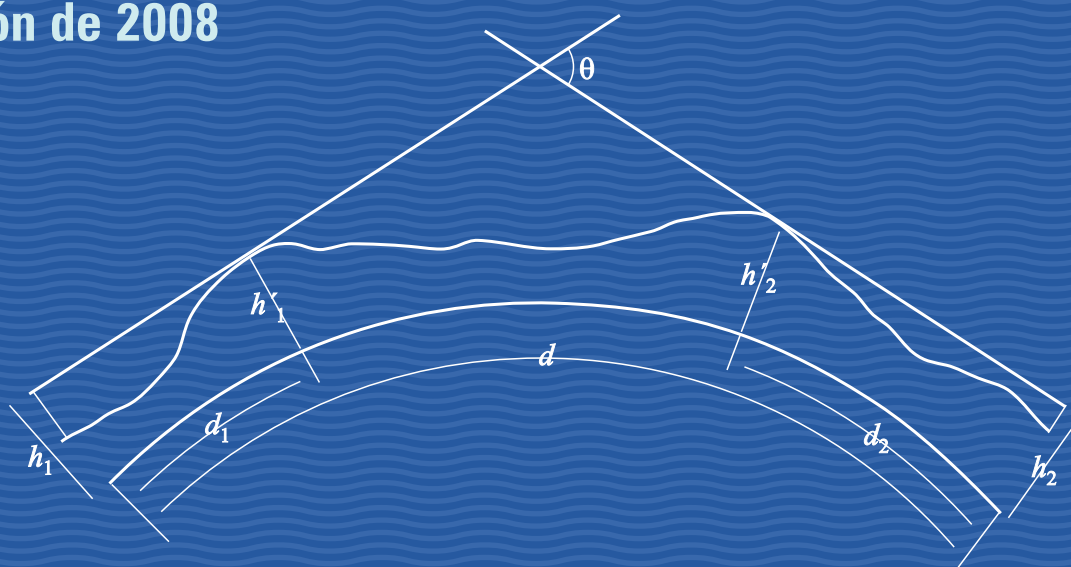


# Manual

INFORMACIÓN SOBRE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS  
RADIOELÉCTRICAS PARA EL DISEÑO DE ENLACES  
TERRENALES PUNTO A PUNTO

Edición de 2008



## 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:	<a href="mailto:brmail@itu.int">brmail@itu.int</a>
Web:	<a href="http://www.itu.int/itu-r">www.itu.int/itu-r</a>

### **Para solicitar las publicaciones de la UIT**

*No se admiten pedidos por teléfono. Sírvase enviarlos por telefax o correo electrónico (e-mail).*

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

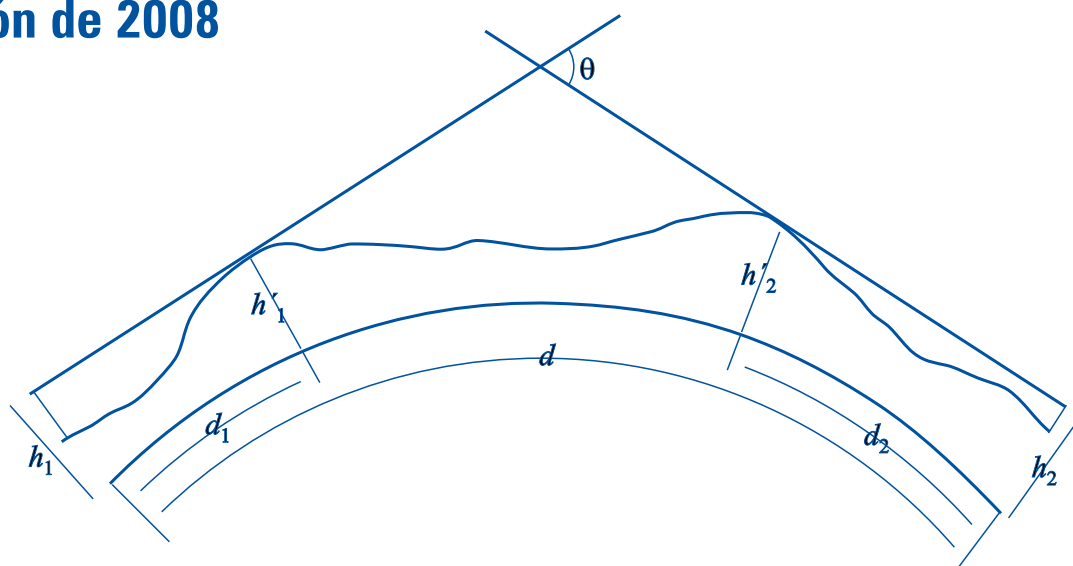
<b>Telefax:</b>	<b>+41 22 730 5194</b>
<b>E-mail:</b>	<b><a href="mailto:sales@itu.int">sales@itu.int</a></b>

**La Librería electrónica de la UIT:** [www.itu.int/publications](http://www.itu.int/publications)

# Manual

## INFORMACIÓN SOBRE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS RADIOELÉCTRICAS PARA EL DISEÑO DE ENLACES TERRENALES PUNTO A PUNTO

Edición de 2008





## **PREFACIO**

Los radioenlaces terrenales forman parte fundamental de la infraestructura de telecomunicaciones de la mayoría de países del mundo. Su correcto dimensionamiento a efectos de la propagación de las ondas radioeléctricas reviste una importancia crucial para el adecuado funcionamiento de la red y la calidad de los servicios prestados, además de un muy importante valor económico resultante de la utilización más eficaz posible del espectro electromagnético.

Este Manual contiene información básica, referencias científicas y directrices sobre los efectos de propagación de las ondas radioeléctricas en los enlaces con línea de visibilidad directa, enlaces por dispersión troposférica y transhorizonte, así como en los enlaces ópticos en el espacio libre. Este Manual está previsto para ser utilizado junto con las Recomendaciones de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones en el diseño de enlaces terrenales punto a punto.

Bertram Arbesser-Rastburg  
Presidente de la Comisión de Estudio 3  
de Radiocomunicaciones



## ÍNDICE

	<i>Página</i>
PREFACIO.....	iii
INTRODUCCIÓN.....	1
AGRADECIMIENTOS.....	3
<b>PARTE 1 – ENLACES CON VISIBILIDAD DIRECTA.....</b>	<b>5</b>
1 INTRODUCCIÓN .....	5
2 APLICACIONES TÍPICAS.....	5
3 EFECTOS DE PROPAGACIÓN BÁSICOS.....	6
3.1 Pérdida en el espacio libre .....	6
3.2 Atenuación debida a los gases atmosféricos.....	7
3.3 Desvanecimiento por difracción y zona despejada del trayecto .....	7
3.3.1 Fundamento del método de predicción de la pérdida por difracción.....	7
3.3.2 Fundamento del procedimiento para determinar la zona despejada del trayecto.....	7
3.4 Desvanecimiento por centelleo.....	9
3.5 Resumen de los mecanismos de propagación asociados con el desvanecimiento por trayectos múltiples.....	10
4 ATENUACIÓN DEBIDA A LAS PRECIPITACIONES Y OTRAS PARTÍCULAS ATMOSFÉRICAS .....	10
4.1 Atenuación debida a las precipitaciones.....	10
4.1.1 Fundamento del método de predicción de la atenuación debida a la lluvia.....	11
4.1.2 Atenuación específica.....	12
4.1.3 Longitud del trayecto efectiva .....	12
4.1.4 Ejemplos de aplicación .....	13
4.1.5 Predicción combinada para lluvia y nieve húmeda.....	13
4.1.6 Extrapolación a diferentes frecuencias y polarizaciones de las estadísticas de la atenuación debida a la lluvia a largo plazo .....	17
4.1.6.1 Extrapolación a partir de una sola frecuencia.....	17
4.1.6.2 Extrapolación a partir de la polarización .....	17
4.1.7 Estadísticas sobre la duración e intensidad del desvanecimiento causado por la lluvia .....	18
4.1.8 Variaciones estacionales – mes más desfavorable.....	19
4.1.9 Discusión del modelo de evaluación (pruebas) .....	19
4.1.10 Ejemplo de cálculo .....	19

	<i>Página</i>
4.2	Enlaces en tándem y convergentes ..... 21
4.2.1	Desvanecimiento correlacionado en trayectos en tándem ..... 21
4.2.2	Trayectos convergentes ..... 22
4.3	Trayectos con repetidores pasivos ..... 22
5	DESVANECIMIENTO POR TRAYECTOS MÚLTIPLES Y MEJORA EN UNA SOLA FRECUENCIA..... 22
5.1	Predicción de la distribución de desvanecimiento/mejora..... 23
5.1.1	Fundamento y precisión de los Métodos 1 y 2 ..... 23
5.1.1.1	Distribución total derivada de la cola ..... 23
5.1.1.2	Determinación de la cola de distribución de desvanecimiento por trayectos múltiples ..... 24
5.1.1.3	Precisión del método de cola de distribución del desvanecimiento profundo ..... 26
5.1.2	Fundamento y precisión del método de desvanecimiento leve..... 27
5.1.3	Fundamento y precisión del método de gama de mejora..... 28
5.1.4	Ejemplos de aplicación ..... 28
5.2	Estadísticas sobre el número y duración de los desvanecimientos ..... 29
5.2.1	Procedimientos de estimación ..... 29
5.2.2	Base experimental del procedimiento de estimación..... 30
5.3	Ritmo de variación del nivel de la señal ..... 30
5.4	Trayectos cortos..... 31
5.5	Cortos periodos de tiempo ..... 31
5.6	Enlaces en tándem ..... 32
6	DISTORSIÓN INDUCIDA POR LA PROPAGACIÓN ..... 32
6.1	Modelos de propagación por trayectos múltiples ..... 33
6.1.1	Modelos de rayos hipotéticos ..... 33
6.1.2	Modelos polinómicos..... 34
6.1.3	Modelos paramétricos..... 34
6.2	Cálculo de la calidad de funcionamiento ..... 34
6.2.1	Métodos de curva de la signatura ..... 35
6.2.2	Métodos de margen de desvanecimiento ..... 37
6.2.3	Método que utiliza estadísticas de dispersión de amplitud lineal (LAD) ..... 37
7	REDUCCIÓN DE LA DISCRIMINACIÓN POR POLARIZACIÓN CRUZADA ..... 39
7.1	Modelo de canal..... 39
7.1.1	Campo nominal recibido..... 41
7.1.2	XPI debida a la propagación (método de 1 rayo) ..... 42
7.1.2.1	Condiciones de cielo despejado ..... 42
7.1.2.2	Condiciones de lluvia ..... 43
7.1.3	XPI debida a la propagación por trayectos múltiples (2 rayos)..... 43
7.1.4	Dependencia con la atenuación copolar..... 44



	<i>Página</i>
7.2	Predicción de las estadísticas de XPD en condiciones de cielo despejado..... 45
7.2.1	Descripción del método Q ..... 45
7.2.2	Ejemplos de aplicación ..... 47
7.3	Predicción de las estadísticas de la XPD en condiciones de precipitación..... 48
7.3.1	Bases de los métodos de predicción de la XPD durante precipitaciones..... 48
7.3.2	Ejemplos de aplicación ..... 48
7.4	Efectos relativos del deterioro de la XPD en condiciones de cielo despejado y lluvia ..... 49
7.5	Polarización cruzada debida a las tormentas de arena y polvo ..... 49
8	TÉCNICAS PARA DISMINUIR LOS EFECTOS DE LA PROPAGACIÓN POR TRAYECTOS MÚLTIPLES ..... 50
8.1	Estrategias y técnicas que no emplean diversidad ..... 50
8.1.1	Aumento de la inclinación del trayecto ..... 51
8.1.2	Reducción del efecto de las reflexiones en la superficie ..... 52
8.1.2.1	Apantallamiento del punto de reflexión..... 52
8.1.2.2	Traslado del punto de reflexión a una superficie menos reflectora ..... 52
8.1.2.3	Determinación óptima de las alturas de las antenas..... 52
8.1.2.4	Elección de la polarización vertical ..... 52
8.1.2.5	Empleo de discriminación de antena ..... 52
8.1.3	Disminución de la zona despejada del trayecto ..... 53
8.2	Técnicas de diversidad..... 54
8.2.1	Diversidad en el espacio ..... 54
8.2.2	Separación de antenas en sistemas con diversidad en el espacio..... 54
8.2.3	Separación angular en sistemas de diversidad en ángulo y diversidad en el espacio/ángulo combinados ..... 55
8.2.4	Mejora por diversidad en el espacio en sistemas de banda estrecha..... 56
8.2.5	Diversidad en frecuencia ..... 57
8.2.5.1	Factor de mejora por diversidad en frecuencia para sistemas de banda estrecha 1 + 1 ..... 57
8.2.5.2	Factor de mejora por diversidad en frecuencia para sistemas conmutados multicanal de banda estrecha (n + 1) etc..... 58
8.2.5.3	Ejemplos de aplicación ..... 58
8.2.6	Factor de mejora por diversidad de polarización para sistemas de banda amplia .... 59
8.2.7	Ventajas relativas de las distintas técnicas de diversidad y sus combinaciones ..... 60
8.3	Técnicas de diversidad para disminuir las reducciones de la XPD..... 60
	REFERENCIAS ..... 61

	<i>Página</i>
<b>PARTE 2 – ENLACES TRANSHORIZONTE</b> .....	69
1 INTRODUCCIÓN .....	69
2 APLICACIONES TÍPICAS .....	69
3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....	69
3.1 Difracción .....	70
3.1.1 Difracción en una Tierra esférica sin obstáculos .....	70
3.1.2 Difracción por obstáculos aislados .....	71
3.1.3 Difracción por múltiples obstáculos .....	71
3.1.4 Difracción por terreno irregular .....	71
3.2 Dispersión troposférica .....	72
4 PREDICCIÓN DE LAS PÉRDIDAS DE TRANSMISIÓN .....	74
4.1 Pérdidas por difracción .....	75
4.1.1 Difracción sobre Tierra esférica .....	76
4.1.2 Difracción por arista en filo de cuchillo .....	76
4.1.3 Obstáculo único redondeado.....	76
4.1.4 Doble filo de cuchillo .....	77
4.1.5 Obstáculos múltiples aislados.....	77
4.1.6 Ejemplos de aplicación .....	77
4.1.6.1 Trayecto terrestre esférico .....	77
4.1.6.2 Difracción por un único obstáculo.....	78
4.1.6.3 Difracción por varios obstáculos .....	79
4.2 Pérdidas de transmisión por dispersión troposférica .....	82
4.2.1 Ganancia de antena del trayecto .....	83
4.2.2 Ejemplo de aplicación.....	83
4.2.3 Resultados de las pruebas .....	86
4.2.4 Pérdida combinada y su variabilidad.....	87
4.2.4.1 Efecto de frecuencia .....	87
4.2.4.2 Variación de las pérdidas de transmisión a largo y a corto plazo .....	87
4.2.4.3 Variaciones estacionales y diurnas .....	87
5 DISTORSIÓN INDUCIDA POR LA PROPAGACIÓN .....	88
6 TÉCNICAS DE DIVERSIDAD.....	89
6.1 Diversidad en el espacio .....	89
6.2 Diversidad en frecuencia .....	90
6.3 Diversidad en ángulo .....	90
6.4 Diversidad de polarización .....	91
6.5 Diversidad temporal.....	91
6.6 Combinación de técnicas .....	91
6.7 Ganancia de diversidad.....	91
REFERENCIAS .....	94

	<i>Página</i>
<b>PARTE 3 – ENLACES ÓPTICOS EN EL ESPACIO LIBRE</b> .....	97
1 INTRODUCCIÓN .....	97
2 CONSIDERACIONES INICIALES PARA EL DISEÑO DE UN ENLACE FSO.....	97
3 ATENUACIÓN GEOMÉTRICA .....	98
4 ATENUACIÓN ATMOSFÉRICA DEBIDA A LA ABSORCIÓN Y LA DISPERSIÓN .....	98
4.1 Atenuación en condiciones de cielo despejado.....	99
4.2 Atenuación en exceso .....	100
4.2.1 Dispersión de Mie (estimación de la atenuación por niebla) .....	101
4.2.2 Atenuación debida a la lluvia.....	102
4.2.3 Atenuación debida a la nieve.....	103
5 EFECTOS DEL CENTELLEO.....	104
6 ATENUACIÓN DEBIDA A LA LUZ AMBIENTE .....	106
7 OTROS FACTORES .....	107
8 EJEMPLO DE APLICACIÓN.....	107
REFERENCIAS .....	109



## INTRODUCCIÓN

El Manual del UIT-R – Información sobre propagación de las ondas radioeléctricas para el diseño de enlaces terrenales punto a punto presenta información básica y suplementaria sobre los efectos de la propagación de las ondas radioeléctricas y puede utilizarse como directriz y complemento de las Recomendaciones elaboradas por la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones para el diseño de sistemas de comunicaciones terrenales. Las Recomendaciones UIT-R pertinentes, enumeradas a continuación, contienen métodos de predicción de la degradación y asesoramiento técnico en materia de propagación de ondas radioeléctricas para el diseño de sistemas terrenales con visibilidad directa (LoS) y sistemas de radioenlaces transhorizonte.

