidas de circuito de antena
- l_c : pérdida de circuito de antena (potencia de entrada disponible/potencia de salida disponible)
- f_t : factor de ruido asociado con las pérdidas de línea de transmisión
- l_t : pérdida de línea de transmisión (potencia de entrada disponible/potencia de salida disponible)
- f_r : factor de ruido de receptor.

Con respecto a la Fig. 8.4, si bien las relaciones de potencia señal/ruido, se pueden medir a la salida del circuito de antena, ésta no es la situación adecuada para referenciar la calidad del sistema. En vez, la salida de la antena es donde se desea especificar la relación de la potencia señal/ruido del sistema, el factor de ruido de antena, f_a , y el factor de ruido de sistema, f . En base a estas ecuaciones, el factor de ruido de sistema se puede escribir

$$f = f_a + l_a(f_c - 1) + l_a l_c(f_t - 1) + l_a l_c l_t(f_r - 1) \quad (8-19)$$

Con el supuesto de que la antena propiamente dicha no tiene pérdidas ($l_a = 1$), el factor de ruido de sistema se convierte en la ecuación (1) de la Recomendación UIT-R P.372:

$$f = f_a + (f_c - 1) + l_c(f_t - 1) + l_c l_t(f_r - 1) \quad (8-20)$$

Todos los parámetros de la ecuación dependen del sistema receptor, salvo el factor de ruido de antena, f_a , que indica la cantidad de ruido de entorno que interceptará una antena en un entorno particular y un ancho de banda especificado. El índice de ruido de antena, F_a , representa el factor de ruido de antena en decibelios:

$$F_a = 10 \log_{10} (f_a) \quad (8-21)$$

La potencia de ruido de entorno, P_n , es la forma (dB) de p_n :

$$\begin{aligned} P_n &= 10 \log_{10} (p_n) \\ &= F_a - 204 + B \end{aligned} \quad \text{dBW} \quad (8-22)$$

donde el ancho de banda del ruido, B , es la forma (dB) de b :

$$B = 10 \log_{10} (b) \quad \text{dB(Hz)} \quad (8-23)$$

A menudo, el valor del ancho de banda de ruido se acerca al del ancho de banda de la señal del receptor 3 dB.

En la Recomendación UIT-R P.372 se ofrecen valores para el índice de ruido de antena.

8.3 Información sobre índice de ruido de antena de la Recomendación UIT-R P.372

La Recomendación UIT-R P.372 proporciona información sobre el índice de ruido de antena para sistemas que funcionan entre 0,1 Hz y 100 GHz. Tres tipos de ruido de entorno pueden estar presentes en la antena receptora: ruido atmosférico, ruido galáctico y ruido artificial. Los niveles de ruido atmosférico varían durante el día, y los valores más altos ocurren por la noche. El ruido artificial, como se indica en la Recomendación, es mayor en los entornos urbanos y menor en los entornos rurales calmos. (Se señala que la fuente del ruido artificial de las estimaciones de la Recomendación provienen de las referencias [8-2 y 8-3], cuyos datos de medición se recogieron hace 25 años.) Normalmente, el ruido galáctico es de 5 a 10 dB superior al del ruido en las zonas rurales calmas.

La mayoría de los sistemas radioeléctricos móviles terrestres (LMR, *land mobile radio*) funcionan en la gama de frecuencias de alrededor de 30 MHz a 3 GHz. En esta gama de frecuencias, no es necesario tener en cuenta el ruido atmosférico. La Fig. 10 de la Recomendación presenta el índice de ruido de antena, F_a , y el índice medio de ruido de antena F_{am} , en esta gama, en la que predominan fuentes de ruido artificial y ruido galáctico.

La Recomendación proporciona una estimación del índice medio de ruido en las zonas comerciales obtenida mediante la ecuación para sistemas en la gama de frecuencias $200 \text{ MHz} < f_{\text{MHz}} < 900 \text{ MHz}$:

$$F_{am} = 44.3 - 12.3 \log_{10} f_{\text{MHz}} \quad (8-24)$$

El Cuadro 8.1 es una comparación de los resultados de índice total de ruido de sistema para dos sistemas que funcionan a 200 y 900 MHz mediante la ecuación mencionada más arriba para estimar F_{am} en las dos frecuencias de explotación. Se seleccionan los valores típicos para el índice de ruido de receptor y las pérdidas de circuito de antena y de línea de transmisión.

CUADRO 8.1

Comparación de índices de ruido de sistema para sistemas LMR a 200 y 900 MHz

		Sistema a 200 MHz	Sistema a 900 MHz
Antena	F_{am}	16 dB	8 dB
	f_{am}	39,81	6,26
Circuito de antena	L_c	1 dB	1 dB
	l_c	1,26	1,26
Línea de transmisión	L_t	1 dB	1 dB
	l_t	1,26	1,26
Receptor	F_r	9 dB	9 dB
	f_r	7,94	7,94
	b	6 kHz	6 kHz
Sistema	F	17,1 dB	12,5 dB
	f	51,42	17,86
	P_n	-149,1 dBW	-153,7 dBW

Para estos dos casos particulares, el índice de ruido de sistema y la potencia de ruido de sistema están dominados por el ruido de entorno en el sistema 200 MHz y por el ruido de receptor en el sistema 900 MHz.

El índice mediano de ruido, F_{am} , representa el valor esperado en 50% de tiempos y 50% de situaciones, en un entorno particular. Para estimar el ruido artificial en otros tiempos, la Recomendación UIT-R P.372 proporciona valores de decilo relativos a la mediana. El nivel de ruido artificial que estaría disponible para al menos el 90% del tiempo (teniendo en cuenta la variación dentro de la hora) en una posición determinada se obtiene restando el valor decilo inferior, D_l , de la mediana, F_{am} . Igualmente, el nivel de ruido para no más del 10% del tiempo (teniendo en cuenta la variación dentro de la hora) se estima sumando el valor decilo superior, D_u , a la mediana. El Cuadro 2 de la Recomendación indica diferentes valores de decilo superior para los entornos diferentes comercial, residencial y rural, y únicamente para las frecuencias de explotación de hasta 250 MHz. Un nuevo examen de los datos originales [8-4] indica que los valores de decilo se deberían cambiar por $D_u = 9,7$ dB y $D_l = 7$ dB, sin tener en cuenta el ruido artificial y la frecuencia.

En un entorno dado, el índice de ruido cambiará de situación en situación. La desviación típica del índice de ruido mediano debido a la variabilidad de situaciones, σ_L , viene dada por [8-2] en el Cuadro 8.2, para una frecuencia de explotación, 250 MHz, que se encuentra dentro del espectro radioeléctrico móvil terrestre objeto de estudio.

CUADRO 8.2

Desviación típica de la variabilidad de situaciones a 250 MHz

Entorno	Comercial	Residencial	Rural
σ_L	3,8 dB	2,9 dB	2,3 dB

Una observación de [8-5] basada en mediciones de ruido hechas en época más reciente que la de la Recomendación UIT-R P.372 señala que el ruido artificial tiene un carácter diurno, que depende de la actividad humana. Ahora bien, las mediciones no muestran la variabilidad con el tiempo horaria, como se presentan en la Recomendación UIT-R P.372. Se apuntó que el ruido de los automóviles no es un gran contribuyente al ruido artificial, como se dijo cuando se hicieron las mediciones para obtener las ecuaciones de ruido artificial de la Recomendación. Por desgracia no se han hecho mediciones de ruido suficientes para demostrar si esta conclusión tiene fundamento.

Podrían ser más importantes otros contribuyentes al ruido de banda ancha, como los dispositivos digitales y las fuentes de potencia en modo conmutado. Estas fuentes tienen características diferentes, especialmente en lo que respecta a los niveles de cresta a media y las componentes espectrales discretas a frecuencias de reloj y armónicos.

8.4 Mediciones de ruido para aplicaciones específicas

En algunas aplicaciones radioeléctricas móviles terrestres, los niveles de señal pueden estar cerca del nivel de ruido de sistema. En esos casos, las mediciones de ruido en los entornos en los que se utilizarán esos sistemas proporcionarán mejores estimaciones de los niveles de ruido que las estimaciones basadas en datos históricos, como las de la Recomendación UIT-R P.372.