Este Manual es uno de los seis Manuales elaborados por la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones y está previsto para ser utilizado junto con las Recomendaciones UIT-R de la serie P publicadas a fin de asistir al usuario en la aplicación de las mismas. A continuación se indican los otros Manuales de la Comisión de Estudio 3 del UIT-R que tratan de la propagación sobre la superficie de la Tierra, la radiometeorología, los sistemas Tierra-espacio y los sistemas terrestres móviles:

- Curvas de propagación de las ondas radioeléctricas sobre la superficie de la Tierra.
- Radiometeorología.
- Información de propagación de las ondas radioeléctricas para la predicción de las comunicaciones Tierra-espacio.
- Ionosfera y sus efectos en la propagación de las ondas radioeléctricas.
- Propagación de las ondas radioeléctricas en sistemas terrenales móviles terrestres en las bandas de ondas métricas/decimétricas.

Se aconseja a los usuarios de las Recomendaciones UIT-R que consulten los Manuales adecuados a sus necesidades específicas.

El Manual sobre enlaces terrenales punto a punto está previsto para su utilización junto con las Recomendaciones UIT-R de la serie P sobre sistemas con visibilidad directa, sistemas de radioenlaces transhorizonte y sistemas ópticos en el espacio libre. Las Recomendaciones UIT-R más importantes a las que se hace referencia en este Manual son:

Recomendación UIT-R P.530-12: Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas terrenales con visibilidad directa.

Recomendación UIT-R P.617-1: Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas de radioenlaces transhorizonte.

Este Manual UIT-R está vinculado a estas dos Recomendaciones y utiliza la misma terminología, notación, números de ecuaciones, etc. Se ha pretendido reducir al mínimo la duplicación de los datos de propagación contenidos en dichas Recomendaciones y los propios métodos de predicción figuran ya en ellas. Se recomienda, evidentemente, emplear la versión más reciente de las Recomendaciones al realizar todos los cálculos de sistema.

La adecuada aplicación de las Recomendaciones UIT-R sobre sistemas terrenales requiere datos radiometeorológicos y de otro tipo, que pueden encontrarse en otras Recomendaciones UIT-R, que también se mencionan en este Manual, y son:

Recomendación UIT-R P.310-9: Definición de términos relativos a la propagación en medios no ionizados.

Recomendación UIT-R P.311-12: Recopilación, presentación y análisis de los datos obtenidos mediante estudios relativos a la propagación troposférica.

- Recomendación UIT-R P.525-2: Cálculo de la atenuación en el espacio libre.
- Recomendación UIT-R P.526-10: Propagación por difracción.
- Recomendación UIT-R P.453-9: Índice de refracción radioeléctrica: su fórmula y datos sobre la refractividad.
- Recomendación UIT-R P.676-7: Atenuación debida a los gases atmosféricos.
- Recomendación UIT-R P.834-6: Efectos de la refracción troposférica sobre la propagación de las ondas radioeléctricas.
- Recomendación UIT-R P.837-5: Características de la precipitación para establecer modelos de propagación.
- Recomendación UIT -R P.310-9: Definición de términos relativos a la propagación en medios no ionizados.
- Recomendación UIT -R P.838-3: Modelo de la atenuación específica debida a la lluvia para los métodos de predicción.
- Recomendación UIT-R P.1814: Métodos de predicción necesarios para diseñar enlaces ópticos terrenales en espacio libre.

## AGRADECIMIENTOS

Este Manual fue elaborado por el Grupo de Trabajo 3M del UIT-R a partir de una serie de contribuciones y de material de referencia, en concreto el Informe Final COST 235. En particular, han contribuido a la redacción de este Manual:

ARAPOGLOU, Pantelis-Daniel  
ASSIS, Mauro  
MIRANDA, Erasmus Couto Brazil de  
OLSEN, Roderic L.  
ORDANO, Luciano  
SATO, Akio  
SILVA MELLO, Luiz A.R. da  
SIZUN, Herve  
TANEM, Torbjørn  
TJELTA, Terje  
VENTOURAS, Spiridon  
ZAFFARONI, Maurizio  
ZHANG, Minggao.

***Editores del Manual:*** Luiz A.R. da Silva Mello y Terje Tjelta.

*Editor de la Parte 1* – Enlaces con visibilidad directa: Roderic L. Olsen.

*Editor de la Parte 2* – Enlaces transhorizonte: Mauro Assis.

*Editor de la Parte 3* – Enlaces ópticos en el espacio libre: Spiridon Ventouras.





## PARTE 1

### ENLACES CON VISIBILIDAD DIRECTA

#### 1 Introducción

En esta Parte del Manual del UIT-R se presentan los aspectos de propagación relativos al diseño y funcionamiento de sistemas de radioenlaces con visibilidad directa. Pueden encontrarse más detalles sobre estos sistemas, tales como sus principios, diseño y funcionamiento, en el Manual del UIT-R – Sistemas de radioenlaces digitales.

En primer lugar, se presentan brevemente las aplicaciones típicas de este tipo de sistemas. En las siguientes secciones se ofrece información básica sobre los diversos métodos de predicción para enlaces con visibilidad directa (LoS) que pueden encontrarse en la Recomendación UIT-R P.530. Al igual que en dicha Recomendación, la información se organiza en función de los efectos de propagación que se han de tener en cuenta.

Además, el Manual presenta otros métodos diferentes a los que figuran en la citada Recomendación UIT-R P.530 para predecir la atenuación multitrayectos a una sola frecuencia y la distorsión inducida por la propagación.

#### 2 Aplicaciones típicas

Los sistemas de radioenlaces con visibilidad directa existen desde hace tienen varias décadas, tanto para la transmisión en redes de telecomunicaciones como para la distribución en sistemas de radiodifusión. Los primeros sistemas de radioenlaces eran analógicos y la portadora estaba modulada en frecuencia. Los primeros sistemas de radioenlaces digitales de la jerarquía digital plesiócrona (PDH), creados alrededor de 1970, funcionaban a velocidades binarias comprendidas entre 1,5 Mbit/s y 140 Mbit/s. En la jerarquía digital síncrona (SDH), los sistemas de radioenlaces digitales con visibilidad directa pueden integrarse en las redes junto con la fibra óptica y otros equipos de transmisión. Estos sistemas de radioenlaces tienen una capacidad que oscila entre 52 y 622 Mbit/s para cada canal. En los últimos años, se han creado sistemas de radioenlaces digitales con capacidad de Gbit/s.

Los sistemas de radioenlaces digitales con visibilidad directa pueden funcionar en la gama de frecuencias de 1 GHz a 90 GHz. Pueden encontrarse las frecuencias específicas y las anchuras de banda de canal de los distintos sistemas en las Recomendaciones UIT-T elaboradas por la Comisión de Estudios 5 del UIT-R.

Para solventar los problemas de propagación creados por el desvanecimiento de la señal, la atenuación debida a la lluvia y la difracción se crearon nuevas condiciones de propagación dedicando grandes anchuras de banda a las transmisiones digitales. La distorsión debida a la dependencia con la frecuencia de la amplitud y del retardo de grupo gana en importancia cuando la transmisión se efectúa por trayectos múltiples en condiciones de cielo despejado. Para reducir los efectos del desvanecimiento y la distorsión multitrayecto, pueden utilizarse ecualizadores adaptables, así como diferentes técnicas de diversidad, tales como la diversidad en frecuencia, en espacio, en ángulo o de polarización.

A causa de las pérdidas de propagación, la potencia restringida del transmisor y la ganancia limitada de las antenas, la longitud del trayecto útil es limitada. La longitud máxima del trayecto para las frecuencias más altas (> a unos 10 GHz) depende principalmente de la lluvia y aumenta con la frecuencia, pero también depende del perfil del trayecto y los objetivos de calidad de funcionamiento. En el caso de las frecuencias más bajas (< a unos 10 GHz), los efectos de la lluvia son menos importantes en comparación con la distorsión de la señal debida al desvanecimiento por trayectos múltiples. Como ejemplo, puede decirse que,

para frecuencias inferiores a 11 GHz, la longitud del trayecto típica ronda los 40-60 km; para frecuencias entre 13 y 15 GHz, es aproximadamente de 20-30 km; y para 18 GHz, de unos 15 km. No obstante, las variaciones locales pueden ser importantes.

Normalmente, para la transmisión suele utilizarse sólo la polarización lineal horizontal o vertical. A fin de aumentar la capacidad del canal (por ejemplo, 622 Mbit/s o superior) sin incrementar la anchura de banda, puede emplearse la polarización ortogonal independientemente para la transmisión en el mismo canal de frecuencias por el mismo trayecto. Sin embargo, en este caso se deben emplear supresores de interferencia de polarización cruzada (XPIC) para reducir los efectos de la interferencia cocanal.

Las principales aplicaciones de los futuros sistemas de radioenlaces digitales con visibilidad directa son los sistemas de transporte punto a punto de alta capacidad y las redes de área metropolitana de banda ancha con acceso inalámbrico. Éstas y otras aplicaciones existentes se aprovechan de la fiabilidad, capacidad y velocidad de los sistemas de radiocomunicaciones digitales a un precios cada vez más bajos y que llegan al mercado en un corto plazo de tiempo.

### 3 Efectos de propagación básicos

Los mecanismos de propagación que han de tenerse en cuenta en el diseño de los enlaces terrenales con visibilidad directa pueden dividirse en dos categorías, en función de si pueden o no causar una interrupción, al menos en lo que concierne a las aplicaciones típicas expuestas en § 2. El desvanecimiento por trayectos múltiples es el principal causante de interrupciones por debajo de 10 GHz en enlaces cuya longitud sobrepase unos cuantos kilómetros. La atenuación debida a las precipitaciones es la causa más importante de interrupción por encima de 10 GHz. Dada su importancia, los métodos de predicción estadística de desvanecimiento y atenuación de este tipo, así como las técnicas que pueden emplearse para reducirlos, se tratan por separado en los siguientes puntos.

La principal función de este capítulo es tratar los otros efectos de propagación importantes que se han de tener en cuenta al diseñar un sistema, pero que no tienen un efecto significativo sobre las interrupciones. Entre éstos se cuenta la pérdida en el espacio libre, la atenuación debida a la absorción atmosférica, la pérdida por difracción, la pérdida debida al desacoplo de la antena y el desvanecimiento por centelleo, que se tratan en los § 3.1 a § 3.5. No obstante, como se abordan en varios puntos relativos a los efectos y la disminución del desvanecimiento por trayectos múltiples, los fenómenos asociados con este tipo de desvanecimiento se resumen brevemente en el § 3.6. Pueden encontrarse más detalles sobre todos estos efectos de propagación en el Manual del UIT-R – Radiometeorología de la Comisión de Estudio 3.

#### 3.1 Pérdida en el espacio libre

La pérdida en el espacio libre está principalmente causada sólo por la divergencia del haz, es decir, la energía de la señal se expande por zonas cada vez más extensas a medida que se aleja de la fuente. Puede definirse como la atenuación de la señal que se observaría si se eliminasen todas las influencias de la absorción, difracción, obstrucción, refracción, dispersión y reflexión, de manera que no afectasen a la propagación. En la Recomendación UIT-R P.525 se encuentra la ecuación que ha de emplearse para calcular la pérdida en el espacio libre:

$$L_{bf} = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (1)$$

donde:

$L_{bf}$ : pérdida en el espacio libre

$d$ : longitud del trayecto

$\lambda$ : longitud de onda, en la misma unidad que  $d$ .

Expresando la ecuación en dB y utilizando la frecuencia en lugar de la longitud de onda, se obtiene:

$$L_{bf} \text{ (dB)} = 32,4 + 20 \log f + 20 \log d \quad (2)$$

donde:

- $L_{bf}$ : pérdida de transmisión básica en el espacio libre (dB)  
 $d$ : longitud del trayecto (km)  
 $f$ : frecuencia (MHz).

### 3.2 Atenuación debida a los gases atmosféricos

Siempre hay alguna atenuación debida a la absorción por parte del oxígeno y el vapor de agua, por lo que se ha de incluir en el cálculo de pérdida de propagación total a frecuencias por encima de unos 10 GHz. La atenuación en un trayecto de longitud  $d$  (km) se obtiene mediante la ecuación:

$$A_a = \gamma_a d \quad \text{dB} \quad (3)$$

La atenuación específica  $\gamma_a$  (dB/km) se obtiene utilizando la Recomendación UIT-R P.676.

NOTA 1 – En trayectos superiores a 10 km en frecuencias por encima de unos 20 GHz, conviene tener en cuenta las estadísticas conocidas de densidad de vapor de agua y temperatura en las proximidades del trayecto. Puede encontrarse información sobre la densidad de vapor de agua en la Recomendación UIT-R P.836.

### 3.3 Desvanecimiento por difracción y zona despejada del trayecto

Una reducción del gradiente de refracción atmosférica vertical a lo largo del trayecto lo suficientemente por debajo del valor mediano aproximado de  $-40$  N unidades/km puede hacer que el trayecto de la onda directa se curve hacia la Tierra. Si la atmósfera es lo suficientemente «subrefractiva», la onda chocará contra la superficie de la Tierra, lo que causará una pérdida por difracción (también denominada a veces pérdida por obstrucción o pérdida por protuberancia de la Tierra). El nivel de pérdida por difracción que se considere aceptable será el factor que determine la zona despejada del trayecto.

La curvatura refractiva suele describirse mediante el radio efectivo de la Tierra o factor  $k$ . Para evitar el cálculo de la curvatura del trayecto al diseñar un enlace, puede utilizarse el radio efectivo de la Tierra en lugar del radio real. Con esta geometría modificada, la diferencia entre el trayecto de la onda directa y la curvatura de la Tierra se convierte en una constante y el trayecto de la onda directa puede dibujarse como una línea recta, lo que facilita la identificación de los posibles obstáculos que presenta el perfil del terreno o la superficie de la Tierra. El factor  $k$  es la relación entre el radio efectivo y el radio real de la Tierra, cuyo valor mediano es de  $4/3$  aproximadamente para una atmósfera radioeléctrica normal, representando los valores más bajos condiciones de subrefractividad y los valores más altos condiciones de superrefractividad (cuando el gradiente de refractividad se acerca a  $-157$  N unidades/km, el factor  $k$  se aproxima a infinito). La ecuación para obtener el factor  $k$  aparece en la Recomendación UIT-R P.834.

En este punto, el origen de la ecuación de la Recomendación UIT-R P.530 para determinar las estadísticas de pérdida por difracción se presenta junto con los procedimientos destinados a determinar la zona despejada del trayecto de las antenas principal y con diversidad. A continuación se presentan ejemplos de aplicación.