En [8-6] se ofrece una metodología para medir el ruido de radiofrecuencia, que identifica las soluciones de compromiso cuando se utiliza un receptor de comunicaciones (diseñado para una aplicación del servicio móvil terrestre) y un receptor para mediciones de laboratorio. Otro informe reciente [8-7] proporciona información y detalles sobre el proceso de medición del ruido utilizado para recoger las características de medida del ruido en la banda 136-138 MHz. Más recientemente, se han efectuado mediciones del ruido móvil [8-8] en las que se relacionan los niveles de ruido con varias categorías de ocupación del suelo-cobertura del suelo (LULC, *land use - land cover*). La misma referencia describe el proceso utilizado para efectuar las mediciones de sistemas móviles.

8.5 Referencias Bibliográficas

- [8-1] FRIIS, H. T. [julio de 1944] Noise figures of radio receivers. *Proc. IRE*, 32(7), p. 419-422.
- [8-2] SPAULDING, A. D. y DISNEY, R. T. [junio de 1974] Man-made radio noise Part 1: Estimates for business, residential, and rural areas. U.S. Department of Commerce, OT Report 74-38.
- [8-3] DISNEY, R. T. [1972] Estimates of man-made noise levels based on the Office of Telecommunications ITS data base. *Proc. IEEE International Conference on Communications*, Order No. 72CH0622-1-COM, 20-13/20-19.
- [8-4] SPAULDING, A. D. y STEWART, F. G. [enero de 1987] An updated noise model for use in IONCAP. U.S. Department of Commerce, NTIA Report 87-212.
- [8-5] WEBSTER, J. G. Editor (Roger Dalke, Autor de Sección), [1999] Radio Noise, IN: *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Nueva York, Estados Unidos de América, p. 128-140.
- [8-6] Telecommunications Industry Association [1999] Wireless communications systems performance in noise- and interference-limited situations recommended methods for technology-independent modeling, simulation, and verification. TIA document TSB-88A.
- [8-7] ACHATZ, R. y otros [septiembre de 1998] Man-made noise in the 136-138 MHz VHF meteorological satellite band. NTIA Report 98-355, U.S. Department of Commerce, Boulder CO, Estados Unidos de América.
- [8-8] RUBINSTEIN, T. N. [septiembre de 1998] Clutter losses and environmental noise characteristics associated with various LULC categories. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 44(3), p. 286-293.
- [8-9] HESS, G. C. [1998] *Handbook of land mobile radio system coverage*. Artech House, Boston, p. 201-02.
- [8-10] SIWIAK, K. [1995] *Radio propagation and antennas for personal communication*. Artech House, Boston, Estados Unidos de América, p. 80-81.
- [8-11] SKOMAL, E. N. y SMITH, A. A. Jr., [1985] *Measuring the radio frequency environment*. Van Nostrand Reinhold, Nueva York, Estados Unidos de América, p. 2-7.

CAPÍTULO 9

CARACTERÍSTICAS DE CANAL PARA SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL

En un enlace radioeléctrico, una parte de la energía radiada por la antena transmisora alcanza la antena receptora mediante trayectos diferentes. A lo largo de estos trayectos se pueden producir interacciones entre el campo electromagnético y diversos objetos. Las posibles interacciones son: reflexión especular en superficies del plano largas, dispersión difusa de superficies que exhiben pequeñas irregularidades o de objetos de tamaño pequeño, transmisión a través de material denso, oscurecimiento por obstáculos, etc. En la situación de la antena receptora, el campo eléctrico resultante se dispersa en el tiempo y en la dirección. En los sistemas radioeléctricos que usan modulación digital, es importante conocer las propiedades del canal radioeléctrico caracterizado por una variabilidad temporal y una dispersión de frecuencias. En estos entornos radioeléctricos, no sólo es importante la señal de banda estrecha sino, también, las componentes de dispersión en el tiempo y los ángulos de llegada de cada uno de los trayectos múltiples. Las señales multitrayecto no se consideran únicamente como interferentes, pues en algunos sistemas su energía se utiliza para mejorar el nivel de la señal.

La naturaleza dispersiva del canal de propagación se describe mediante la respuesta al impulso $h(\vec{x}, \tau, \varphi)$ del campo eléctrico, que depende del ángulo y varía con las situaciones:

$$h(\vec{x}, \tau, \varphi) = \sum_{i=1}^n h_i(\vec{x}, \tau, \varphi) \quad (9-1)$$

donde:

- \vec{x} : denota la situación de la estación móvil
- τ : dispersión en el tiempo
- φ : ángulo de llegada
- n : número de señales multitrayecto.

Cada de una de estas componentes consiste en una parte especular y una parte difusa.

9.1 Caracterización en el dominio del tiempo

Al considerar el canal de propagación entre la antena transmisora y la antena de un receptor estacionario, el espectro de retardo de intensidad de campo (FDS, *field strength-delay spectrum*) describe la compleja respuesta al impulso $g(t)$ del terreno en una banda de frecuencia estrecha alrededor de f_0 :

$$\underline{g}(t) = \sum_{i=1}^n g_i e^{j\psi_i} \delta_0(t - \tau_i) \quad (9-2)$$

donde:

- g_i : amplitud de la señal i -ésima
- ψ_i : fase de la señal i -ésima
- τ_i : retardo de la señal i -ésima.

Puesto que el ancho de banda del receptor está limitado, las señales que llegan dentro de un cierto periodo de tiempo no se pueden resolver. Esto se tiene en cuenta mediante la convolución de $g(t)$ con la función de respuesta al impulso de receptor $w(t)$, que se ajusta a la señal de transmisor:

$$\underline{h}(t) = \underline{g}_a(t) * \underline{w}(t) \quad (9-3)$$

$\underline{g}_a(t)$ es el FDS, donde cada señal multitrayecto es ponderada con los diagramas de antena del transmisor y el receptor. Entonces, se puede derivar la potencia recibida prevista, $P_m(t)$:

$$P_m(t) = cE \left[\underline{h}(t) \underline{h}^*(t) \right] \quad (9-4)$$

c es una constante que convierte la intensidad de campo en potencia recibida. Basándose en $P_m(t)$, se puede derivar la dispersión de retardos S [9-1] a partir de la caracterización del canal de propagación en el dominio del tiempo:

$$S = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t^2 P_m(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} t P_m(t) dt - t_m^2} \quad (9-5)$$

donde:

$$t_m = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t P_m(t) dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_m(t) dt} \quad (9-6)$$

S es un criterio basto para evaluar la calidad de un sistema digital. Mientras S sea pequeño en comparación con la duración T del símbolo digital, se puede suponer que el canal es resistente a la interferencia entre símbolos.

9.2 Caracterización en el dominio de frecuencia

Muchas aplicaciones, como las técnicas de salto de frecuencias o de espectro ampliado, exigen la caracterización del canal de propagación en el dominio de frecuencia. La relación entre la respuesta al impulso compleja $\underline{g}_a(t)$ y la función de transferencia compleja viene dada por la transformada de Fourier:

$$\underline{G}_a(f) = \sum_{i=1}^n g_{a,i} e^{-j(2\pi f \tau_i - \psi_{a,i})} \quad (9-7)$$

donde:

$g_{a,i}$: amplitud de la señal i -ésima ponderada con los diagramas de antena

$\psi_{a,i}$: fase de la señal i -ésima ponderada con los diagramas de antena.

Puesto que las amplitudes y fases de las componentes multitrayecto dispersadas varían estadísticamente, $G_a(f)$ es también una variable de proceso estocástico. Este tipo de proceso estacionario se describe mediante su función de autocorrelación [9-2]. La función de autocorrelación que describe el proceso aleatorio en el dominio de frecuencia es la función de correlación de frecuencias (FCF, *frequency correlation function*):

$$l_{HH}(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{H}(f) \underline{H}^*(f + \Delta f) df \quad (9-8)$$

donde:

$$\underline{H}(f) = \underline{G}_a(f) \underline{W}(f) \quad (9-9)$$

y $W(f)$ es la transformada de Fourier de $w(t)$. En [9-2] se ofrece una descripción más completa de las funciones de correlación de canal radioeléctrico móvil. l_{HH} es una medida para cuantificar los efectos de desvanecimiento selectivo en frecuencia. De l_{HH} se derivan parámetros como el ancho de banda de correlación o de coherencia [9-1] del canal radioeléctrico.

9.3 Caracterización en el dominio angular y los espectros Doppler

La frecuencia Doppler $f_{d,i}$ de cada señal multitrayecto depende de la velocidad del vehículo, la longitud de onda y el ángulo de llegada.

$$f_{d,i}(\alpha_i) = \frac{v}{c_0} f_0 \cos \alpha_i = f_{d,máx} \cos \alpha_i \quad (9-10)$$

donde:

- v : velocidad del vehículo
- c_0 : velocidad de la luz
- α_i : ángulo de incidencia en el acimut
- $f_{d,máx}$: desplazamiento Doppler máximo.