#### 3.3.1 Fundamento del método de predicción de la pérdida por difracción

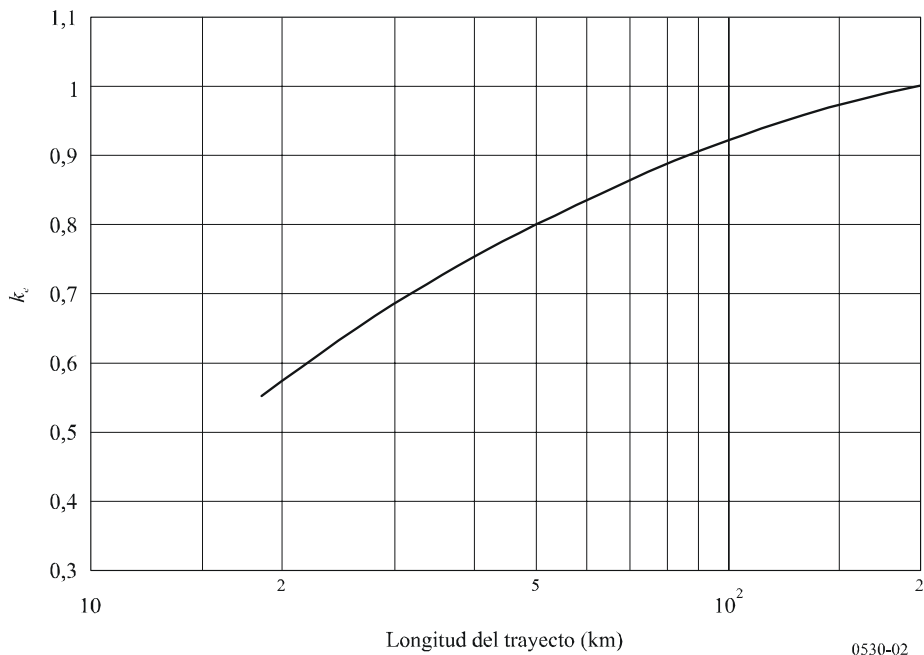
La fórmula de la Recomendación UIT-R P.530 para determinar las estadísticas de pérdida por difracción se basa en las mediciones efectuadas en un terreno medio en Estados Unidos de América [Vigants, 1981]. En esta aplicación, se supone que la probabilidad de que se supere una determinada profundidad de desvanecimiento por difracción es idéntica a cuando no se supera el factor  $k$  efectivo, habida cuenta de la zona despejada normalizada,  $h/F_1$ , correspondiente, donde  $h$  es la altura del obstáculo más importante del trayecto y  $F_1$  es el radio de la primera zona de Fresnel.

#### 3.3.2 Fundamento del procedimiento para determinar la zona despejada del trayecto

Los procedimientos de la Recomendación UIT-R P.530 para determinar la zona despejada del trayecto de las antenas principal y con diversidad en el espacio se elaboraron sin contar con un procedimiento preciso para estimar la zona despejada del trayecto aplicable a todo el mundo con un margen conocido de

desvanecimiento por difracción. La Fig. 1, reproducida de la Recomendación UIT-R P.530, se basa en las mediciones de trayecto obtenidas en un clima continental templado [Boithias y Battesti, 1967].

FIGURA 1  
Valor de  $k_e$  excedido aproximadamente durante el 99,9% del mes más desfavorable  
(clima templado continental)



No obstante, la cifra del 99,9% que figura en la curva es algo incierta. La aplicación del valor del factor  $k$  efectivo obtenido de la curva de esta figura da como resultado una zona despejada aceptable para los enlaces sin diversidad o para la antena principal con enlaces con diversidad en espacio de longitud superior a 45 km con un radio  $F_1$  de 0,6. Sin embargo, como se indica en la Recomendación UIT-R P.530, pueden aceptarse fracciones más pequeñas de  $F_1$  para frecuencias inferiores a 2 GHz a fin de evitar que las antenas sean excesivamente altas.

Se han elaborado técnicas regionales para determinar la zona despejada del trayecto a partir de una pérdida por difracción conocida [Kalinin, 1979; Nadenenko, 1981; Schiavone, 1981; Vigants, 1981 y Olsen y Segal, 1992], que en el futuro podrán servir de base para establecer un procedimiento preciso en todo el mundo.

#### **Ejemplo de cálculo:**

##### *Parámetros ejemplo:*

Longitud del trayecto: 30 km

Clima tropical

Frecuencia de funcionamiento: 15 GHz

Obstáculo en filo de cuchillo más alto ubicado a 10 km del transmisor.

Altura del obstáculo más alto: 30 m.

No se dispone de datos sobre el factor  $k$  medio.

Zona despejada deseada:  $1,0 F_1$ .

Los pasos que se presentan a continuación siguen el procedimiento descrito en el § 2.2.2.1 de la Recomendación UIT-R P.530 y utilizan la información para estimar la altura necesaria de la antena.

*Paso 1:* Se determina la altura de la antena necesaria para el valor medio adecuado del factor  $k$  en el punto (en ausencia de datos, utilícese  $k = 4/3$ ) y una zona despejada de  $1,0 F_1$  por encima del obstáculo más elevado (climas templado y tropical):

$$F_1 = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{fd}} = 17,3 \sqrt{\frac{10 \cdot 20}{15 \cdot 30}} = 17,3 \sqrt{0,44} = 11,5 \text{ m} \quad (4)$$

El cálculo de la protuberancia de la Tierra en el punto del obstáculo dominante con  $k = 4/3$ , da como resultado:  $b = 11,8$  m con un radio de la Tierra = 6360 km.

Suponiendo que las antenas transmisora y receptora tienen la misma altura, este resultado hace que la altura de la antena sea superior a  $30 + 11,5 + 11,8 = 53,3$  m.

*Paso 2:* Se obtiene el valor de  $k_e$  (99,9%) a partir de la Fig. 1 para la longitud del trayecto en cuestión.

Utilizando la Fig. 1, se calcula fácilmente el valor de  $k_e$ :

$$k_e = 0,69$$

*Paso 3:* Repitiendo los cálculos anteriores con  $k = k_e = 0,69$ , la protuberancia de la Tierra es  $b = 22,8$  m. El valor de  $0,6 F_1 = 6,9$  m da como resultado una altura de antena de  $30 + 6,9 + 22,8 = 59,7$  m.

*Paso 4:* Si se escoge la antena más alta, el resultado final es 59,7 m.

### 3.4 Desvanecimiento por centelleo

Las irregularidades turbulentas del índice de refracción pueden originar centelleos de amplitud y variaciones en el ángulo de llegada de la señal recibida. Estos efectos se encuentran en todos los trayectos con visibilidad directa cuando se utilizan frecuencias de microondas y frecuencias superiores, pero pueden estar enmascarados por el desvanecimiento por trayectos múltiples y otros fenómenos conexos.

La varianza del logaritmo de la amplitud de la señal recibida debida al centelleo figura en Tatarskii [1967]:

$$\sigma_x^2 = 42,25 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^{7/6} \int C_n^2(r) r^{5/6} dr \quad (5)$$

donde:

$\sigma_x$ : desviación normalizada del logaritmo de potencia recibida

$\lambda$ : longitud de onda (m)

$C_n^2$ : función estructural del índice de refracción ( $\text{m}^{-2/3}$ )

$r$ : distancia a lo largo del trayecto.

$C_n^2$  es un parámetro macroscópico que varía en función del tiempo y el espacio, sobre todo con la altura. Los valores a una determinada altura pueden discrepar en varios órdenes de magnitud en periodos de decenas de minutos. Los valores más altos de  $C_n^2$  se encuentran en la capa límite planetaria (que va desde la superficie hasta una altura variable de entre 1 y 2 km, dependiendo de la región climática, la estación y la hora del día). Los valores típicos se concentran entre  $10^{-14}$  y  $10^{-12}$  [COST 1996], pero pueden oscilar entre  $10^{-25}$  y  $10^{-10} \text{ m}^{-2/3}$  [Gossard, 1977].

El efecto de centelleo de amplitud es más importante en los enlaces de satélite. Las mediciones [Crane, 1976] efectuadas a 7 GHz con ángulos de elevación superiores a  $3^\circ$  muestran una fluctuación de la señal entre 0,1 dB y 1 dB aproximadamente, dependiendo del ángulo de elevación y de las condiciones. Por extrapolación, a 100 GHz, estos valores se sitúan entre 0,4 dB y 3,8 dB.

### **3.5 Resumen de los mecanismos de propagación asociados con el desvanecimiento por trayectos múltiples**

En condiciones normales de propagación, solo debe haber un trayecto de propagación entre dos antenas de un radioenlace con visibilidad directa. En la práctica, durante parte del tiempo puede haber más de un trayecto de propagación (trayectos múltiples) y la interferencia entre las señales recibidas por estos trayectos puede dar lugar a un desvanecimiento significativo.

El desvanecimiento debido a la propagación por trayectos múltiples es el más grave de los diversos mecanismos de cielo despejado. Dado que el desvanecimiento por trayectos múltiples es selectivo en frecuencia, la distorsión inducida (véase § 6) en todos los niveles de amplitud de un enlace digital de banda ancha puede causar importantes interrupciones.

Los mecanismos de propagación que provocan graves desvanecimientos y efectos de fase en trayectos horizontales y oblicuos con ángulos pequeños se deben a la aparición de condiciones de propagación por trayectos múltiples, durante las cuales los rayos no deseados adicionales interfieren con la señal directa normal.

Las condiciones de trayectos múltiples generalmente se deben a reflexiones en:

- el suelo, el agua y otras superficies; o
- amplios valores negativos del gradiente de refracción en la baja atmósfera (véase el Manual del UIT-R – Radiometeorología); o
- combinaciones de reflexiones en el suelo y las capas troposféricas.

Cuando se estudian los fenómenos de desvanecimiento, es necesario distinguir entre el desvanecimiento lento no selectivo causado por los efectos de propagación en un único trayecto, que también se dan en condiciones atmosféricas estratificadas asociadas con la formación de conductos (Manual del UIT-R – Radiometeorología) y el desvanecimiento más rápido selectivo en frecuencia causado por capas con amplios gradientes de refracción negativos situadas por debajo del trayecto, y que alcanza su punto más alto cuando el centro de la capa se encuentra justo debajo del trayecto [Olsen y otros, 1987]. Con frecuencia, se da una combinación de estos mecanismos de desvanecimiento.

## **4 Atenuación debida a las precipitaciones y otras partículas atmosféricas**

### **4.1 Atenuación debida a las precipitaciones**

Es posible calcular la atenuación debida a la lluvia a lo largo de un trayecto, integrando la atenuación específica en toda la longitud del trayecto, si se conoce la variación del índice de pluviosidad en el trayecto.

El índice de pluviosidad no es homogéneo en el tiempo y el espacio. Los diversos modelos de precipitación que se han elaborado para solucionar este problema se describen en el Manual del UIT-R – Radiometeorología. Se sabe que las células de lluvia suelen agruparse dentro de regiones lluviosas, en ocasiones denominadas pequeñas zonas mesoescalares [Segal, 1979 y Crane, 1979]. Los registros de pluviometría muestran cortos intervalos de tiempo con un índice de pluviosidad superior dentro de periodos más largos de menor pluviosidad. Las observaciones realizadas por los radares meteorológicos muestran pequeñas zonas donde el índice de pluviosidad es mayor dentro de regiones más grandes con una pluviosidad menor. Por consiguiente, los enlaces terrenales de más de 10 km pueden atravesar más de una célula de lluvia dentro de una región pluvial. Además, a la hora de realizar los cálculos de atenuación es necesario tener en cuenta la influencia de la lluvia de menor intensidad que rodea a la célula. La longitud lineal de estas regiones aumenta al disminuir la intensidad de la lluvia y pueden alcanzar decenas de kilómetros.

La principal diferencia entre los distintos métodos desarrollados para predecir las estadísticas de atenuación debida a la lluvia a partir de mediciones pluviométricas se encuentra en los modelos utilizados para describir la estructura espaciotemporal de el índice de pluviosidad.

El «método de la tormenta sintética» genera estadísticas de atenuación mediante la conversión de los perfiles de tasa/duración de lluvia registrados en un punto con los perfiles de tasa/distancia de lluvia utilizando la velocidad de traslación del diagrama de lluvia, estimado en función de la velocidad del viento [Drufuca, 1974; Bertok y otros, 1977 y Segal, 1982].

Todos los demás métodos utilizan distribuciones acumulativas del índice de pluviosidad medido en un punto. Algunos métodos obtienen el perfil estadístico de la lluvia a lo largo del trayecto a partir de una única célula hipotética de forma adecuada [Misme y Fimbel, 1975] o una distribución estadística de los tamaños de las células de una determinada forma [Capsoni y otros, 1987]. Otros métodos caracterizan el perfil de lluvia estadístico simplemente mediante un coeficiente de reducción que puede determinarse a partir de la función de correlación espacial de la lluvia o de las mediciones efectuadas utilizando pluviómetros de respuesta rápida situados a lo largo de una línea [Harden y otros, 1978 y Crane, 1980] o a partir de una ley semiempírica [Battesti y Boithias, 1978]. Multiplicando el índice de pluviosidad puntual por el coeficiente de reducción se obtiene el índice de pluviosidad media del trayecto equivalente.

Otra alternativa es aplicar el coeficiente de reducción a la longitud real del trayecto, lo que da lugar a una longitud de trayecto equivalente a lo largo de la cual se puede suponer que la intensidad de lluvia es constante [Lin, 1975; Garcia-Lopez y Peiro, 1983; Moupfouma, 1984 y Dissanayake y Allnutt, 1992]. Este es el tipo de procedimiento que adopta actualmente el método de la Recomendación UIT-R P.530.

#### 4.1.1 Fundamento del método de predicción de la atenuación debida a la lluvia

El procedimiento de predicción de la atenuación debida a la lluvia que actualmente utiliza la Recomendación UIT-R P.530 se deriva del análisis de el índice de pluviosidad coincidente y las mediciones de propagación realizadas principalmente en Europa, junto con datos adicionales de Japón y Estados Unidos de América. Se utiliza el concepto de longitud de trayecto efectiva para tener en cuenta el perfil no uniforme de la intensidad de la lluvia a lo largo del trayecto real. Este método se basa en la estimación de la atenuación superada durante un 0,01% del tiempo ( $A_{0,01}$ ) a partir de el índice de pluviosidad rebasado durante el mismo porcentaje de tiempo ( $R_{0,01}$ ). Para un determinado valor de  $R_{0,01}$  se calcula la atenuación específica y se multiplica por la longitud del trayecto efectiva a fin de obtener el correspondiente valor de  $A_{0,01}$ :

$$A_{0,01} = \gamma_R \cdot d \cdot \frac{1}{1 + d/d_0} \tag{6}$$

donde:

$\gamma_R$ : atenuación específica

$d$ : longitud del trayecto

$d_0$ : longitud de la célula de lluvia equivalente.

Las ecuaciones empíricas se utilizan para extrapolar los valores a otros porcentajes de tiempo ( $p$ ) a fin de establecer la distribución de atenuación completa. Estas ecuaciones se han obtenido a partir de datos experimentales. Para enlaces de radiocomunicaciones en latitudes iguales o superiores a 30° (Norte o Sur):

$$\frac{A_p}{A_{0,01}} = 0,12 p^{-(0,546 + 0,043 \log_{10} p)} \tag{7}$$

Para enlaces de radiocomunicaciones en latitudes por debajo de 30° (Norte o Sur):

$$\frac{A_p}{A_{0,01}} = 0,07 p^{-(0,855 + 0,139 \log_{10} p)} \tag{8}$$

Ambas ecuaciones se han establecido para porcentajes de tiempo entre el 1% y el 0,001% y han de utilizarse sólo dentro de esta gama. El concepto de equiprobabilidad no es coherente con la información meteorológica y no es enteramente satisfactorio desde un punto de vista teórico. Asimismo, como el método utiliza sólo un punto de la distribución del índice de pluviosidad, dará como resultado la misma distribución de la atenuación para dos emplazamientos con distinta distribución del índice de pluviosidad, pero el mismo valor  $R_{0.01}$ . No obstante, se ha observado que las distribuciones de la atenuación tienen una mayor tendencia a ser paralelas entre sí que las distribuciones de tasa de pluviosidad. En cualquier caso, la precisión obtenida con este método de predicción para los enlaces terrenales es coherente con la calidad y variabilidad de los datos de intensidad de lluvia disponibles.