Los desplazamientos Doppler máximos se producen en $i = 0^\circ$ y 180° . Puesto que cada señal multitrayecto tiene un ángulo de llegada y una amplitud diferentes, existe un amplio espectro Doppler. Este fenómeno es bien conocido en la documentación [9-2, 9-3]. A efectos de planificación, se aplica en general el caso simplificado del denominado espectro de Jakes [9-3] en el que se supone que todas las señales entrantes tienen la misma magnitud y ángulos de llegada igualmente distribuidos. Este supuesto caracteriza el caso más desfavorable.

La aplicación de múltiples antenas directivas, o sea diversidad direccional, puede ocasionar mejoras de capacidad significativas en los sistemas radioeléctricos móviles celulares. No obstante, en estos conceptos de antena los ángulos de llegada son importantes. Por consiguiente, se han desarrollado modelos de canal direccional [9-4, 9-5].

9.4 Canales WSSUS

Uno de los supuestos más populares para una simplificación físicamente razonable de la descripción de la señal en los canales radioeléctricos móviles es el de dispersor no estrictamente estacionario sin correlación (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scatterer*). El caso no estrictamente estacionario (WSS, *wide-sense stationary*) significa:

- el valor medio de la señal en el dominio del tiempo es constante
- la función de correlación en el tiempo de la señal en el dominio del tiempo depende únicamente de la diferencia de tiempo Δt y no del tiempo absoluto propiamente dicho.

En situaciones prácticas, se producen condiciones WSS durante periodos cortos que corresponden a regiones pequeñas cuando la estación móvil se está desplazando. Las regiones estacionarias consisten normalmente en varias longitudes de onda λ hasta varias decenas de longitudes de onda λ .

El supuesto de dispersor sin correlación (US, *uncorrelated scatterer*) acompaña al supuesto WSS, ya que supone que las contribuciones con diferentes retardos τ no están correlacionadas desde el punto de vista estadístico. Esta condición significa que los procesos de interferencia, que causan fluctuaciones estadísticas de la amplitud, son independientes para los diferentes grupos de dispersores, o sea grupos de dispersores que no se pueden resolver en dirección. El supuesto WSSUS se cumple típicamente en los entornos macrocelulares. No obstante, las investigaciones de [9-6] han demostrado que el supuesto US se infringe a menudo en células pequeñas, especialmente en entornos de interior.

9.5 Modelización del canal de banda ancha

Para predecir las características del canal radioeléctrico de banda ancha se han elaborado modelos generales y específicos. Los métodos específicos se utilizan para predecir las características de canal para una zona específica, mientras que los modelos generales se utilizan en las simulaciones de sistemas.

9.5.1 Modelos de canal específicos

Hay modelos específicos para una instalación determinada, tanto para zonas rurales como para zonas urbanas. En las zonas rurales, el énfasis se coloca en la detección automática de largas y excesivas dispersiones en el tiempo. La tarea de predecir señales multitrayecto se puede dividir en dos etapas. La primera consiste en un algoritmo para extraer las zonas de dispersión pertinentes. Todos los enfoques conocidos, por ejemplo [9-7, 9-8, 9-9] tienen en cuenta sólo los procesos de dispersión única. Por consiguiente, cada posible zona de dispersión tiene que cumplir la condición de visibilidad directa (LoS) tanto para el transmisor como para el receptor. En la segunda etapa, se calcula la pérdida de trayecto para cada señal multitrayecto. El cálculo consiste en tres partes:

- propagación desde el transmisor hasta la superficie dispersante,
- proceso de dispersión en la superficie,
- propagación desde la superficie dispersante hasta el receptor.

Las bases de datos de terreno digitales consisten en datos de trama con una resolución de 50 m a 200 m que contienen información sobre altura del terreno y ocupación del suelo, resultan suficientes para las zonas rurales.

En las zonas urbanas, se aplican técnicas de lanzamiento de rayos o de delineamiento de rayos para predecir las señales multitrayecto con bases de datos de edificios de alta resolución, por ejemplo [9-9, 9-10, 9-11, 9-12]. Se utilizan formatos de datos de trama y de vector. Debido a la complejidad del entorno, hay que tener en cuenta los procesos de dispersión múltiple y de difracción en los planos de propagación transversales.

En [9-6] se ofrece un examen detallado de los modelos para ambos entornos. En [9-9, 9-13] se describen modelos de propagación tridimensionales para determinar las características del canal.

9.5.2 Modelos de canal generales para simulaciones de sistemas

Los modelos de canal radioeléctrico móvil son fundamentales en el estudio de los sistemas radioeléctricos. Tienen que reproducir las características típicas observadas en los datos de

medición tomados de una cantidad de entornos representativos diferentes. Se han elaborado dos modelos de este tipo en los programas de investigación europeos COST207 [9-14] y COST259 [9-4].

9.5.2.1 Perfiles de retardo COST207

El modelo COST207 [9-14] proporciona una colección de canales sugeridos para probar los entornos rurales y urbanos (con y sin colinas), con implantaciones de 6 ó 12 derivaciones de abonado. Los elementos básicos (configuración) de la simulación de canal son:

- valores de retardo en las derivaciones conforme a diferentes perfiles;
- potencia media de la derivación y distribución de Rayleigh (llegado el caso, se utiliza una distribución de Rice para el primer rayo);
- tipos de espectro Doppler: clásico [9-3], gaussiano (dos tipos diferentes) y riciano (clásico + rayo directo).

Los modelos COST207 se han utilizado como referencia para muchas mediciones y en varios estudios teóricos y sobre la calidad casi siempre, pero no exclusivamente, en los sistemas GSM.

9.5.2.2 Modelos de canal direccional COST259

Para tener en cuenta la directividad del canal radioeléctrico, el proyecto COST259 elaboró modelos de canal direccional (DCM-COST259) [9-4]. Estos modelos se pueden considerar como una extensión y nuevo desarrollo de los perfiles de retardo COST207.

Para tener en cuenta la variedad de las características topográficas y eléctricas enormemente diferentes de los diferentes entornos de propagación, COST259 definió una estructura de 3 niveles, con un marco del que se pueden deducir los modelos de canal.

En el nivel superior, se hace una distinción por tipo de célula. Para cada tipo de célula, se identifica una cantidad de entornos radioeléctricos (RE, *radio environments*). La expresión entorno radioeléctrico se refiere a toda una clase de condiciones de propagación que exhiben características típicas o similares y que se pueden relacionar con las inmediateces en las que funciona el sistema de comunicación. Las características topográficas de un RE vienen dadas por una cantidad de parámetros externos, como la banda de frecuencias, la altura media de la estación de base y la estación móvil, su distancia media, las alturas de edificio medias y sus separaciones, etc. Además, también se define si el trayecto de propagación tiene o no visibilidad directa (LoS/NLoS).

Las condiciones de propagación que se observan en cada RE se caracterizan estadísticamente mediante un conjunto de funciones de densidad de probabilidad y/o momentos estadísticos. Puesto que los miembros de este conjunto caracterizan las condiciones de propagación de todo el RE, se los denomina parámetros globales (GP, *global parameters*). Son los parámetros de canal clave que proporciona la información necesaria para las decisiones básicas sobre el diseño de sistema o la técnica de modulación, la longitud de ráfaga, los esquemas de codificación, etc.

El tercer nivel de DCM-COST259 consiste en escenarios de propagación, que se definen como realizaciones aleatorias de las condiciones de incidencia. Estas últimas se especifican mediante parámetros locales (LP, *local parameters*) aleatorios. Un posible conjunto de LP se puede obtener de los parámetros de las ondas incidentes en la situación de la antena de recepción, o sea: número,

amplitud compleja, retardo y dirección de incidencia o, igualmente, mediante la descripción de la posición de la estación de base, la estación móvil y los objetos dispersos que interactúan con el campo electromagnético. Las propiedades estadísticas de los LP son las que arroja el conjunto de parámetros globales definidos en el segundo nivel del DCM-COST259.

9.6 Referencias Bibliográficas

- [9-1] COX, D. C. y LECK, R. P. [1975] Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-23, p. 1271-1280.
- [9-2] BELLO, P. A. [1963] Characterisation of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. Comm.* Vol. COM-11, p. 360-393.
- [9-3] JAKES, Wm. C. (ed) [1974] *Microwave Mobile Communications*. Wiley, Nueva York, Estados Unidos de América.
- [9-4] COST 259 [marzo de 2001] *Wireless Flexible Personalised Communications*. Final Report, Ed. Luis M. Correia, Wiley, Nueva York, Estados Unidos de América.
- [9-5] BLANZ, J. J. y JUNG, P. [1998] A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-46, p. 367-371.
- [9-6] COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission, EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- [9-7] LIEBENOW, U. y KUHLMANN, P. [1996] A three-dimensional wave propagation model for macrocellular mobile communication networks in comparison with measurements. 45th IEEE Vehicular Technology Conference Record, Atlanta, Estados Unidos de América, 28 de abril-1 de mayo, p. 1623-1627.
- [9-8] DAVIDSEN, K. y DANIELSEN, M. Predicting impulse responses in mountainous areas. PIMRC'94 Conference Record, La Haya, Países Bajos, p. 25-27.
- [9-9] KÜRNER, Th., CICHON, D. y WIESBECK, W. [septiembre de 1993] Concepts and results for 3D digital terrain based wave propagation models – an overview. *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, Vol. 11, p. 1002-1012.
- [9-10] GSCHWENDTNER, G., WÖLFLE, B., BURK, F. y LANDSTORFFER, M. [1995] Ray tracing vs. ray launching in 3D-microcell modelling. Proc. European Personal and Mobile Communications Conference EPMCC'95, Bolonia, Italia, 24-26 de noviembre, p. 74-79.
- [9-11] RIZK, K., WAGEN, J. -F. y GARDIOL, F. [septiembre de 1994] Ray, tracing based path loss prediction in two micro cellular environments. In Personal, Indoor and Mobile Radio Conference PIMRC'94 Conf. Record, p. 384-388, La Haya, Países Bajos.
- [9-12] BERTONI, H. L., HONCHARENKO, W., MACIEL, L. R. y XIA, H. H. [1994] UHF propagation prediction for wireless personal communications. *Proc. IEEE*, Vol. 83, 9, p. 1333-1359.
- [9-13] KÜRNER, Th., CICHON, D. y WIESBECK, W. [marzo de 1996] Evaluation and characterisation of the VHF/UHF propagation channel based on a 3-D-wave propagation model. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 44, 3, p. 393-404.
- [9-14] COST 207 [1989] Digital land mobile radio communications. Final Report, Office Official Publ. Eur. Commission., ISBN 92-825-9946-9.

BIBLIOGRAFÍA

La lista que se ofrece a continuación contiene referencias sugeridas para utilizar como material de referencia sobre la propagación de las ondas radioeléctricas en un entorno terrenal móvil terrestre:

Textos del UIT-R

Véase el § 1.3.

Libros

- BARCLAY, L. W., CRAIG, K. H., BACON, D. F. y HEWITT, M. T. (Eds.) [2002] *Propagation of Radiowaves 2nd Edition*. The Institution of Electrical Engineers.
- BECKMANN, P. y SPIZZICHINO, A. [1987] *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. 503 pp., Artech, Norwood, Estados Unidos de América.
- BLAUNSTEIN, N. [2000] *Radio Propagation in Cellular Networks*. Artech.
- BOITHIAS, L. [1987] *Radio Wave Propagation*. McGraw-Hill.
- CÁTEDRA, M. F. y PÉREZ-ARRIAGA, J. [1999] *Cell Planning for Wireless Communications*. Artech House.
- HESS, G. C. [1997] *Handbook of Land Mobile Radio Coverage*. Artech.
- JAKES, Wm. C. (Ed) [1974] *Microwave Mobile Communications*. Nueva York, Wiley.
- LEE, Wm. C. Y. [1995] *Mobile Communications Design Fundamentals. 2ª Ed.*, : McGraw Hill.
- LEE, Wm. C. Y. [1982] *Mobile Communications Engineering*. 464 pp., McGraw-Hill.
- PARSONS, J. D. [1992] *The Mobile Radio Propagation Channel. 2ª Ed.*, Wiley.
- PICQUENARD, A. [1974] *Radio Wave Propagation*. Wiley.
- SHIBUYA, S. [1987] *A Basic Atlas of Radio-Wave Propagation*. Wiley, p. 264.
- SIWIAK, K. [1998] *Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications. 2ª Ed.*, Artech.
- SKOMAL, E. N. [1978] *Man-Made Radio Noise*. Van Nostrand Reinhold.
- SKOMAL, E. N. y SMITH, A. A. Jr. [1985] *Measuring the Radio Frequency Environment*. Van Nostrand Reinhold.

Conjuntos de datos, en línea

GLOBE Task Team y otros (Hastings, David A., Paula K. Dunbar, Gerald M. Elphinstone, Mark Bootz, Hiroshi Murakami, Hiroshi Maruyama, Hiroshi Masaharu, Peter Holland, John Payne, Nevin A. Bryant, Thomas L. Logan, J.-P. Muller Gunter Schrier y John S. MacDonald), eds., 1999. *The Global land one-kilometre base elevation (GLOBE) Digital Elevation Model, Version 1.0*. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Estados Unidos de América. Base de datos digital en la web: (URL: <http://www.ngdc.noaa.gov/seg/topo/globe.shtml>) y en CD-ROM.

Monografías e informes

- ACHATZ, R. y otros [septiembre de 1998] Man-made noise in the 136-138 MHz VHF meteorological satellite band. NTIA Report 98-355, U.S. Department of Commerce, National Telecommunications and Information Administration, Boulder CO. NTIS Accession Number PB 99 127 052.
- CAUSEBROOK, J. H. y DAVIES, B. [1971] Tropospheric radiowave propagation over irregular terrain: the computation of field strength for UHF broadcasting. BBC Research Report, No. 43.
- COST 207 [1989] Digital Land Mobile Radio Communications. Final Report, Office Official Publ. Comisión Europea, ISBN 92-825-9946-9.
- COST 231 [1999] Digital mobile radio towards future generation systems. Final Report, Office Official Publ. Comisión Europea, EUR 18957, ISBN 92-828-5416-7.
- COST 259 [marzo de 2001] Wireless flexible personalised communications. Final Report, Ed. Luis M. Correia, Wiley.
- HASTINGS, D. A. y DUNBAR, P. K. [1999] Global land one-kilometre base elevation (GLOBE) digital elevation model. Documentation Volume 1.0. Key to Geophysical Records Documentation (KGRD) 34. National Oceanic and Atmospheric Administration, National Geophysical Data Center, 325 Broadway, Boulder, Colorado, 80305, Estados Unidos de América.
- HUFFORD, G. A., LONGLEY, A. G. y KISSICK, W. A. [abril de 1982] A guide to the use of the ITS irregular terrain model in the area prediction mode. NTIA Rep. 82-100. NTIS Accession Number PB 82 217 977.
- LONGLEY, A. G. [abril de 1978] Radio propagation in urban areas. OT Rep. 78-144. NTIS Accession Number PB 281 932.
- LONGLEY, A. G. y RICE, P. L. [1968] Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain – a computer method. ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67. NTIS Accession Number AD 676 874.
- RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. y BARSIS, A. P. [1965] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Nota Técnica 101; dos volúmenes; publicada el 7 de mayo de 1965. NTIS Accession Numbers AD 687 820 y AD 687 821.
- SPAULDING, A. D. y DISNEY, R. T. [junio de 1974] Man-made radio noise Part 1: Estimates for business, residential, and rural areas. U.S. Department of Commerce, OT Report 74-38. NTIS Accession Number COM 75 10798.
- SPAULDING, A. D. y STEWART, F. G. [enero de 1987] An updated noise model for use in IONCAP. U.S. Department of Commerce, NTIA Report 87-212. NTIS Accession Number PB 87 165 007.
- TIA [1999] Wireless communications systems performance in noise- and interference-limited situations recommended methods for technology-independent modeling, simulation, and verification. TIA document TSB-88A. Telecommunications Industries Association.

Conferencias y Artículos de Revistas

- AGUIRRE, S. [1994] Radio propagation into buildings at 912, 1920, and 5990 MHz using microcells. 3rd ICUPC Record, p. 129-134.
- ANDERSON, H. R. [septiembre de 1993] A ray-tracing propagation model for digital broadcast systems in urban areas. *IEEE Trans. Broadcasting*, **39**(3), p. 309-317.