#### 4.1.2 Atenuación específica

La atenuación específica  $\gamma_R$  (dB/km) en una determinada frecuencia puede conocerse a partir del índice de pluviosidad derivado del índice de refracción complejo del agua a la temperatura de las gotas de lluvia, la velocidad terminal y la distribución del tamaño de las gotas de lluvia [Ryde y Ryde, 1945; Medhurst, 1965 y Setzer, 1970]. Como las gotas de lluvia no son esféricas, las ondas con polarización horizontal sufren una mayor atenuación que las ondas con polarización vertical [Morita y otros, 1974 y Chu, 1974]. En algunos climas, la diferencia de atenuación puede alcanzar el 35% [Fedi y otros, 1977 y Fimbel y Juy, 1977]. La atenuación específica para las polarizaciones vertical y horizontal en frecuencias de hasta 100 GHz puede obtenerse a partir de complejos cálculos que tienen en cuenta la forma no esférica de las gotas de lluvia [Oguchi y Hosoya, 1974; Chu, 1974 y Oguchi, 1977].

Para las aplicaciones prácticas, la relación entre la atenuación específica  $\gamma_R$  (dB/km) y la pluviosidad  $R$  (mm/h) puede aproximarse mediante la ley exponencial [Olsen y otros, 1978]:

$$\gamma_R = k R^\alpha \quad (9)$$

Suponiendo que las gotas de lluvia son esféricas, se han calculado los valores de  $k$  y  $\alpha$  en una serie de frecuencias de la gama 1-1 000 GHz con diversas temperaturas y distribuciones del tamaño de las gotas [Olsen y otros, 1978].

En trabajos recientes realizados por Gibbins y Walden [2003] se presentan los resultados de un detallado estudio sobre la naturaleza de los parámetros  $k$  y  $\alpha$ . En estos resultados se basa la Recomendación UIT-R P.838.

Los valores de los coeficientes  $k$  y  $\alpha$  se determinan como funciones de frecuencia,  $f$  (GHz), en la gama 1-1 000 GHz, a partir de las ecuaciones de la Recomendación UIT-R P.838, elaboradas mediante el ajuste de curvas a los coeficientes de la ley exponencial obtenidos a partir de los cálculos de dispersión.

Los valores de las constantes que se han de utilizar en el cálculo de los coeficientes  $k_H$ ,  $k_V$ ,  $\alpha_H$  y  $\alpha_V$ , necesarios para determinar  $k$  y  $\alpha$ , figuran en la Recomendación UIT-R P.838.

En el Manual del UIT-R – Radiometeorología pueden encontrarse más detalles sobre la relación entre la atenuación específica y el índice de pluviosidad.

#### 4.1.3 Longitud del trayecto efectiva

La longitud del trayecto efectiva en los enlaces terrenales es la longitud de un trayecto ficticio obtenida a partir de datos radioeléctricos, dividiendo la atenuación total superada durante el 0,01% del tiempo por la atenuación específica superada durante el mismo porcentaje de tiempo.

El factor de reducción del trayecto  $r$  se obtiene con la ecuación:

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} \quad (10)$$



Esta ecuación se ha establecido basándose en dos hipótesis:

- la estructura espacial de la lluvia puede modelizarse mediante una célula de lluvia equivalente cuya sección transversal rectangular es equivalente a la longitud  $d_0$  en el plano del trayecto;
- la sección transversal rectangular de la célula de lluvia puede situarse en cualquier posición con respecto al trayecto con probabilidades idénticas.

La longitud del trayecto efectiva  $d_{eff} = dr$  corresponde a la longitud media de la intersección entre el trayecto terrenal y la célula de lluvia equivalente de longitud  $d_0$  en cualquier posición con un rebasamiento durante el 0,01% del tiempo.

La longitud  $d_0$  de la célula de lluvia equivalente se definió en principio como una constante, pero el modelo fue posteriormente mejorado suponiendo una dependencia con la intensidad de la lluvia [Yamada y otros, 1987]:

$$d_0 = 35 e^{-0,015 R_{0,01}} \quad (11)$$

Para  $R_{0,01} > 100$  mm/h, se utilizará el valor 100 mm/h para  $R_{0,01}$ .

Aunque esta ecuación se basa en datos de atenuación debida a la lluvia en trayectos oblicuos, ha sido posible aplicarla satisfactoriamente a las mediciones de atenuación debida a la lluvia en enlaces terrenales.

#### 4.1.4 Ejemplos de aplicación

Emplazamiento: Río de Janeiro, BRA

Latitud: 22° 50' S

Longitud: 317° 00' E

Frecuencia:  $f = 13$  GHz

Longitud del trayecto:  $d = 20$  km

Polarización lineal:  $\tau = 90^\circ$ .

*Paso 1:* Aplicando la Recomendación UIT-R P.837 (mapas mundiales del índice de pluviosidad) en este emplazamiento se obtiene un valor  $R_{0,01} = 59,67$  mm/h para el índice de pluviosidad superado durante el 0,01% del tiempo.

*Paso 2:* La atenuación específica  $\gamma_R$  se evalúa empleando la Recomendación UIT-R P.838 para la frecuencia, la polarización y el índice de pluviosidad en cuestión. Se obtiene un valor de  $\gamma_R = 2,82$  dB/km.

*Paso 3:* Se calcula la longitud del trayecto efectiva,  $d_{eff} = d \times r = 20 \times 0,42 = 8,34$  km, que permite obtener una estimación de la atenuación del trayecto rebasada durante el 0,01% del tiempo:

$$A_{0,01} = \gamma_R d_{eff} = 23,4 \quad \text{dB} \quad (12)$$

Por último, con la fórmula que corresponde a los radioenlaces en latitudes inferiores a 30°, la atenuación debida a la lluvia rebasada durante el 0,001%, el 0,01%, el 0,1% y el 1% del tiempo es  $A_{0,001} = 33,9$  dB,  $A_{0,01} = 23,4$  dB,  $A_{0,1} = 8,5$  dB y  $A_1 = 1,6$  dB, respectivamente.

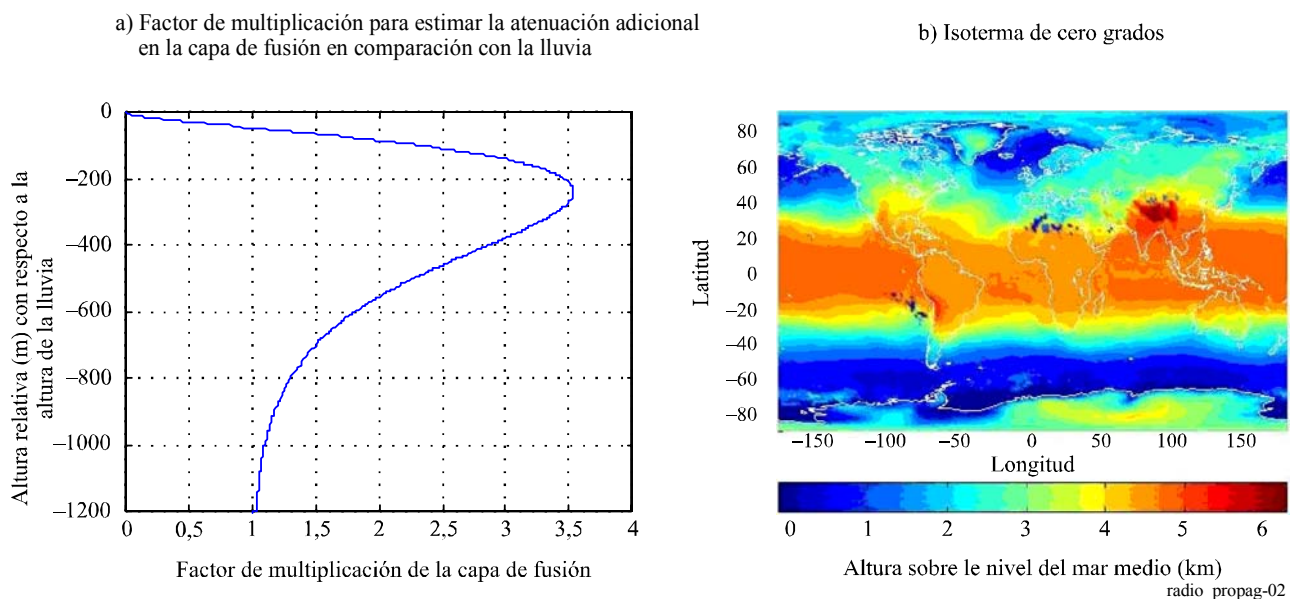
#### 4.1.5 Predicción combinada para lluvia y nieve húmeda

El método de la Recomendación UIT-R P.530 se basa en una propuesta formulada en 2002 por Bacon y Eden, y mejorada posteriormente con una aplicación aproximada, como indica Tjelta y otros [2005]. El método utiliza un mapa mundial de altura de lluvia e información indirecta para estimar la cantidad de nieve húmeda, además de un perfil de atenuación media a fin de obtener la atenuación rebasada en la capa de fusión. Se supone además una cierta distribución de la altura de la lluvia, o isoterma de cero grados, así como

una forma fija de la atenuación rebasada en la capa de fusión, como una función de la posición en la capa. Con esta información, es posible predecir la distribución de la atenuación en cualquier enlace teniendo en cuenta tanto la lluvia como la nieve húmeda.

La capa de fusión está formada por una mezcla de hielo, agua y aire. Los hidrometeoros de hielo en suspensión se funden, se juntan y posteriormente se separan convertidos en gotas de lluvia. La precipitación de hidrometeoros en forma de nieve húmeda suele darse en el trayecto de propagación cuando la temperatura del aire ronda los  $0^{\circ}\text{C}$ . La teoría de la atenuación debida a la lluvia es bien conocida y está razonablemente bien modelada para las gamas de frecuencias que se utilizan hoy en día. Se han determinado coeficientes de extinción teóricos para partículas de diversos tamaños y formas, y se han establecido modelos de atenuación específica simplificados en función de la frecuencia y la polarización de las ondas radioeléctricas, así como del ángulo del trayecto con respecto al eje principal de las gotas de lluvia no esféricas de gran tamaño. Por el contrario, las partículas de nieve húmeda causan bastante más dificultades a la hora de realizar un modelo, aunque se han hecho algunos intentos. El análisis teórico de la propagación de las ondas radioeléctricas en la capa de fusión utiliza modelos de fusión de las partículas de hielo. Para una misma cantidad de agua líquida, se ha visto que las partículas de nieve húmeda tienen mayores coeficientes de extinción que las gotas de lluvia, lo que causa un mayor rebasamiento de la atenuación específica en comparación con la lluvia (véanse en [Jain y Watson, 1985 y Kuznetov y otros, 2000] los análisis recientes). La terminología de radar utilizada es «banda brillante», debido a los fuertes ecos de radar observados en esta capa. Además de la atenuación copolar, la naturaleza anisótropa de las partículas de nieve húmeda también puede causar un cierto grado de despolarización.

FIGURA 2



El método de predicción combinado para lluvia y nieve húmeda que aquí se presenta utiliza una aproximación simplificada. Se introduce un factor de multiplicación para determinar si la atenuación específica difiere de la causada por la lluvia. Se utiliza un factor 1 para lluvia y superior a 1 para nieve húmeda, situándose el máximo algo por encima de 3,5, y siendo 0 para nieve seca o hielo. El modelo obtenido de la ecuación (18) puede verse gráficamente en la Fig. 2a), donde el factor de multiplicación se representa en función de la posición vertical de la capa de fusión por encima de la lluvia.

El factor de multiplicación viene dado por  $\Gamma(h)$ :

$$\Gamma(h) = \begin{cases} 0 & 0 < h \\ \frac{a(1 - e^{h/b})^2}{\left(1 + \left(1 - e^{-(h/c)^2}\right)^2 \left(a(1 - e^{h/b})^2 - 1\right)\right)} & h \leq 0 \end{cases} \quad (13)$$

Donde  $a = 4$ ,  $b = 70$ , y  $c = 600$  son constantes. Los tres coeficientes repercuten en el factor de multiplicación máximo, su posición en relación con el límite superior y la profundidad de la capa, respectivamente. Esta función tiende asintóticamente a 1 para grandes valores de  $h$  negativos, y en términos prácticos toma el valor 1 para  $h < -1400$ , teniendo  $a$ ,  $b$ , y  $c$  los valores indicados.

El factor de multiplicación real que se ha de utilizar en la predicción es una integral de los factores multiplicativos ponderados con la función densidad de probabilidad de la altura de la capa de fusión relativa a lo largo del trayecto. El factor de multiplicación se correlaciona con la altura de la isoterma de cero grados.

El método de predicción en caso de combinación de lluvia, nieve húmeda y nieve seca o hielo es simple y se basa en los siguientes supuestos:

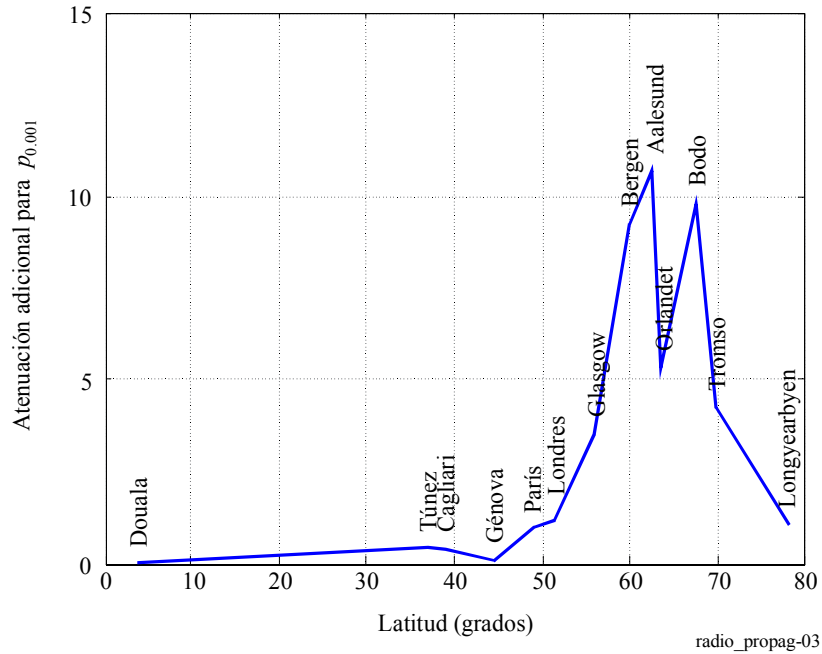
- se conoce el índice de precipitación, por ejemplo a partir del mapa de la Recomendación UIT-R P.837;
- la precipitación se clasifica en lluvia, nieve húmeda y nieve seca o hielo en función de la altura de la lluvia, como se muestra en el mapa de la Recomendación UIT-R P.839, y se utiliza el modelo de la capa de fusión descrito anteriormente;
- la distribución de la atenuación debida a la combinación de lluvia y nieve es idéntica a la distribución de la atenuación causada sólo por la lluvia.

Lo más importante es determinar un factor de multiplicación que tenga en cuenta la contribución de la nieve húmeda y seca. Si se observa que todas las precipitaciones son de lluvia, este factor será 1 y no se modificarán los resultados que se obtienen con el procedimiento actual (véase la Recomendación UIT-R P.530). No obstante, si todas las precipitaciones son de nieve seca o hielo, el factor será 0 y no se podrá estimar la atenuación. Esto difiere bastante del método existente. En la realidad, la altura de la isoterma de cero grados cambia de altura a lo largo del año, siendo las precipitaciones principalmente de lluvia, algo de nieve húmeda y algo de nieve seca. En caso de nieve húmeda, la atenuación puede ser bastante más importante que en el caso de la lluvia, por lo que, al sumar todas las posibilidades, probablemente el factor tendrá que ser superior a 1 a fin de dejar un cierto margen adicional para la nieve húmeda.