- ANDERSON, H. R. [noviembre de 1993] Digital terrain database structures and accuracy requirements for propagation modelling. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No. 1993/212, p. 6/1–6/5.
- BADSBERG, M., ANDERSEN, J. B. y MOGENSEN, P. [enero de 1995] Exploitation of the Terrain Profile in the Hata Model. COST 231 TD(95)009.
- BELLO, P.A. [1963] Characterisation of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-11, p. 360-393.
- BERTONI, H. L., HONCHARENKO, W., MACIEL, L. R. y XIA, H. H. [1994] UHF propagation prediction for wireless personal communications. *Proc. IEEE*, **83**(9), p. 1333-1359.
- BETHE, H. A. [1944] Theory of diffraction by small holes. *Phys. Rev.*, Vol. 66, p. 163-182.
- BLANZ, J. J. y JUNG, P. [1998] A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-46: p. 367-371.
- BROWN, G. S. y CURRY, W. J. [1982] A theory and model for wave propagation through foliage. *Radio Sci*, **17**(5), septiembre-octubre, p. 1027-1056.
- BULLINGTON, K. [octubre de 1947] Radio propagation at frequencies above 30 megacycles. *Proc. IRE*, **35**(10), p. 1122-1136.
- BULTITUDE, R. J. C. y BEDAL, G. K. [1989] Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, **7**(1).
- COX, D. C. y LECK, R. P. [1975] Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels. *IEEE Trans. Comm.* COM-23: p. 1271-1280.
- DADSON, C. E. [1979] Radio network and radio link surveys derived by computer from a terrain data base. AGARD Conf. Proc., p. 25-1 to 25-17.
- DALKE, R. y otros [agosto de 1998] Measurement and analysis of man-made noise in VHF and UHF bands. IEEE 1997 Wireless Comm. Conf. Record, p. 427-431.
- DALKE, R. y otros [1998] Statistics of man-made noise at 137 MHz. RAWCON Conf. Record, p. 229-233.
- DANIELSEN, M. [octubre de 1991] Mobile telephone with 100 percentage coverage of the mountainous Faroe Islands. 6th World Telecom Forum, Tech. Symp., Proc., p. 219-223.
- DAVIDSEN, K. y DANIELSEN, M. [1994] Predicting impulse responses in mountainous areas. PIMRC '94 Conf. Record, La Haya, Países Bajos, p. 25-27.
- DAVIDSON, A. L. y otros [febrero de 1997] Measurement of building penetration into medium buildings at 900 and 1 500 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **46**(1), p. 19-23.
- DE TOLEDO, A. F. y TURKMANI, A. M. D. [1992] Propagation into and within buildings at 900, 1 800, and 2 300 MHz. 42nd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 633-36.
- DEMASSO, E. y otros [abril de 1993] Indoor propagation measurements application to mobile channel modelling. IEE Conf. Pub. 370, p. 146-9.
- DEYGOUT, J. [julio de 1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **14**(4), p. 480-489.
- DIETZ, J. y otros [mayo de 1973] Examination of the feasibility of conventional land-mobile operation at 950 MHz. FCC OCE Report R7202.

- DISNEY, R. T. [1972] Estimates of man-made noise levels based on the Office of Telecommunications ITS data base. *IEEE Int'l. Comm. Conf. Record*, Order No. 72CH0622-1-COM, p. 20-13/20-19.
- DOUGHERTY, H. T. y MALONEY, L. J. [febrero de 1964] Application of diffractions by convex surfaces to irregular terrain situations. *Radio Sci*, 68D(2), p. 239-250.
- DRIESSEN, P. F. [1992] Multipath delay characteristics in mountainous terrain at 900 MHz. 42nd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 520-523.
- DURANTE, J. M. [1973] Building penetration loss at 900 MHz. 23rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record.
- EDWARDS, R. y DURKIN, J. Computer prediction of services for v.h.f. mobile radio networks. *Proc. IEE*, **116**(9), p. 1493-1500.
- EPSTEIN, J. y PETERSON, D. W. [mayo de 1953] An experimental study of wave propagation at 850 Mc. *Proc. IRE*, **41**(5), p. 595-611.
- FRIIS, H. T. [mayo de 1946] A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, **34**(5), p. 254-256.
- FRIIS, H. T. [julio de 1944] Noise figures of radio receivers. *Proc. IRE*, **32**(7), p. 419-422.
- GAHLEITNER, R. y BONEK, E. [1994] Radio wave penetration into urban buildings in small cells and microcells. 44th IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 887-91.
- GREEN, J. A. y PULLEN, I. R. [1995] Building penetration loss measurements for digital analog broadcasting. IEE Coll. on Propagation in Bldgs, Digest No 1995/134, p. 1/1-1/6.
- GROßKOPF, R. [mayo de 1994] Prediction of urban propagation loss. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **42**(5), p. 658-665.
- GSCHWENDTNER, G. W., BURK, B. y LANDSTORFFER, F. M. [1995] Ray tracing vs. ray launching in 3D-microcell modelling. Proc. Euron Pers. & Mobile Comm. Conf. EPMCC'95, Bolonia, Italia, 24-26 de noviembre, p. 74-79.
- HACKING, K. [marzo de 1970] U.H.F. propagation over rounded hills. *Proc. IEE*, **117**(3), p. 499-511.
- HAGN, G. H. [1980] VHF radio system performance model for predicting communications operational ranges in irregular terrain. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 28, No. **9**. p. 1637-1644.
- HASHEMI, H. [julio de 1993] The indoor radio propagation channel. *Proc. IEEE*, **81**(7), p. 943-68.
- HATA, M. [1980] Empirical formula for propagation loss in land mobile services. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **29**(3), p. 317-325.
- HOLLOWAY, C. L., PERINI, P. L., DELYSER, R. R. y ALLEN, K. C. [agosto de 1997] Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **46**(3), p. 730-738.
- IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation [febrero de 1988] Coverage Prediction For Mobile Radio Systems Operating In The 800/900 MHz Frequency Range. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **37**(1).
- IKEGAMI, F. [marzo de 1991] Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **39**(3), p. 299-302.
- KIDNER, D. B. y SMITH, K. H. [noviembre de 1993] Data structures for terrain modelling and ground cover data. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No 1993/212, p. 7/1-7/9.

- KOZONO, S. y WATANABE, K. [octubre de 1977] Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio propagation. *IEEE Trans. Comm.*, **25**(10), p. 1133-1143.
- KÜRNER, T. y otros [agosto de 1997] The influence of land usage on UHF wave propagation in the receiver near range. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **46**(3), p. 739-747.
- KÜRNER, Th., CICHON, D. y WIESBECK, W. [septiembre de 1993] Concepts and Results for 3D digital terrain based wave propagation models – an Overview. *IEEE J. Sel. Comm.*, Vol. 11, p. 1002-1012.
- KÜRNER, Th., CICHON, D. y WIESBECK, W. [marzo de 1996] Evaluation and characterisation of the VHF/UHF propagation channel based on a 3-D-wave propagation model. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **44**(3), p. 393-404.
- LAFORTUNE, J. -F. y LECOURE, M. [mayo de 1990] Measurement and modelling of propagation losses in a building at 900 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **39**(2), p. 101-108.
- LEVY, M. F. [noviembre de 1993] Ground cover data and diffraction models. Colloquium on terrain modelling and ground cover data for propagation studies. IEE Digest No 1993/212, p. 3/1-3/4.
- LIEBENOW, U. y KUHLMANN, P. [1996] A three-dimensional wave propagation model for macrocellular mobile communication networks in comparison with measurements. 45th IEEE Veh. Tech. Conf. Record, Atlanta, Estados Unidos de América, 28 de abril–1 de mayo, p. 1623-1627.
- LIENARD, M y otros [1994] Theoretical and experimental study of radio coverage in tunnels using radiating cables. *Ann. Telecomm.*, **49**(3-4), p. 143-53.
- LO, T. y otros [octubre de 1994] A new approach for estimating indoor radio propagation characteristics. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **42**(10), p. 1369-76.
- LOO, C. y SECORD, N. [noviembre de 1991] Computer models for fading channels with applications to digital transmission. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **40**(4), p. 700-707.
- LÓPEZ, G. C. [marzo de 1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **32**(3), p. 297-301.
- LORENZ, R. W. [1980] Field strength prediction method for a mobile telephone system using a topographical data bank. Intl. Conf. on Radio Spectrum Conservation Techniques, p. 6-10, Cuadro 1.
- LÖW, K. [agosto de 1988] UHF measurements of seasonal field-strength variations in forests. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **37**(3), p. 121-124.
- MAEYAMA, T. y otros [febrero de 1993] Analysis of mountain-reflected signal strength in digital mobile radio communications. *IEICE Trans. Comm.*, E76-B(2), p. 98-102.
- MEDEISIS, A. y KAJACKAS, A. [2000] Adaptation of the universal propagation prediction models to address the specific propagation conditions and the needs of spectrum managers. Ant. Prop. (AP 2000), Conferencia sobre el Milenio, 9-14 de abril, Davos.
- MEDEISIS, A. y KAJACKAS, A. [2000] On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas. 51st IEEE Conf. Veh. Tech. (VTC 2000 Spring) Conf. Record, 15-18 de mayo, Tokyo.

- MIDDLETON, J. [noviembre de 1993] A comparison between UHF field strength measurements and predictions using different resolution terrain databases. Colloquium on Terrain Modelling and Ground Cover Data for Propagation Studies, IEE Digest No. 1993212, p. 5/1-5/6.
- MILLINGTON, G., HEWITT, R. y IMMIRZI, F. S. [1961] Double knife-edge diffraction in field strength predictions. *Proc. IEE.*, 1962, 109C(16), p. 419-429.
- MOHR, W. [mayo de 1993] Wideband propagation measurements of mobile radio channels in mountainous areas in the 1 800 MHz frequency range. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 49-52.
- OKUMURA, Y. y otros [septiembre-octubre de 1968] Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. Elec. Comm. Lab.*, 16(9-10), p. 825-873.
- PALMER, F. H. [1978] The CRC VHF/UHF propagation program: Description and comparison with field-measurements. AGARD Conf. Proc., p. 49-1 a 49-15.
- PIAZZI, L. y BERTONI, H. L. [mayo de 1999] Achievable accuracy of site-specific path-loss predictions in residential environments. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **48**(3), p. 922-930.
- PIAZZI, L. and BERTONI, H. L. [agosto de 1998] Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **46**(8), p. 1138-1147.
- RICE, L. P. [enero de 1959] Radio transmission into buildings at 35 and 150 Mc. *BSTJ*, V.38, p. 197-210.
- RIZK, K., WAGEN, J. -F. y GARDIOL, F. [1994] Ray tracing based path loss prediction in two micro cellular environments. Personal, Indoor and Mobile Radio Conference PIMRC'94 Conf. Record, p. 384-388, La Haya, Países Bajos, 18-23 de septiembre.
- RUBINSTEIN, T. N. [septiembre de 1998] Clutter losses and environmental noise characteristics associated with various LULC categories. *IEEE Trans. Broad.*, **44**(3), p. 286-293.
- SAINDON, J.-P. y CHOW, S. [abril de 1993] Propagation of radio waves in underground tunnels and underground radio systems. IEE Conf. Pub. 370, p. 155-8.
- SEIDEL, S. Y. y RAPPAPORT, T. S. [febrero de 1992] 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **40**(2), p. 207-17.
- SEKER, S. S. [febrero de 1992] VHF/UHF radiowave propagation through forests: modelling and experimental observations. IEE Proc.-H, **139**(1), p. 72-78.
- SOARES DE ASSIS, M. [marzo de 1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **19**(3), p. 292-5.
- STRUTT, J. (Lord Rayleigh) [1980] On the resultant of a large number of vibrations of the same pitch and arbitrary phase. *Philosophy Mag.*, 10, 1880, p. 73.
- SUZUKI, H. [julio de 1977] A statistical model for urban radio propagation. *IEEE Trans. Comm.*, 25(7), p. 673-680.
- TANAKA, T. y AKEYAMA, A. [1990] Modeling of propagation delay profile in urban areas surrounded by mountains. IEEE Ant. Prop. Int'l. Symp. Digest, p. 1804-1807.
- TANIS, W. J. y PILATO, G. J. [1993] Building penetration characteristics of 880 MHz and 1 922 MHz radio waves. 43rd IEEE Veh. Tech. Conf. Record, p. 206-209.
- TEWARI, R. K. y otros [abril de 1990] Radio wave propagation through rain forests of India. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **38**(4), p. 433-448.

- TURKMANI, A. M. D. y DE TOLEDO, A. F. [diciembre de 1993] Modelling of radio transmissions into and within multistorey buildings at 900, 1 800, and 2 300 MHz. *IEE Proc.-I*, **140**(6), p. 462-470.
- VAN DER POL, B. y BREMMER, H. [1937] The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere, with application to radiotelegraphy and the theory of the rainbow. *Phil. Mag.*, XXIV, p. 141-176 (Parte 1) y p. 825-862 (Parte 2).
- VOGEL, W. y GOLDBIRSH, J. J. [diciembre de 1986] Tree attenuation at 869 MHz derived from remotely piloted aircraft measurements. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **34**(12), p. 1460-1464.
- VOGLER, L. E. [1964] Calculation of groundwave attenuation in the far diffraction region. *Radio Sci.*, **68D**(7), p. 819-826.
- WALFISCH, J. y BERTONI, H. L. [diciembre de 1988] A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, **36**(12), p. 1788-1796.
- WALKER, E. H. [noviembre de 1983] Penetration of radio signals into buildings in the cellular radio environment. *BSTJ*, **62**(9), p. 2719-2734.
- WELLS, P. I. [noviembre de 1977] The attenuation of UHF radio signals by houses. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **26**(4), p. 358-362.

APÉNDICE A

EJEMPLOS PRÁCTICOS

A.1 Ejemplo de prueba y de ajuste de modelos generales empíricos punto a zona (véase también el § 4.1.2)

En el siguiente punto se aborda la prueba y el ajuste de los modelos de predicción de la propagación generales, y se describe el proceso en su forma más simple. Por consiguiente, la intención de este ejemplo es servir de guía, que utilizarán en circunstancias restringidas los usuarios que tienen poca o ninguna experiencia previa y los que no tienen acceso a herramientas complejas de medición y planificación de la propagación.

No obstante, incluso en esta forma tan sencilla, el ejemplo descrito puede servir para mejorar significativamente la precisión de un modelo de predicción de la propagación empírico general (o para elegir el modelo más apropiado entre varios, antes de aplicarlos en una zona de características de propagación desconocidas).

A.1.1 Prueba del modelo (véase también el § 4.1.2.2)

El primer paso es la selección del transmisor o transmisores y receptor de prueba (de referencia). Si no hay posibilidad de utilizar un transmisor de prueba especial, es aconsejable utilizar los transmisores existentes, como las estaciones de base operacionales de los sistemas móviles terrestres en la zona de interés. En el lado receptor se puede utilizar monitores de campo RF de bolsillo calibrados e incluso las unidades de abonado de esos sistemas operacionales objeto de prueba que tengan funciones de monitoreo de campo. Es importante montar la antena del receptor a una altura apropiada, que para los servicios móviles terrestres será de 1,5 a 3 m.

Una vez seleccionado el equipo, conviene trazar un plano para hacer las mediciones. Para ello, se puede usar un mapa de escala apropiada. En él se trazarán las rutas de medición así como los puntos de medición para las mediciones estáticas. En el ejemplo siguiente se supone que se realizan mediciones estáticas, porque las mediciones móviles necesitan acceso a la estación de monitoreo móvil la cual, si está disponible, normalmente está dotada de todas las funciones de medición automatizadas necesarias.

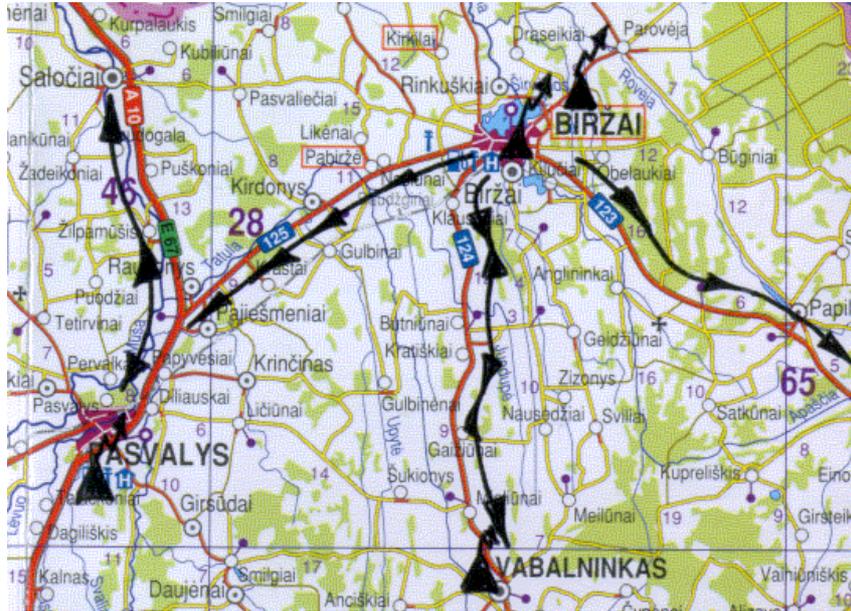
En la Fig. A.1 se ofrece un ejemplo real de plan para las mediciones en una zona rural.