En este procedimiento hay que definir y utilizar dos parámetros: la altura de lluvia media obtenida a partir de la altura de la isoterma de cero grados y su variación o distribución. Los datos de altura de lluvia figuran en la Recomendación UIT-R P.839. Los datos de la altura de la isoterma de cero grados se muestran en la Fig. 2b). Se supone que la altura de la lluvia sigue una distribución normal de media cero con una desviación típica de 800 m. En la actualidad se supone que la distribución es la misma en todo el mundo. La atenuación,  $A_p$ , rebasada durante un porcentaje de tiempo,  $p$ , como se indica en el punto anterior, es válida para los trayectos de enlace donde sólo se experimentan precipitaciones de lluvia líquida. En la Recomendación UIT-R P.530 se presenta el procedimiento paso a paso.

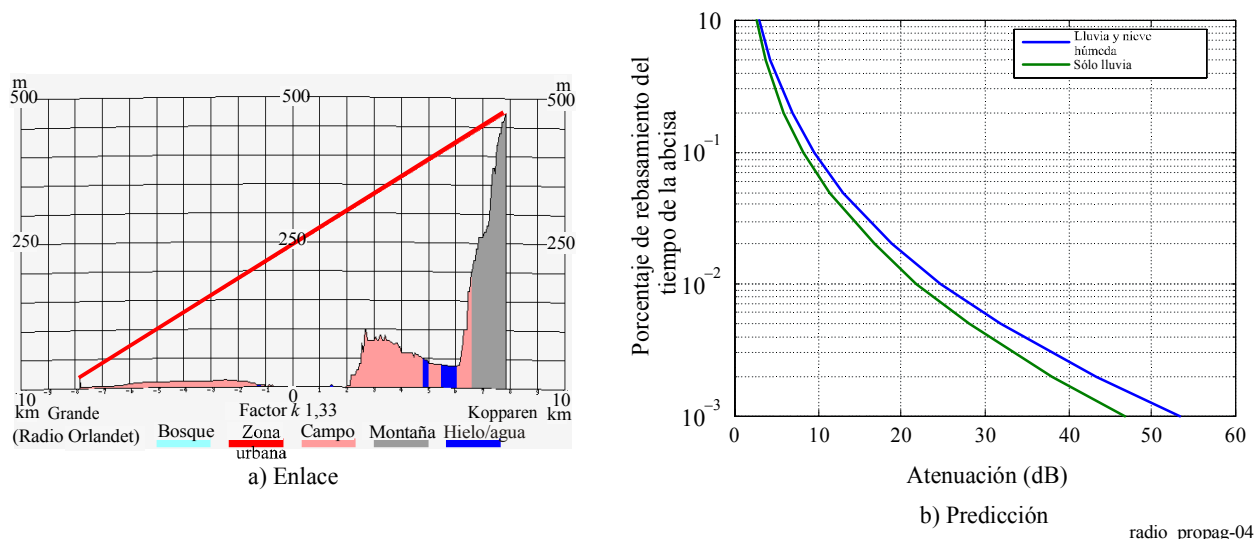
En la Fig. 3 se muestra un ejemplo del procedimiento aplicado a determinadas ciudades entre el Ecuador y el Polo Norte. De media anual, se ha estimado una atenuación adicional de hasta 10 dB debida a la nieve húmeda, siendo  $p = 0,001\%$ .

FIGURA 3  
**Atenuación estimada debida a nieve húmeda, siendo  $p=0,001\%$ ,  
 en un año medio en algunas ciudades situadas  
 entre el Ecuador y el Polo Norte**



Por el momento no se dispone de los resultados de las pruebas. En una serie de publicaciones figuran mediciones de la atenuación rebasada debida a la nieve húmeda. Estos datos se refieren a Japón, Canadá, Reino Unido y Noruega, véase [Takada y Nakamura, 1966; Nishitsuji, 1971; Hendry y otros, 1981; Gutteberg, 1983; Kharadly y otros, 1983; Kharadly y Owen, 1988; Thurai y Woodroffe, 1997; Walden y otros, 2003; Tjelta y otros, 2005 y Tjelta y otros, 2006].

FIGURA 4  
**Ejemplo de predicción para un enlace costero en Noruega [Tjelta y otros, 2006]  
 aplicando un factor de multiplicación promediado para un trayecto inclinado**



#### 4.1.6 Extrapolación a diferentes frecuencias y polarizaciones de las estadísticas de la atenuación debida a la lluvia a largo plazo

##### 4.1.6.1 Extrapolación a partir de una sola frecuencia

Si sólo se dispone de los datos de atenuación medidos para una frecuencia, puede aplicarse la fórmula empírica de la Recomendación UIT-R P.530, que da una relación de atenuación directamente en función de la frecuencia y la atenuación, para extrapolarlos a otras frecuencias en el mismo trayecto, en una gama entre 7 y 50 GHz (y, posiblemente, hasta 100 GHz):

$$A_2 = A_1 (\Phi_2 / \Phi_1)^{1-H(\Phi_1, \Phi_2, A_1)} \quad (14)$$

donde:

$$\Phi(f) = \frac{f^2}{1 + 10^{-4} f^2} \quad (15)$$

$$H(\Phi_1, \Phi_1, A_1) = 1,12 \times 10^{-3} (\Phi_2 / \Phi_1)^{0,5} (\Phi_1 A_1)^{0,55} \quad (16)$$

$A_1$  y  $A_2$  son valores equiprobables de la atenuación debida a la lluvia rebasada a las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  GHz, respectivamente.

Se ha determinado que esta fórmula es la herramienta empírica más adecuada para los datos de extrapolación disponibles [Boithias, 1989]. Dado que la exactitud de este procedimiento es de un 10%, la técnica de extrapolación en frecuencia normalmente se empleará cuando se disponga de una distribución a largo plazo obtenida a partir de mediciones.

La extrapolación en función de la frecuencia se contempla más detalladamente en el Manual del UIT-R – Radiometeorología, donde, además, se ofrece un método alternativo, que utiliza las constantes  $k$  y  $\alpha$  y, por tanto, es más adecuado cuando se necesita hacer una extrapolación en función de la polarización. Otros métodos utilizan las estadísticas de atenuación medidas en dos frecuencias o información sobre el ángulo de elevación para predecir la atenuación en otra frecuencia.

##### 4.1.6.2 Extrapolación a partir de la polarización

Si la atenuación sólo se ha medido en una polarización (vertical u horizontal), se pueden aplicar las ecuaciones (47) y (48) de la Recomendación UIT-R P.530 [Boithias, 1983] para extrapolar en función de la polarización valores equiprobables de atenuación debida a la lluvia, dentro de la gama de longitud de trayecto y frecuencia del método de predicción de la atenuación.

La extrapolación en función de la polarización sólo se ha de aplicar a las mediciones o cálculos de atenuación debida a la lluvia. Debe añadirse la atenuación adicional debida a la absorción gaseosa. Las ecuaciones de la Recomendación UIT-R P.530 suelen concordar con los resultados experimentales y con las estimaciones efectuadas utilizando los coeficientes de atenuación específica de la Recomendación UIT-R P.838:

$$A_V = \frac{300 A_H}{335 + A_H} \quad \text{dB} \quad (17)$$

o

$$A_H = \frac{335 A_V}{300 - A_V} \quad \text{dB} \quad (18)$$

Se considera que estas ecuaciones son válidas en la gama de longitudes de trayecto y frecuencias del método de predicción de la atenuación debida a la lluvia. Cabe señalar, no obstante, que el cálculo de las relaciones de extrapolación en función de la polarización utilizando datos de radar sugiere valores mayores para la lluvia convectiva que para la lluvia estratiforme, lo que puede originar una cierta dependencia climática.

#### 4.1.7 Estadísticas sobre la duración e intensidad del desvanecimiento causado por la lluvia

Los procedimientos utilizados para determinar las estadísticas de la duración del desvanecimiento causado por la lluvia figuran en la Recomendación UIT-R P.530.

Aunque hasta el momento hay poca información sobre la distribución general de la duración del desvanecimiento, se dispone de algunos datos y de un modelo empírico para elaborar estadísticas específicas tales como la duración media de los desvanecimientos y el número de los mismos. No obstante, la diferencia observada entre los valores medios y medianos de la duración indica una asimetría en la distribución general de la duración. Del mismo modo, hay pruebas fehacientes de que la duración de los desvanecimientos en condiciones de lluvia es mucho mayor que en condiciones de propagación por trayectos múltiples.

En este documento se define atenuación como el exceso de atenuación,  $A$ , durante un determinado periodo de tiempo (por ejemplo, superior o igual a 10 s). La relación entre el número de sucesos de atenuaciones  $N(A)$ , la duración media de esas atenuaciones,  $D_m(A)$ , y el tiempo total,  $T(A)$ , en el cual se rebasa la atenuación,  $A$ , durante más de un cierto periodo, se obtiene con la ecuación:

$$N(A) = T(A) / D_m(A) \quad (19)$$

El tiempo total,  $T(A)$ , depende de la definición del suceso. Los casos que suelen interesar para la aplicación son aquéllos en que la atenuación,  $A$ , dura, por lo menos, 10 s. No obstante, también pueden ser interesantes sucesos de más corta duración (por ejemplo, un intervalo de muestreo de 1 s utilizado en un experimento) para determinar el porcentaje de tiempo total de interrupción atribuido a la indisponibilidad (es decir, el tiempo total del suceso igual o superior a 10 s).

El número de desvanecimientos que rebasan la atenuación,  $A$ , durante 10 s o más puede expresarse como:

$$N_{10s}(A) = a A^b \quad (20)$$

donde  $a$  y  $b$  son coeficientes que dependen de la frecuencia, la longitud del trayecto y otras variables, tales como el clima.

A partir de un conjunto de mediciones a 18 GHz en un trayecto de 15 km en la península escandinava, los valores de  $a$  y  $b$  calculados para un periodo de un año son:

$$a = 5,7 \times 10^5 \quad b = -3,4 \quad (21)$$

Una vez obtenido  $N_{10s}(A)$  a partir de la ecuación (20), puede determinarse la duración media de los desvanecimientos iguales o superiores a 10 s invirtiendo la ecuación (19).

A partir del conjunto de mediciones indicado (18 GHz, trayecto de 15 km en la península escandinava), el 95-100% de los desvanecimientos por lluvia superiores a 15 dB pueden atribuirse a la indisponibilidad. Conociéndose este porcentaje, puede obtenerse la disponibilidad multiplicando dicho porcentaje por el porcentaje total de tiempo durante el cual se supera un valor determinado de la atenuación,  $A$ , calculado según el método presentado en la Recomendación UIT-R P.530.

#### 4.1.8 Variaciones estacionales – mes más desfavorable

La planificación de sistemas a menudo requiere conocer el valor de la atenuación rebasada durante el porcentaje de tiempo,  $P_W$ , del «mes más desfavorable» (véase la Recomendación UIT-R P.581).

La conversión de las estadísticas anuales en estadísticas del «mes más desfavorable» se trata detalladamente en la Recomendación UIT-R P.841. La relación entre  $P_W$  y el porcentaje de tiempo anual,  $P$ , puede expresarse de la siguiente manera:

$$P = Q_1^{\frac{1}{1-\beta}} P_W^{\frac{1}{1-\beta}} \quad (22)$$

Esta ecuación es aplicable a la gama de probabilidad ( $0,001\% < P < 3\%$ ). Los valores de  $Q_1$  y  $\beta$  para distintos emplazamientos y para determinados efectos de propagación figuran en la Recomendación UIT-R P.841. A fin de efectuar una planificación global, puede ser más conveniente recurrir a una única relación «media», con los valores  $Q_1 = 2,85$  y  $\beta = 0,13$ , obteniéndose:

$$P = 0,3 P_W^{1,15} \quad (23)$$

Las mediciones realizadas en diversos climas indican que la relación entre el porcentaje de tiempo del mes más desfavorable anual medio y el porcentaje de tiempo anual medio depende en cierta medida del clima. La ecuación indicada corresponde a climas con pocas variaciones estacionales en cuanto a intensidad de lluvias. En el caso del Mediterráneo y el Noroeste de Europa, y de otras regiones con variaciones estacionales de lluvia semejantes, el valor  $P$  ha de reducirse en un 20%, mientras que, en casos más extremos, el valor de  $P$  ha de reducirse un 30%.

#### 4.1.9 Discusión del modelo de evaluación (pruebas)

Los criterios de prueba para comparar métodos de predicción, incluida la definición de una variable de prueba a fin de comparar las predicciones de atenuación debida a la lluvia, se encuentran en la Recomendación UIT -R P.311.

Las amplias pruebas realizadas basándose en los métodos y datos disponibles sugieren la adopción del método del § 2.4.1 de la Recomendación UIT-R P.530 y demuestran que la precisión que se puede obtener ronda el 25%-30% en términos generales para porcentajes de tiempo entre el 0,001% y el 0,1%. Se necesitan datos estadísticos a largo plazo, especialmente procedentes de las regiones tropicales, para mejorar la precisión de las predicciones.

Para porcentajes de tiempo superiores al 0,1%, conviene recordar que las mediciones de intensidad de lluvia crecen en inexactitud a medida que desciende el índice de pluviosidad. En concreto, para tales porcentajes de tiempo, puede que la absorción gaseosa ya no sea despreciable y debe añadirse a la atenuación debida a la lluvia prevista.

#### 4.1.10 Ejemplo de cálculo

En este ejemplo se calcula la distribución de la atenuación debida a la lluvia para un enlace con las siguientes características:

Frecuencia de funcionamiento: 18 GHz

Latitud del punto medio: 12° 00' 00"

Longitud del punto medio: 44° 00' 00"

Longitud del trayecto: 10 km

Polarización: Vertical.

*Paso 1:* el índice de pluviosidad  $R_{0,01}$  rebasado durante el 0,01% del tiempo (con un tiempo de integración de 1 min) se obtendrá, de preferencia, a partir de las mediciones a largo plazo realizadas por fuentes locales. Si no se dispone de estos datos, se puede realizar una estimación a partir de la información de la Recomendación UIT-R P.837, que proporciona cifras para efectuar una estimación rápida de  $R_{0,01}$  y un método para calcular con más precisión este parámetro; en ese caso, se obtiene un valor de  $R_{0,01} = 50$  mm/h. Cabe señalar que, aunque se utilizan aquí las coordenadas geográficas del punto medio del enlace, la utilización de las coordenadas de uno de sus puntos extremos no introducirá un error significativo en el cálculo.

*Paso 2:* la atenuación específica,  $\gamma_R$  (dB/km), se calcula utilizando la Recomendación UIT-R P.838.

$$\log_{10} k = \sum_{j=1}^4 a_j \exp \left[ - \left( \frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_k \log_{10} f + c_k \quad (24)$$

$$\alpha = \sum_{j=1}^5 a_j \exp \left[ - \left( \frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_\alpha \log_{10} f + c_\alpha \quad (25)$$

donde:

$f$ : frecuencia (GHz)

$k$ :  $k_H$  o  $k_V$

$\alpha$ :  $\alpha_H$  o  $\alpha_V$ .