Obsérvese que puede resultar muy conveniente utilizar una estación de base instalada en el cruce de varias rutas que van en diversas direcciones, para efectuar las mediciones en esas rutas, como se muestra en el ejemplo de la Fig. A.1. Pero habrá que poner atención para que los trayectos de medición no abandonen el o los lóbulos principales del diagrama de antena de la estación de base cuando esa estación está dotada de antenas directivas.

Los resultados de las mediciones se recogen en un cuadro en función de la distancia con respecto al transmisor de prueba. Esto también permite una comparación inmediata de los valores medios medidos de la intensidad de campo con los resultados obtenidos mediante uno o más modelos de propagación. Para automatizar este ejercicio, es conveniente utilizar cualquiera de los programas informáticos convencionales de hojas de cálculo. El Cuadro A.1 es un ejemplo real reducido de ese registro.

FIGURA A.1

Ejemplo real de planificación de rutas de medición alrededor de los transmisores de prueba



Ter-0A1

CUADRO A.1

Ejemplo real de registro de mediciones, en el que se comparan los resultados de la modelización y las mediciones

Situación:	Xxxx	Estación	GSM	Hbs (m)	68															
Dirección:	Yyyy	Acimut:	100.0	Hbs eff (m)	73															
		Frecuencia:	951.000	erp (dBW)	25															
Tipo de zona:	Rural, terreno algo ondulado con poca vegetación																			
	Resultados de la modelización				Resultados experimentales:				Conjunto medido											
Puntos:	P.370	Lee	Ok-Hata	Medio	Desviación	Conj.	Confid.	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10			
km	dB(μV/m)				dB	Cant.	+/- dB	dB(μV/m)												
5	65,6	79,5	45,1	65,0	1,9	10	1,2	64,8	63,8	67,8	65,3	60,8	65,8	64,3	65,3	66,8	65,3			
10	50,5	66,4	35,3	42,7	3,2	10	2,0	42,8	44,8	44,3	46,3	45,3	42,3	36,3	39,3	45,8	40,3			
15	41,7	58,7	29,5	49,1	0,8	10	0,5	49,8	48,3	48,8	49,8	48,8	49,3	50,3	49,8	47,8	48,3			
20	35,4	53,3	25,4	36,7	1,1	10	0,7	37,3	36,8	35,8	36,3	38,3	37,8	36,3	34,8	35,8	37,8			
25	30,6	49,1	19,5	27,3	3,0	8	2,1	31,8	30,8	26,8	21,8	26,8	26,8	26,8	27,3					

El ejemplo del Cuadro A.1 se redujo para mostrar los datos correspondientes a sólo cinco puntos de distancia. Normalmente, las mediciones se deberían tomar en al menos 15 a 20 puntos, de espaciamiento igual en toda la zona de cobertura.

Como se muestra anteriormente en la Fig. 4.2 anterior, una representación gráfica que acompañe a la representación tabular del Cuadro A.1 puede resultar muy ilustrativa.

A.1.2 Cómo elegir el mejor modelo (véase también el § 4.1.2.2)

Una vez completadas las mediciones en varias zonas de cobertura representativas, se puede seleccionar imparcialmente los resultados de las mediciones que mejor se ajusten al modelo mediante el criterio de mínimos cuadrados, como se muestra en la ecuación (4-2). A continuación, se ofrece un ejemplo de aplicación de la ecuación (4-2) para comparar tres modelos con las mediciones del Cuadro A.1:

- a) se aplica el criterio de cuadrados mínimos a los resultados de las mediciones del Cuadro A.1 con el modelo de la Recomendación UIT-R P.370:

$$LSC_{P370}^{areaX} = (65,0 - 65,6)^2 + (42,7 - 50,5)^2 + (49,1 - 41,7)^2 + (36,7 - 35,4)^2 + (27,3 - 30,6)^2 = 126,85$$

- b) se aplica el criterio de cuadrados mínimos a los resultados de las mediciones del Cuadro A.1 con el modelo de Lee:

$$LSC_{Lee}^{areaX} = (65,0 - 79,5)^2 + (42,7 - 66,4)^2 + (49,1 - 58,7)^2 + (36,7 - 53,3)^2 + (27,3 - 49,1)^2 = 1614,9$$

- c) se aplica el criterio de cuadrados mínimos a los resultados de las mediciones del Cuadro A.1 con el modelo de Okumura-Hata:

$$LSC_{OH}^{areaX} = (65,0 - 45,1)^2 + (42,7 - 35,3)^2 + (49,1 - 29,5)^2 + (36,7 - 25,4)^2 + (27,3 - 19,5)^2 = 1023,46$$

Estos resultados demuestran que, para este ejemplo particular de conjunto de mediciones, el modelo de la Recomendación UIT-R P.370 proporciona la mejor aproximación porque en el análisis de los cuadrados mínimos se obtiene el valor más bajo. Luego, los resultados generales de los modelos elegidos en todas las zonas de propagación probadas, permiten determinar cuál es el modelo que se ajusta más frecuentemente a los resultados experimentales.

No obstante, hay que insistir en que, para obtener resultados fiables desde el punto de vista estadístico en el análisis, hay que utilizar conjuntos de datos mucho más amplios que el de este ejemplo ilustrativo.

A.1.3 Ajuste del modelo (véase también el § 4.1.2.3)

Se puede perfeccionar aún más la precisión del modelo empírico general seleccionado con respecto a las condiciones de propagación particulares si se ajusta el modelo como se describe en el § 4.1.2.3 de este Manual. A continuación, se ofrece un ejemplo ilustrativo sobre la aplicación práctica de ese ajuste con el modelo Okumura-Hata (4-3), utilizando el mismo conjunto reducido de resultados de mediciones del Cuadro A.1.

El modelo Okumura-Hata se puede ajustar mediante el método presentado en el § 4.1.2.3, con las ecuaciones (4-6) y (4-7). Cabe señalar que el parámetro x_i de la ecuación (4-6) es igual a $\log(R_i)$, donde R es la distancia con los mismos valores utilizados en el modelo. Por ello, para el conjunto de distancias del Cuadro A.1 $\{5, 10, 15, 20, 25\}$, se obtendría un conjunto de $R = \{0,7, 1, 1,2, 1,3, 1,4\}$. Al aplicar la ecuación (4-6) a los resultados de medición y modelización del Cuadro A.1 se obtendrá:

$$\tilde{K} = \frac{(0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) \cdot (65 + 42,7 + 49,1 + 36,7 + 27,3) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4) \cdot (0,7 \cdot 65 + 1 \cdot 42,7 + 1,2 \cdot 49,1 + 1,3 \cdot 36,7 + 1,4 \cdot 27,3)}{5 \cdot (0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4)^2} \approx 95,96$$

$$\tilde{\gamma}_{SYS} = \frac{5 \cdot (0,7 \cdot 65 + 1 \cdot 42,7 + 1,2 \cdot 49,1 + 1,3 \cdot 36,7 + 1,4 \cdot 27,3) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4) \cdot (65 + 42,7 + 49,1 + 36,7 + 27,3)}{5 \cdot (0,7^2 + 1 + 1,2^2 + 1,3^2 + 1,4^2) - (0,7 + 1 + 1,2 + 1,3 + 1,4)^2} \approx -46,25$$

Entonces, estos resultados se sustituyen por la ecuación (4-7). Las variables restantes de la ecuación (4-7) describen los parámetros del sistema objeto de prueba, de conformidad con su definición en la descripción original del modelo Okumura-Hata de la ecuación (4-3). Para este ejemplo particular, se utilizan los valores del Cuadro A.1 como corresponde, por lo que de la ecuación (4-7) se obtienen los valores resultantes de los parámetros ajustados del modelo empírico de predicción de la propagación:

$$\tilde{E}_0 = 95,96 - 25 + 6,16 \cdot \log(900) - 13,82 \cdot \log(73) - ((1,1 \cdot \log(900) - 0,7) \cdot 1,5 - (1,56 \cdot \log(900) - 0,8)) \approx 63,4$$
$$\tilde{\gamma} = -\frac{-46,25}{44,9 - 6,55 \cdot \log(73)} \approx 1,4$$

Estos últimos resultados permiten concluir que, en una zona determinada, la propagación de las ondas radioeléctricas se puede modelizar empíricamente con el modelo Okumura-Hata de la ecuación (4-3) con los valores de los parámetros empíricos $E_0 = 63,4$ y $\gamma = 1,4$. Sin embargo, como se describe en el § 4.1.2.3, conviene efectuar ese cálculo de los parámetros ajustados empíricamente en varias zonas con condiciones de propagación semejantes, para obtener valores medios de E_0 y γ para un uso más general en una determinada región o país (véase el ejemplo del Cuadro 4.1).