Los coeficientes  $a_j$ ,  $b_j$ ,  $c_k$ ,  $m_k$ ,  $c_\alpha$  y  $m_\alpha$  aparecen en la Recomendación UIT-R P.838. Los coeficientes  $k$  y  $\alpha$  pueden tener una polarización horizontal (H) o vertical (V). Con estas ecuaciones se obtiene que, para una polarización vertical,  $\alpha$  (18 GHz) = 1,002505 y  $k$  (18 GHz) = 0,077076. La atenuación específica es:

$$\gamma_R = k R_{0,01}^\alpha = 3,89 \quad \text{dB/km} \quad (26)$$

*Paso 3:* Cálculo de la longitud del trayecto efectiva  $d_{eff}$ :

$$d_0 = 35 \exp(-0,015 R_{0,01}) = 16,53 \text{ km} \quad (27)$$

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} = 0,623 \quad (28)$$

$$d_{eff} = d \cdot r = 6,23 \text{ km} \quad (29)$$

*Paso 4:* Estimación de la atenuación del trayecto rebasada durante el 0,01% del tiempo:

$$A_{0,01} = \gamma_R d_{eff} = 24,2 \quad \text{dB} \quad (30)$$

*Paso 5:* Conversión a otros porcentajes de tiempo:

$$\frac{A_p}{A_{0,01}} = 0,12 p^{-(0,546 + 0,043 \log_{10} p)} \quad (31)$$

$p$ (%)	$A_p$ (dB)
1	2,9
0,1	9,2
0,01	24,2
0,01	51,7



Paso 6: Si se quieren realizar estadísticas del mes más desfavorable, se calculan los porcentajes de tiempo anual,  $p$ , correspondientes a los porcentajes de tiempo del mes más desfavorable,  $p_w$ , utilizando la información climática especificada en la Recomendación UIT-R P.841. A efectos de planificación global:

$$p(\%) = 0,30 p_w(\%)^{1,15} \tag{32}$$

En este ejemplo se obtiene:

$p_w$ (%)	$p$ (%)	$A_p$ (dB)
1	0,3	5,5
0,1	0,021	18,1
0,01	0,0015	45,9

## 4.2 Enlaces en tándem y convergentes

### 4.2.1 Desvanecimiento correlacionado en trayectos en tándem

La calidad de transmisión global de un sistema en tándem viene determinada fundamentalmente por las características de propagación de cada uno de los enlaces. Cuando los saltos son largos y hay pocas probabilidades de interrupción, la probabilidad de que se de un desvanecimiento simultáneo en dos o más saltos suele ser despreciable. En estas circunstancias, la probabilidad de interrupción global para una serie en tándem será igual a la suma de probabilidades de interrupción de cada uno de los enlaces [Peroni y Fedi, 1974], como se indica en la Recomendación UIT-R P.530:

$$P_T = \sum_{i=1}^n P_i \tag{33}$$

donde  $P_i$  es la  $i$ -ésima probabilidad de interrupción del número total de enlaces  $n$ .

Cuando la longitud de los saltos es corta (es decir, comparable con las dimensiones de la estructura de lluvia atenuante), es posible que los enlaces adyacentes se vean afectados simultáneamente, lo que arroja una probabilidad de interrupción general inferior a la suma de las probabilidades individuales. Como se indica en la Recomendación UIT-R P.530:

$$P_T = K \sum_{i=1}^n P_i \tag{34}$$

donde  $K$  es un factor de reducción que incluye el efecto general de la correlación correspondiente a la lluvia.

Las mediciones efectuadas en Japón en una serie de enlaces de 4,5 km han demostrado esta condición. Se observaron factores de reducción cercanos a 0,8 para la interrupción en dos saltos y de 0,7 para cuatro saltos con una probabilidad de interrupción del enlace único de 0,03% [Sasaki y otros, 1976 y Morita y Higuti, 1978].

Los cálculos basados en la función de correlación espacial de lluvia observada en emplazamientos muy separados en Canadá indican que pueden aplicarse factores de reducción similares a longitudes de salto mayores formadas por diez saltos en tándem de entre 10 y 20 km cada uno. Para longitudes de salto aún mayores, el desvanecimiento simultáneo es significativo sólo si hay una probabilidad elevada de que ocurra [Segal, 1982].

A partir de estos experimentos y cálculos, la Recomendación UIT-R P.530 presenta gráficos del factor de modificación  $K$  en función del número de saltos para trayectos de igual longitud y diversas longitudes de trayecto y para distintos porcentajes de tiempo considerando una longitud del trayecto 4,6 km.

### 4.2.2 Trayectos convergentes

En la Recomendación UIT-R P.1410 aparece información sobre el factor de mejora por diversidad para trayectos convergentes en la parte inferior de la gama de ondas milimétricas. Aunque se elaboró para aplicaciones punto a zona, puede utilizarse para obtener una indicación general del margen de mejora que pueden aportar esos elementos en una red punto a punto con diversidad de encaminamiento (o malla).

Como la distribución temporal y espacial del índice de pluviosidad es aleatoria, los enlaces punto a punto convergentes experimentarán instantáneamente distintas profundidades de atenuación. Por consiguiente, es posible que haya una degradación de la relación portadora/interferencia ( $C/I$ ) entre enlaces de usuario en distintos sectores angulares cuando la señal deseada está atenuada por la lluvia en su trayecto y la señal interferente no lo está.

La distribución acumulativa diferencial de atenuación debida a la lluvia para dos enlaces convergentes operativos en la misma frecuencia puede estimarse con la siguiente ecuación (véase la Nota 1):

$$A_{12}(p) = [A_1(p) - 0,34 A_2(p)] \left( 2,65|\theta|^{0,23} + 0,004|\Delta d|^{2,25} \right) f^{-0,4} \quad \text{dB} \quad (35)$$

donde:

$p$ : porcentaje de tiempo, entre el 0,01% y el 1%

$f$ : frecuencia (GHz)

$\Delta d$ : diferencia de longitud de trayecto (km)

$\theta$ : ángulo (rad) entre los enlaces, de 0° a 180°

$A_1(p)$  y  $A_2(p)$ : valores de atenuación debida a la lluvia en cada enlace rebasados durante el  $p\%$  del tiempo, calculados con el método de la Recomendación UIT-R 530.

NOTA 1 – La ecuación (35) se basa en los resultados de las mediciones efectuadas en 36 pares de enlaces convergentes en frecuencias comprendidas entre 15 y 38 GHz y longitudes de trayecto entre 1 y 23 km.

### 4.3 Trayectos con repetidores pasivos

En la Recomendación UIT-R P.530 se presentan métodos para ampliar los procedimientos de salto único a los saltos con repetidores pasivos de uno o más tramos, basados en los trabajos de Karl y Persson [1998].

En el caso de los reflectores planos, el procedimiento es sencillo y consiste en la inserción de la longitud total del trayecto en la ecuación (32) de la mencionada Recomendación a fin de obtener el factor de reducción de distancia. Este método es más preciso si los tramos del salto son aproximadamente paralelos entre ellos. La desviación de los tramos paralelos tendrá como efecto general el aumento de la uniformidad de la lluvia en todo el trayecto, dado que la distancia entre puntos extremos se reduce en relación con el tamaño de la célula de lluvia, lo que, a su vez, causará una subestimación de la atenuación, puesto que se habrá subestimado igualmente el factor de reducción. En esa misma Recomendación se presenta un método, aún no sometido a prueba, para eliminar de forma aproximada tal efecto.

En el caso de los repetidores de antena adosados con la misma polarización en los tramos, el procedimiento es idéntico al de los reflectores planos. Si se alternan las polarizaciones vertical y horizontal, la atenuación se calcula en todo el trayecto para una polarización y, luego, para la otra y, a continuación, se calcula una media ponderada sencilla a partir de la longitud real del trayecto para cada polarización.

## 5 Desvanecimiento por trayectos múltiples y mejora en una sola frecuencia

La distribución del desvanecimiento por trayectos múltiples en una sola frecuencia o en una anchura de banda estrecha es el único medio de estimar las interrupciones debidas a este fenómeno en enlaces analógicos. También es un ingrediente fundamental de prácticamente todas las técnicas para determinar las interrupciones en los enlaces digitales. Las distribuciones de la mejora en condiciones de trayectos múltiples son importantes para efectuar los cálculos de interferencia y de saturación del receptor (véase el Manual UIT-R – Sistemas de radioenlaces digitales).

En este capítulo, el fundamento y la precisión de los métodos de predicción de la Recomendación UIT-R P.530 para estimar el desvanecimiento en una única frecuencia y la distribución de mejora se presentan en el § 5.1. Para facilitar la utilización de estos métodos, figuran además ejemplos aplicados a enlaces reales. Aunque los procedimientos de predicción del número y duración medios de los desvanecimientos aún no están disponibles, en el § 5.2 aparecen los procedimientos de estimación basados en los pocos datos experimentales de que se dispone. Los datos conocidos del ritmo de variación del nivel de la señal se tratan en el § 5.3. Por último, el desvanecimiento por trayectos múltiples en enlaces en tándem se aborda en el § 5.4.

Dada su especial importancia para los radioenlaces digitales, la distorsión asociada con la naturaleza selectiva en frecuencia del desvanecimiento por trayectos múltiples se aborda individualmente en el § 6. Puesto que las técnicas de diversidad son un buen medio para reducir tanto el desvanecimiento por trayectos múltiples como la distorsión conexas, estos temas se tratan en el § 8.

## 5.1 Predicción de la distribución de desvanecimiento/mejora

En la Recomendación UIT-R P.530 se presentan cuatro métodos complementarios para predecir las distintas partes de la distribución de desvanecimiento/mejora en el mes más desfavorable medio en cualquier emplazamiento del mundo. Dos métodos se refieren a la gama de desvanecimiento profundo de la distribución: el Método 1 aborda el diseño detallado del enlace, y el Método 2 la planificación inicial o la obtención de licencias. Estos métodos ofrecen la base de cálculo del método de interpolación para la gama de desvanecimiento leve y del método para la gama de mejora. Los fundamentos de cada uno de estos métodos se exponen en § 5.1.1-5.1.3, junto con un resumen de los resultados de las pruebas. En el § 5.1.4 se presentan ejemplos de aplicación de todos estos métodos.

### 5.1.1 Fundamento y precisión de los Métodos 1 y 2

#### 5.1.1.1 Distribución total derivada de la cola

La señal con desvanecimiento profundo sigue una distribución de Rayleigh. Esta premisa se ha asumido durante mucho tiempo [Pearson, 1965; Morita y otros, 1974 y Barnett, 1972], y el estudio detallado de los datos de las mediciones coincide con esta opinión [Tjelta y otros, 1990].

Normalmente se ha supuesto que cada enlace y cada variable del clima/terreno contribuye independientemente a la gama de desvanecimiento profundo. Por consiguiente, se ha adoptado un modelo de ley exponencial de la región de desvanecimiento profundo. En términos generales, la probabilidad  $p_w$  (normalmente calculada en porcentaje) de que se sobrepase la profundidad de desvanecimiento  $A$  se obtiene con la ecuación:

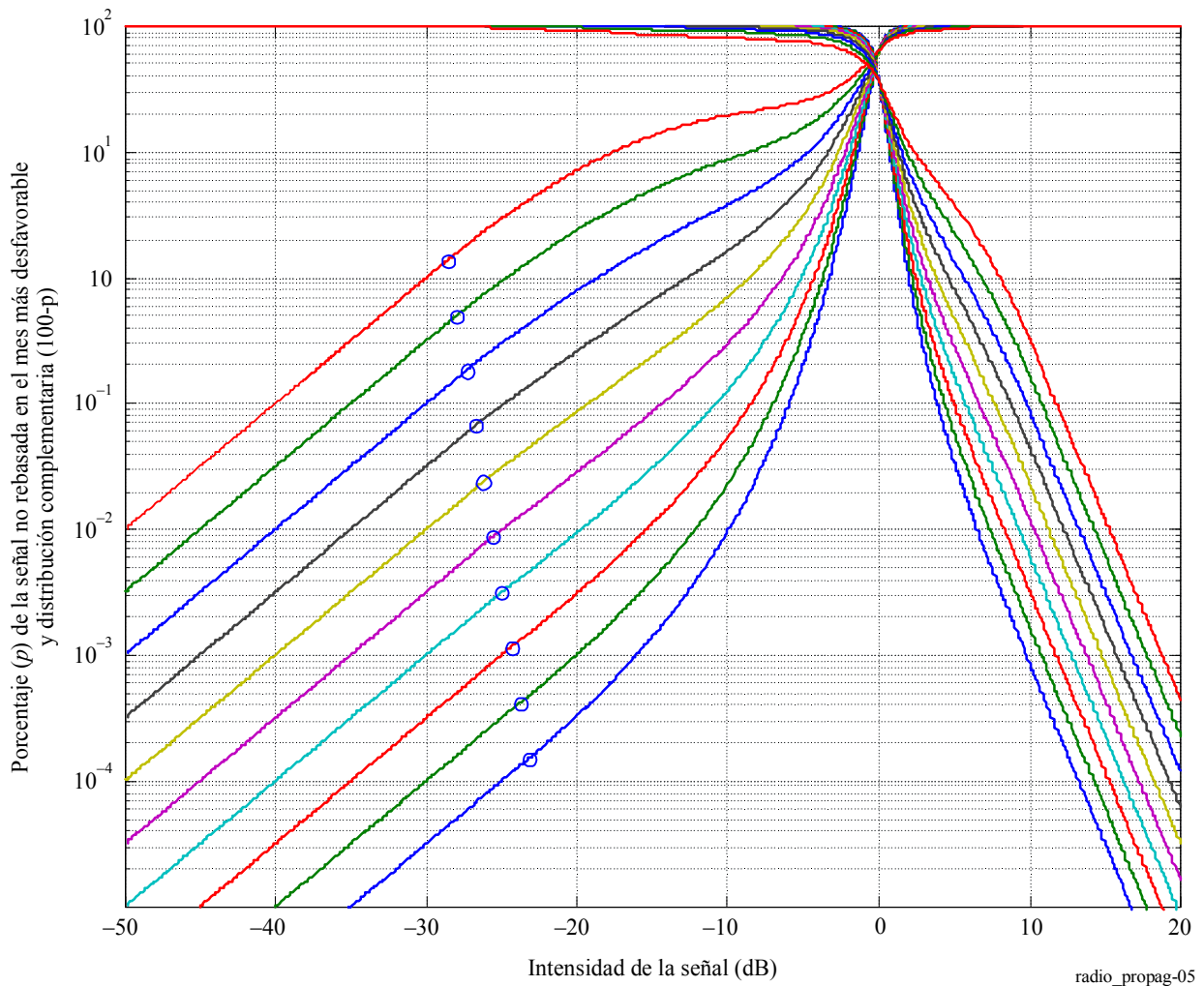
$$p_w = \prod_i g_i(x_i) 10^{-A/10} \quad (36)$$

donde  $i$  es el  $i$ -ésimo enlace y las variables del predictor  $x_i$  y  $g_i$  son sus funciones. Las funciones exponenciales de las variables son comunes, y el exponente da una indicación directa de la importancia del predictor.

Una vez encontrada la cola de desvanecimiento profundo se puede obtener fácilmente la distribución completa. La Fig. 5 presenta una familia de distribuciones de desvanecimiento por trayectos múltiples y de mejora. El círculo pequeño de cada curva indica dónde termina cada pendiente de Rayleigh. Entre este punto específico y 0 dB al 67,7 % se emplea interpolación. En la región de mejora, la distribución sigue una pendiente fija superior a 10 dB, basada en el análisis empírico de los datos de medición [Tjelta y Tanem, 1992] y en una interpolación entre 0 dB y 10 dB.

FIGURA 5

## Ejemplo de familia de distribuciones de desvanecimientos por trayectos múltiples y de mejoras



### 5.1.1.2 Determinación de la cola de distribución de desvanecimiento por trayectos múltiples

En la Recomendación UIT-R P.530 se presentan dos métodos propuestos por el UIT-R. En ambos casos, el método se divide en una parte que describe el clima, un parámetro geoclimático  $K$ , y otra parte que tiene en cuenta las variables del enlace. La parte climática se basa en la probabilidad de fuertes gradientes de refractividad negativa en una zona donde el método más exacto también tiene en cuenta la aspereza del terreno. En la Fig. 6 se muestra un mapa de los gradientes de refractividad no rebasados durante el 1% del año medio [Tjelta y otros, 1998]. En la Recomendación UIT-R P.453 aparece un cuadro con estos datos para cualquier emplazamiento de la Tierra.

Los expertos en propagación han estudiado y adoptado mayoritariamente métodos que siguen estas mismas líneas [Crombie, 1984, Tjelta y otros, 1990].

La aspereza del terreno se utiliza en el método más preciso, que necesita datos digitales relativos a una zona cuadrada de 110 km por 110 km en medio de la cual se encuentra el enlace. La aspereza de la superficie de la zona,  $s_a$ , es simplemente la desviación típica de todas las alturas de esa zona cuadrada.

Los métodos mencionados emplean funciones ligeramente distintas con respecto a las variables del enlace de longitud del trayecto,  $d$ , inclinación del trayecto,  $\epsilon_p$ , altura de la antena más baja,  $h_L$  y frecuencia,  $f$ . La Fig. 8 ilustra una representación plana del perfil del trayecto indicando la longitud del trayecto y las alturas de antena para obtener la inclinación del trayecto. Se resaltan la altura de la antena más baja y la longitud del trayecto.