Una vez más, hay que insistir en que, para obtener resultados fiables desde el punto de vista estadístico, en el análisis se necesitan conjuntos de datos mucho más amplios que los utilizados en este ejemplo particular tomado del Cuadro A.1.

APÉNDICE B

CONVERSIÓN DE UNIDADES

B.1 Pérdida de propagación en función de la intensidad de campo

Si bien al presentar los diversos modelos en el texto del Manual se hacen referencias intercambiables a la modelización de la pérdida de propagación o a la predicción de la intensidad de campo, debe tenerse presente que estos modelos proporcionan la modelización del mismo fenómeno. Las pérdidas de propagación (denominadas L en general) están vinculadas directamente con la potencia recibida o la intensidad de campo, pues intervienen en la potencia real emitida hacia el espacio por el transmisor.

Por ejemplo, la pérdida de transmisión calculada en decibelios se puede convertir fácilmente en potencia recibida (P_R , *received power*) a la entrada del receptor mediante una expresión logarítmica:

$$P_R = P_T + G_T + G_R - L_{ST} - L_{SR} - L$$

donde:

P_T : potencia a la salida del transmisor, en escala logarítmica

G_T : ganancia de la antena transmisora

G_R : ganancia de la antena receptora

L_{ST} : pérdidas del sistema en el transmisor, por ejemplo, pérdidas de cable

L_{SR} : pérdidas del sistema en el receptor

L : pérdidas de propagación modelizadas.

Si basta con calcular la potencia o la intensidad de campo en el punto de recepción antes de pasar al sistema de recepción, no es necesario tener en cuenta los parámetros de receptor G_R y L_{SR} en la expresión anterior.

Para una descripción más detallada de las relaciones entre las pérdidas de propagación, las señales y los parámetros de sistema, véase la Recomendación UIT-R P.341 – Noción de pérdidas de transmisión en los enlaces radioeléctricos [B-1].

B.2 Decibelios y escala logarítmica

Muy a menudo en las radiocomunicaciones, la potencia y otros parámetros eléctricos se expresan en decibelios. Esto permite sumas simples en vez de multiplicaciones más complejas. Adicionalmente, su escala logarítmica posibilita una representación más simple y uniforme de una gama dinámica enormemente amplia de parámetros de señal radioeléctrica.

Cabe señalar que el decibelio (abreviado dB) propiamente dicho no representa el valor absoluto del parámetro sino, más bien, su relación con un valor de referencia. Así, por ejemplo, la relación entre las potencias de salida y de entrada, p_{out} y p_{in} , respectivamente (ganancia, G_p), se puede describir en decibelios así:

$$G_P = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad \text{dB}$$

Cuando se trata de tensiones o corrientes, la expresión en decibelios cambia debido al hecho fundamental de que la potencia es proporcional a la segunda potencia de la tensión o corriente. Este cuadrado se convierte en un doble multiplicador ante el logaritmo:

$$G_U = 20 \log_{10} \left(\frac{u_1}{u_0} \right) \quad \text{o} \quad G_I = 20 \log_{10} \left(\frac{i_1}{i_0} \right) \quad \text{dB}$$

Descrito de esta manera, el mismo valor expresado en decibelios significa la misma relación entre dos señales, independientemente de si se ha medido utilizando las propiedades de potencia o de tensión/corriente de las señales.

Si bien el decibelio representa una relación entre dos parámetros, muchas veces se los convierte para indicar valores absolutos, cuando se utiliza un determinado valor como referencia. Por ejemplo, para expresar una potencia absoluta, se utiliza a menudo el parámetro dBW, que significa la potencia de la señal referida a 1 W:

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ W}} \right) \quad \text{dBW}$$

Como se observa en esta expresión, a menudo las cantidades originales se indican con letras minúsculas (como p), mientras sus equivalentes logarítmicos se indican con las correspondientes letras mayúsculas (como P).

Por ejemplo, la potencia del transmisor igual a 25 W se puede expresar en decibelios como igual a:

$$10 \log_{10} \left(\frac{25 \text{ W}}{1 \text{ W}} \right) \approx 14 \text{ dBW}$$

A continuación, se ofrecen otras expresiones logarítmicas similares para valores absolutos, que se utilizan con mucha frecuencia en las radiocomunicaciones, derivadas de diferentes bases de referencia:

– para potencias en que dBW es demasiado grande:

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \quad \text{dBm}$$

– para la amplitud de una señal recibida:

$$U = 20 \log_{10} \left(\frac{u}{1 \mu\text{V}} \right) \quad \text{dB}\mu\text{V}$$

– para la intensidad de campo eléctrico de la señal radioeléctrica:

$$E = 20 \log_{10} \left(\frac{e}{1 \mu\text{V/m}} \right) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

También hay otras unidades derivadas del decibelio. El valor de referencia utilizado para establecerlas se distingue mediante el sufijo del símbolo dB. Por ejemplo, en radiocomunicaciones se usan mucho dBi y dBd, que describen la ganancia de antena relacionada, respectivamente, con un radiador isotrópico o un dipolo de media onda, teniendo en cuenta que $0 \text{ dBd} = 2,15 \text{ dBi}$.

Cuando se aplican en los cálculos, las ganancias expresadas en dB (incluido el valor dBi de la ganancia de antena) tienen todas la misma base logarítmica y se pueden sumar aritméticamente. Por ejemplo, para calcular la potencia radiada se puede obtener: 14 dBW de potencia de transmisor más 10 dBi de ganancia de antena del transmisor menos 3 dB de pérdidas de alimentador, lo que produce 21 dBW de p.i.r.e. (potencia isotrópica radiada equivalente).

B.3 Conversiones de unidades

La conversión de unidades decibelios logarítmicas de la misma clase (por ejemplo, potencia o intensidad de campo), que describen valores absolutos, se puede realizar mediante una conversión sencilla a una base de referencia diferente. Por ejemplo, para convertir dBW en dBm, se tendrá presente que $0 \text{ dBW} = 1 \text{ W} = 1000 \text{ mW}$, entonces la conversión se puede calcular fácilmente:

$$0 \text{ dBW} = 10 \log_{10} \left(\frac{1000 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} \right) = 30 \text{ dBm}$$

Con esta expresión, se puede convertir dBW a dBm mediante la simple suma de 30 dB, o de dBm a dBW mediante la resta de 30 dB. Por ejemplo, $14 \text{ dBW} = 44 \text{ dBm}$ y $-55 \text{ dBm} = -85 \text{ dBW}$.

En los demás casos, cuando se necesita convertir a unidades de índole diferente, se utilizarán fórmulas de conversión especiales; por ejemplo, como se describe en la Recomendación UIT-R P.525 – Cálculo de la atenuación en el espacio libre [B-2]. El caso más frecuente que aparece en la modelización de la propagación es la necesidad de convertir el valor de una intensidad de campo determinada en la potencia recibida isotrópicamente en una situación determinada o a la inversa. Esto se puede obtener utilizando la siguiente fórmula de conversión:

$$P_R = E - 20 \log f - 167,2$$

donde:

P_R : potencia recibida isotrópicamente (dBW)

E : intensidad de campo eléctrico (dB(μ V/m))

f : frecuencia (GHz).

Cuando f se expresa en MHz, hay que añadir 60 dB a la constante (o sea, $-107,2$). Para calcular P_R en dBm, hay que añadir 30 dB a la constante (o sea, $-137,2$).

B.4 Referencias Bibliográficas

- [B-1] Recomendación UIT-R P.341 – Noción de pérdidas de transmisión en los enlaces radioeléctricos. Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
 - [B-2] Recomendación UIT-R P.525 – Cálculo de la atenuación en el espacio libre. Unión Internacional de Telecomunicaciones, Ginebra.
-



* 2 1 4 4 9 *

Impreso en Suiza
Ginebra, 2002
ISBN 92-61-09973-4