FIGURA 6  
Gradiente de refractividad negativo en los 65 m inferiores de la atmósfera  
no rebasado durante el 1% de un año medio  
(véase la Recomendación UIT-R P.453)

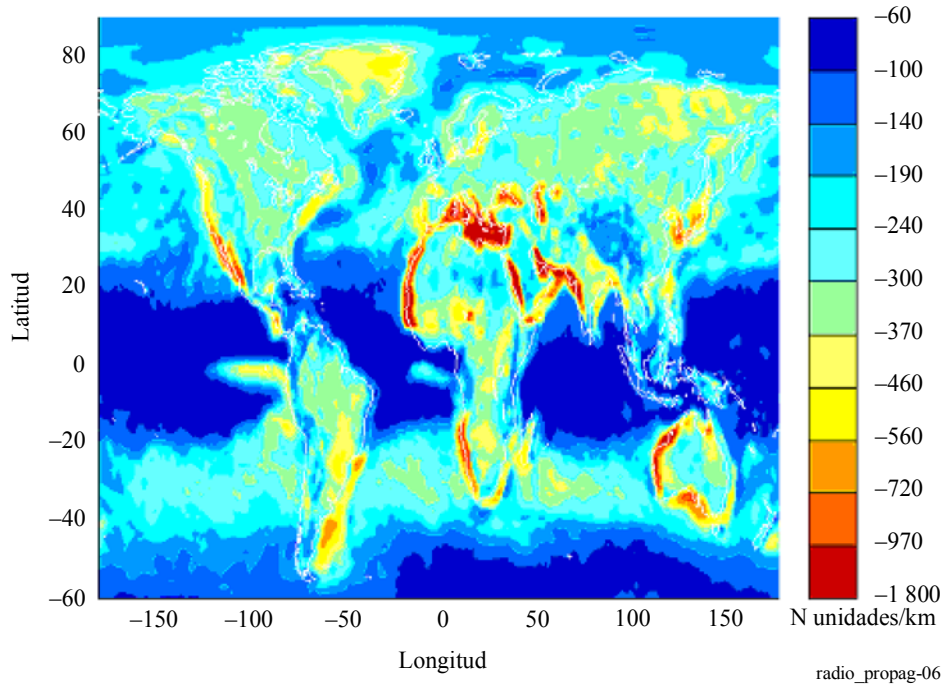


FIGURA 7  
Ejemplo de superficie de 110 km por 110 km para el cálculo de la aspereza del terreno

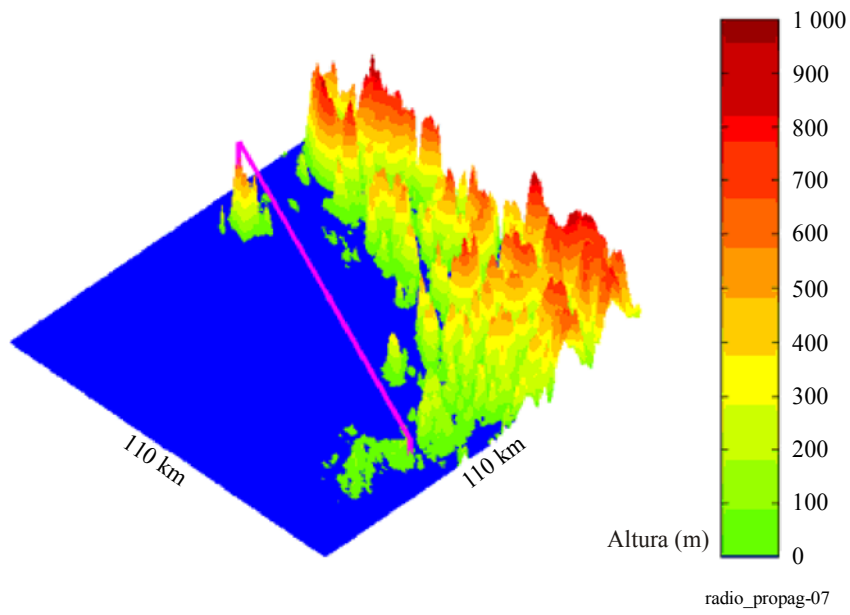
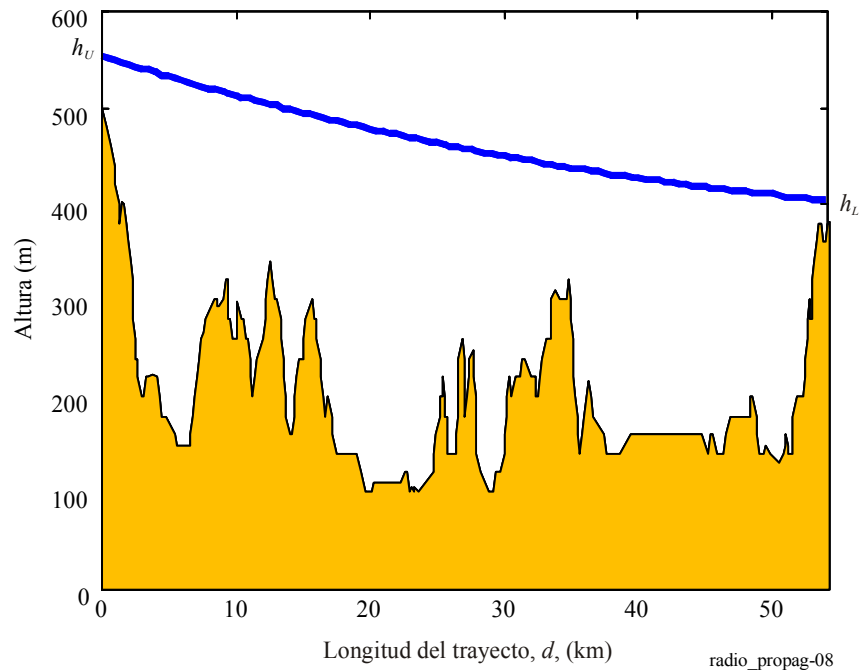


FIGURA 8  
Perfil del trayecto



El método básico utilizado en la obtención de las ecuaciones empíricas de los Métodos 1 y 2 para el porcentaje de tiempo,  $p$ , del desvanecimiento profundo rebasado,  $A$ , se determinó empleando una técnica de análisis de regresión múltiple aplicada a datos de desvanecimiento de 47 trayectos de Noroeste de Europa [Tjelta y otros 1990]. Posteriormente se emplearon mapas de estadísticas del gradiente de refractividad en lo que es en realidad una generalización para utilización en todo el mundo basada en un método inicialmente previsto para Canadá [Olsen y Segal, 1992]. En [Olsen y Tjelta, 1999 y Olsen y otros, 2003] se presentan los fundamentos de los nuevos métodos del UIT-R y un análisis detallado de los métodos regionales más utilizados. Para determinar los factores geoclimáticos de los Métodos 1 y 2 se necesita conocer el gradiente de refractividad, que se calcula a partir de datos numéricos de la atmósfera [Tjelta y otros, 1998]. En el mismo artículo se presenta también un método de regresión y correlación sistemático para obtener los predictores. Los coeficientes reales utilizados en la Recomendación UIT-R P.530 proceden de contribuciones al UIT-R.

Hoy en día es muy fácil aplicar estos métodos en software, pues no permiten a los usuarios efectuar juicios aproximados o subjetivos sobre la clasificación. Aunque con los métodos anteriores un usuario formado podría obtener resultados precisos, la utilización de herramientas informáticas hace que el método de la Recomendación UIT-R P.530 sea más conveniente.

### 5.1.1.3 Precisión del método de cola de distribución del desvanecimiento profundo

La longitud del trayecto,  $d$ , y la inclinación del trayecto,  $\epsilon_p$ , siguen siendo importantes predictores por una buena razón: cuanto más largo es el enlace, con más probabilidad estará incluido en un conducto. Por el mismo motivo, cuanto más inclinado sea el trayecto, con menos probabilidad se verá afectado por los conductos estratificados horizontales típicos. Parece razonable entonces emplear la menor altura de antena como predictor, pues señala las capas de la superficie como primera causa del desvanecimiento por trayectos múltiples y la mejora. Cuanto más baja sea la antena, más probable es que el trayecto se encuentre en un conducto. Es más problemático encontrar una explicación para el término frecuencia y sólo procede decir que es un predictor con poco peso en las ecuaciones de regresión múltiple. No obstante, la correlación entre variables puede enmascarar las dependencias reales, como la obvia correlación negativa entre la longitud del trayecto y la frecuencia.

Las desviaciones típicas generales de los errores de predicción utilizando los Métodos 1 y 2 son 5,7 dB y 5,9 dB, respectivamente (incluida la contribución de variabilidad año a año). En la amplia gama de trayectos comprendidos en estas cifras, se aplica una desviación típica mínima de error de 5,2 dB a todos los trayectos sobre tierra para los que  $h_L < 700$  m, y un valor máximo de 7,3 dB para los trayectos sobre agua. No obstante, la pequeña diferencia entre las desviaciones típicas generales, no refleja con precisión la mejora en las predicciones que se consigue con el Método 1 para los enlaces sobre terreno muy escarpado (por ejemplo, montañas) o muy llano (por ejemplo, trayectos sobre agua). Por ejemplo, las desviaciones típicas de error para enlaces montañosos ( $h_L > 700$  m) se reducen en 0,6 dB, y los errores individuales para enlaces en regiones montañosas en hasta varios decibelios.

Los Métodos 1 y 2 se obtuvieron a partir de regresiones múltiples de los datos de desvanecimiento de 251 enlaces en diversas regiones geoclimáticas del mundo con una longitud de trayecto,  $d$ , comprendida entre 7,5 y 185 km, frecuencias,  $f$ , en la gama 450 MHz-37 GHz, inclinaciones de trayecto,  $|\epsilon_p|$ , hasta 37 mrad, altitudes menores de la antena,  $h_L$ , comprendidas entre 17 y 2300 m, gradientes de refractividad,  $dN_1$ , entre -860 y -150 N unidades/km, y aspereza de la superficie de la zona,  $s_a$ , de entre 6 y 850 m (para  $s_a < 1$  m, se utiliza un límite inferior de 1 m). Los resultados del análisis semiempírico indican que el límite de validez de la frecuencia inferior es inversamente proporcional a la longitud del trayecto.

**5.1.2 Fundamento y precisión del método de desvanecimiento leve**

El método de la Recomendación UIT-R P.530 para predecir la profundidad de desvanecimiento en diversos porcentajes de tiempo combina un procedimiento de interpolación empírica entre la gama de desvanecimiento profundo de la distribución y 0 dB, siguiendo el Método 1 ó 2 tratados anteriormente. Este método se basa parcialmente en una serie de datos sobre una longitud de trayecto de 7-95 km en la gama de frecuencias 2-37 GHz.

No obstante, también puede ser válido para las gamas más amplias a que se pueden aplicar los Métodos 1 y 2 anteriores.

Se utilizan todos los datos disponibles en el Cuadro I-2 de la base de datos del UIT-R, es decir, todos los datos relativos a las variables que necesitan los métodos de predicción. En el Cuadro 1 se resumen los resultados de prueba del método de predicción de la Recomendación UIT-R P.530 para la distribución del desvanecimiento por trayectos múltiples en el mes más desfavorable, donde se observó un desvanecimiento inferior a 20 dB. Para un porcentaje del 10% todos los datos disponibles tienen un desvanecimiento inferior a 20 dB, y para el 1% casi todos los datos tienen menos desvanecimiento. Sin embargo, para el 0,1% la mitad de los datos correspondientes al mes más desfavorable tienen un desvanecimiento inferior a 20 dB, para el 0,01% sólo unos pocos, y, por último, para el 0,001% ninguno. Las pruebas muestran errores medios y desviaciones típicas de los errores razonablemente bajos para porcentaje iguales o superiores al 0,1%.

CUADRO 1

**Pruebas de datos de desvanecimiento leve en el mes más desfavorable inferior a 20 dB**

Porcentaje de tiempo	Número de observaciones	Error medio (dB)		Desviación típica (dB)	
		Método 1	Método 2	Método 1	Método 2
10	11	-1,0	-1,0	1,7	1,7
1	49	-1,2	-1,4	1,6	1,7
0,1	63	-0,2	-0,48	4,1	3,9
0,01	9	5,4	5,3	2,9	2,9

### 5.1.3 Fundamento y precisión del método de gama de mejora

El método de mejora se basa en el análisis de los datos disponibles en [Tjelta y Tanem, 1992]. Este método se basa en el supuesto de que las mismas capas atmosféricas o estructuras de conducto que causan desvanecimiento profundo pueden también causar una fuerte mejora. Si un enlace en una zona presenta un fuerte desvanecimiento por trayectos múltiples, también presenta una fuerte mejora. Empleando los pocos datos disponibles, se intentó relacionar la mejora con la cola de desvanecimiento por trayectos múltiples. Los ejemplos que figuran en los textos sobre este tema indican que la fuerte cola de la pendiente de distribución de mejora ronda los 3,5 dB por década. Los datos sugieren una pendiente fija a partir del nivel de mejora de 10 dB en adelante. Entre 10 dB y 0 dB, se aplica un procedimiento de interpolación similar al utilizado para el desvanecimiento por trayectos múltiples.

Los porcentajes entre el 90% y el 99,999%, corresponden al rebasamiento de mejora entre el 10% y el 0,001%. Los datos utilizados son aquéllos para los que es posible realizar una predicción.

CUADRO 2

#### Resultados de prueba de los métodos de predicción de la peor mejora

Porcentaje de tiempo	Número de observaciones	Error medio (dB)		Desviación típica (dB)	
		Método 1	Método 2	Método 1	Método 2
99,999	4	-0,8	-0,6	2,8	2,7
99,99	8	-0,2	-0,1	3,1	3,0
99,9	10	-0,9	-0,8	1,8	1,8
99	10	-0,6	-0,6	2,0	2,0
90	3	-1,4	-1,4	0,8	0,8

Los resultados muestran un error medio y una desviación típica bajos, pero los datos de que se dispone son escasos.

### 5.1.4 Ejemplos de aplicación

Emplazamiento: Atenas, GRC

Latitud: 38° 50' N

Longitud: 23° 40' E

Frecuencia:  $f = 6$  GHz

Longitud del trayecto:  $d = 60$  km

Altura de la antena del transmisor:  $h_t = 45$  m

Altura de la antena del receptor:  $h_r = 30$  m.

*Paso 1:* En el emplazamiento del trayecto, el valor del gradiente de refractividad ( $dN_1$ ) en el punto más bajo de 65 m de la atmósfera no rebasado durante el 1% del año medio es  $-594,75$  N unidad/km. Para obtener este resultado se aplica la rejilla de latitud y longitud de la Recomendación UIT-R P.453.

*Paso 2:* A continuación se determina el factor geoclimático  $K$  para el mes más desfavorable medio. Para ello, se utiliza la siguiente ecuación:

$$K = 10^{-4,2 - 0,0029 dN_1} = 0,00335 \quad (37)$$



Paso 3: Para calcular el factor de aparición de trayectos múltiples se emplea la correspondiente ecuación simplificada:

$$p_0 = Kd^{3,0} (1 + |\epsilon_p|)^{-1,2} \times 10^{0,033f - 0,001h_L} = 814,57\% \quad (38)$$

donde:

$h_e$  y  $h_r$ : Alturas de antena (m) (sobre el nivel del mar)

$$|\epsilon_p| = |h_r - h_e|/d$$

$h_L$ : altitud de la antena más baja.

Paso 4: La profundidad de desvanecimiento de transición,  $A_t$ , que es la transición entre la distribución de desvanecimiento profundo y desvanecimiento leve, se obtiene con la ecuación:

$$A_t = 25 + 1,2 \log p_0 = 28,49 \text{ dB} \quad (39)$$

Paso 5: En el Cuadro 3 se muestra el porcentaje de tiempo,  $p_w$ , durante el cual se superan la distintas profundidades de desvanecimiento  $A$  (dB) en el mes más desfavorable medio.

CUADRO 3

**Porcentaje de rebasamiento de la profundidad de desvanecimiento**

Profundidad de desvanecimiento, $A$ (dB)	Porcentaje de rebasamiento, $p_w$ (%)
2	36,054
5	23,246
10	16,986
30	0,815

**5.2 Estadísticas sobre el número y duración de los desvanecimientos**

La planificación y el diseño de los sistemas de radioenlaces se basan en requisitos de disponibilidad y calidad de funcionamiento.

La indisponibilidad se define como la calidad de funcionamiento de la señal por debajo de un determinado umbral (como  $BER \geq 10^{-3}$  para un sistema digital) durante más de 10 segundos consecutivos, y/o siempre que la señal quede totalmente interrumpida.

Por consiguiente, es necesario disponer de estadísticas sobre el número y la duración de los desvanecimientos a fin de predecir la probabilidad de indisponibilidad de un sistema de radiocomunicaciones.

Además, estas estadísticas (relativas al ritmo de variación del desvanecimiento) revisten una gran importancia para los diseñadores de sistemas de conmutación de protección de los sistemas de radioenlaces.

**5.2.1 Procedimientos de estimación**

Para profundidades de desvanecimiento,  $A$ , superiores a unos 15 dB, el número medio de desvanecimientos por hora,  $N$ , y la duración media de los desvanecimientos,  $t$ , en la frecuencia,  $f$ , se suelen calcular de la siguiente manera:

$$N = C_1 10^{-\alpha_1 Af \beta_1} \quad (40)$$

y

$$t = C_1 10^{-\alpha_2 Af \beta_2} \quad (41)$$

CUADRO 4

## Valores de la ecuación (40) determinados experimentalmente

Emplazamiento	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\beta_1$	$\beta_2$	$\beta_1 + \beta_2$	$C_1$	$C_1$
Francia	0,5	0,5	1,4	-1	0,4	-	-
Dinamarca	0,67	0,33	-	-	-	$\sim 0,7^{(1)}$	-
Estados Unidos	0,5	0,5	1,32	-0,50	0,82	-	$56,6 \sqrt{d}$
Suiza	0,41	0,59	1,38	-1,38	0	-	

<sup>(1)</sup> Basado en un valor supuesto para  $\beta_1$  de 1,4.

Aunque aún no es posible fijar un conjunto general de reglas para los parámetros de las ecuaciones (40) y (41), pueden utilizarse como orientación los valores del Cuadro 4 anterior, determinados experimentalmente por varias administraciones para los trayectos sobre tierra.

### 5.2.2 Base experimental del procedimiento de estimación

Varias administraciones han realizado mediciones del número y duración medios de los desvanecimientos en frecuencias entre 4 y 15 GHz [Boithias, 1981]. Las ecuaciones (40) y (41) se basan en datos relativos a trayectos sobre tierra obtenidos en Francia [Boithias, 1981], Dinamarca [Stephansen y Mogensen, 1979], Estados Unidos de América [Lin, 1971; Vigants, 1971; Bullington, 1971 y Barnett, 1972] y Suiza. Las constantes de proporcionalidad,  $C_1$  y  $C_2$ , dependen del periodo considerado, la longitud del trayecto, el clima etc., aunque, hasta ahora, estas dependencias no se conocen con precisión. Hay pruebas que sugieren que  $N$  (y, por tanto,  $C_1$ ) tiende a aumentar con la longitud del trayecto. Las mediciones realizadas en la antigua URSS parecen indicar que  $t$  decrece con la longitud del trayecto y con su zona despejada.

En cada caso del Cuadro anterior, la suma de los exponentes  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  es igual a 1, dado que el producto  $N \cdot t$  representa la duración total del desvanecimiento, que en el caso de desvanecimientos profundos es proporcional a la potencia recibida.

Se ha observado que la distribución de la duración del desvanecimiento, cuyo valor medio se obtiene con la ecuación (41), sigue una ley lognormal [Boithias, 1981]. La desviación típica de la duración de frecuencia disminuye con la profundidad del desvanecimiento entre 13,5 y 15 GHz y aumenta algo con la frecuencia [Nadenenko y Sviatogor, 1972 y Stephansen y Mogensen, 1979]. Parece haber sólo una ligera dependencia de las características geométricas del trayecto y las condiciones climáticas [Nadenenko y Sviatogor, 1972].

En trayectos suficientemente planos, se ha observado que el número de desvanecimientos por trayectos múltiples aumenta al incrementarse la zona despejada del trayecto. En los trayectos costeros, el número de desvanecimientos es sustancialmente mayor que en el caso de los trayectos en el interior. Por ejemplo, el número de desvanecimientos por trayectos múltiples medidos en trayectos sobre el mar es entre cinco y diez veces superior al constatado en trayectos sobre tierra con una región plana en las proximidades del punto de reflexión en el suelo [Nadenenko y Sviatogor, 1972].

Las mediciones realizadas en un trayecto sobre el mar de 22 km en la costa occidental de Francia muestran un descenso del valor mediano de la duración del desvanecimiento, así como de la desviación típica, al aumentar la frecuencia de 2 a 15 GHz.

### 5.3 Ritmo de variación del nivel de la señal

El ritmo de variación del nivel de la señal se ha medido de una de las dos siguientes maneras: como variación en el nivel de la señal dentro de un intervalo de tiempo especificado, o como intervalo de tiempo asociado a una pequeña variación de nivel especificado. En general, los pocos datos experimentales disponibles muestran que este ritmo aumenta con la frecuencia y la profundidad del desvanecimiento (en coherencia con el comportamiento de  $t$  en la ecuación (41)) y aumenta con la longitud del trayecto.

Las mediciones efectuadas durante un año en Francia en un enlace sobre tierra de 53 km a una frecuencia de 13 GHz muestran que el ritmo de variación del nivel de la señal presenta una distribución lognormal con la misma desviación típica para profundidades de desvanecimiento de 20 y 30 dB durante intervalos de 10 dB. Los valores medianos fueron de 5 dB/s a unos 20 dB y de 20 dB/s a unos 30 dB. La relación entre los ritmos de variación durante un intervalo de desviación típica fue de 5,4 [Derrennes, 1979].

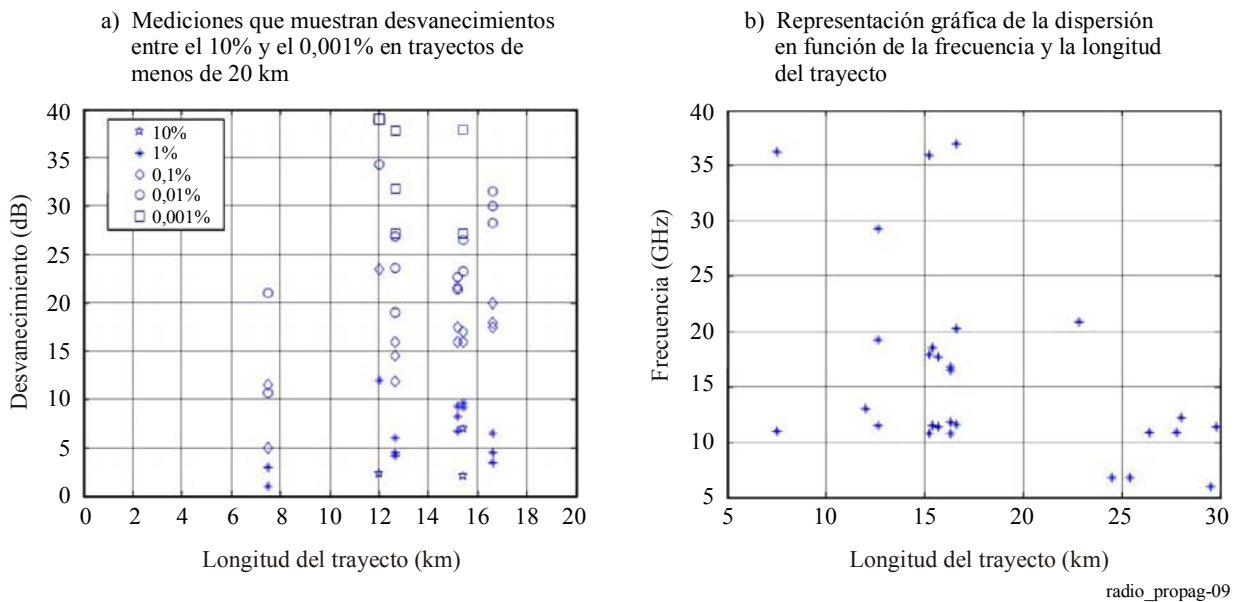
También en Francia se ha observado en un trayecto sobre tierra de 53 km que el ritmo de variación del nivel de la señal en cuatro frecuencias fijas entre 11,25 GHz y 11,65 GHz presenta unas distribuciones aproximadamente lognormales cuando la profundidad del desvanecimiento supera los 12 dB. Los ritmos de variación rebasados en el 0,1% de los casos se situaron por encima de los 100 dB/s. La relación entre los ritmos de variación durante un intervalo de desviación típica fue de aproximadamente 2,7 [Martin, 1983].

En un trayecto sobre el mar en la antigua URSS, se midieron a intervalos de 10 dB unas tasas de desvanecimiento de 5 dB/s a 2 GHz y superiores a 100 dB/s a 15 GHz [Gavzilina y otros, 1986].

### 5.4 Trayectos cortos

Los datos extraídos de las mediciones indican que puede haber desvanecimientos importantes incluso en trayectos de tan sólo 10 km, pero no se han obtenido datos de la aparición de trayectos múltiples en trayectos inferiores a 7 km. En la Fig. 9a) se observa que para 7 km los datos indican desvanecimientos de 20 dB durante el 0,01% del tiempo. Parece que puede haber desvanecimientos por trayectos múltiples en longitudes incluso inferiores. Por otra parte, en el caso de trayectos muy cortos, aparentemente los mecanismos de conductos no crean un desvanecimiento profundo.

FIGURA 9



### 5.5 Cortos periodos de tiempo

Los métodos de predicción del desvanecimiento y la mejora por trayectos múltiples, así como los mecanismos conexos, de la Recomendación UIT-R P.530 se basan en estadísticas a partir de mediciones de propagación a largo plazo y son adecuados para la planificación de enlaces radioeléctricos con visibilidad directa.

No obstante, los métodos de predicción de los indicadores de fiabilidad y calidad de funcionamiento en intervalos de tiempo cortos son importantes en especial para la puesta en servicio de un sistema conforme con la Recomendación UIT-R F.1330. En la Recomendación UIT-R P.530 sólo se dan orientaciones generales sobre este tema, pues la información disponible procede de mediciones de desvanecimiento a corto plazo realizadas sólo en algunas regiones concretas del mundo.

Los estudios más detallados conocidos se realizaron en la gama de frecuencias 3,7-8 GHz sobre 25 saltos de radioenlace de una longitud comprendida entre 36,3 y 166,3 km, situados en diversas regiones climáticas del centro, el noroeste y el sur de la parte europea de Rusia, la costa del Báltico, Ucrania, Belarús, Crimea y la costa caucásica del Mar Negro [Minkin y Nadenenko, 1998]. Las estadísticas de desvanecimiento en cortos periodos de tiempo (15 min, 1 h, 3 h, 6 h, 1 día, 4 días y 7 días) se obtuvieron mediante el procesamiento de registros continuos (24 horas al día) del nivel de la señal durante los meses de verano. En total, se procesaron 23 000 horas de datos experimentales para periodos de prueba cortos.

A partir de esos resultados, y para regiones concretas del mundo, se han propuesto las siguientes ecuaciones empíricas a fin de convertir las distribuciones de desvanecimiento del mes más desfavorable en distribuciones para periodos de tiempo más cortos.

Para trayectos relativamente planos:

$$p_{sw} = p_w \cdot \left( 89,34T^{-0,854} + 0,676 \right) \% \quad \text{para } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (42)$$

Para trayectos costeros montañosos:

$$p_{sw} = p_w \cdot \left( 119T^{-0,78} + 0,295 \right) \% \quad \text{para } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (43)$$

Para trayectos terrestres montañosos:

$$p_{sw} = p_w \cdot \left( 119,85T^{-0,834} + 0,175 \right) \% \quad \text{para } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (44)$$

## 5.6 Enlaces en tándem

Al igual que ocurre con la atenuación debida a la lluvia, la correlación entre desvanecimientos profundos en saltos individuales de enlaces en tándem suele considerarse despreciable. La probabilidad general de interrupción de una serie en tándem será igual a la suma de las probabilidades de interrupción en cada uno de los enlaces:

$$P_T = \sum_{i=1}^n P_i \quad (45)$$

donde  $P_i$  es la probabilidad de interrupción del  $i$ -ésimo del total de  $n$  enlaces.

De acuerdo con las mediciones realizadas en Japón en cinco enlaces consecutivos, la probabilidad simultánea de que aparezca determinada profundidad de desvanecimiento en dos enlaces consecutivos es siempre inferior al 10% de la probabilidad en cada uno de los enlaces. Las mediciones efectuadas en 18 pares de saltos adyacentes en Brasil [Silva Mello y otros, 2005] indican que la mayor correlación puede observarse en climas tropicales y ecuatoriales. Los resultados muestran una fuerte correlación entre el valor de atenuación de distribución conjunta y el valor más pequeño de atenuación en la distribución de enlaces individuales durante el mismo porcentaje de tiempo.

## 6 Distorsión inducida por la propagación

La principal causa de distorsión en los enlaces con visibilidad directa en las bandas de ondas decimétricas y centimétricas es la dependencia en frecuencia de la amplitud y el retardo de grupo en condiciones de trayectos múltiples con cielo despejado. Esta distorsión, que se suele denominar desvanecimiento selectivo en frecuencia, se incrementa al aumentar la anchura de banda del sistema y depende de la amplitud y el retardo relativo de cada trayecto entre el transmisor y el receptor. La distorsión inducida por trayectos

múltiples probablemente sea el factor limitante en los enlaces radioeléctricos digitales de alta capacidad de los sistemas que funcionan en frecuencias por debajo de 15 GHz. En frecuencias superiores también se han de tener en cuenta los efectos de la distorsión inducida. No obstante, es necesario considerar que, normalmente, los efectos de las precipitaciones son mucho más importantes. En el presente capítulo se describen tales efectos así como los modelos de canal para la estimación de la calidad de funcionamiento del sistema en caso de desvanecimiento selectivo en frecuencia. Para contrarrestar tales efectos han de emplearse las técnicas descritas en este Manual.

## 6.1 Modelos de propagación por trayectos múltiples

Un método para la predicción de la calidad de funcionamiento en caso de propagación por trayectos múltiples (PM) está formado por:

- un modelo de la PM,
- un modelo de datos estadísticos de la PM,
- un modelo sobre cómo los equipos pueden resistir la PM.

La propagación por trayectos múltiples suele describirse en términos de dos o más rayos discretos, determinados por la amplitud y el retardo, que se combinan en el receptor. El número de rayos puede ser en ocasiones grande, pero aparece desvanecimiento profundo cuando dos rayos de amplitud comparable se suman de manera destructiva. También puede ocurrir que el desvanecimiento profundo (y el desvanecimiento selectivo en frecuencia) esté causado por un solo rayo que llega con un retardo notable y se suma a otro u otros rayos que llegan con adelanto.

La función de transferencia compleja del canal de radiocomunicaciones para un modelo físico de múltiples rayos se obtiene con la ecuación:

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-j(\omega T_i + \phi_i)} \quad (46)$$

donde:

$$\omega = 2\pi f$$

$A_i$ ,  $T_i$  y  $\phi_i$ : amplitud, retardo y fase del  $i$ -ésimo rayo, respectivamente.

Para representar un canal de radiocomunicaciones de anchura de banda limitada (40-100 MHz), es posible utilizar modelos matemáticos más sencillos, que pueden clasificarse como modelos de rayos *polinómicos* o *hipotéticos*.

### 6.1.1 Modelos de rayos hipotéticos

La función de transferencia de trayecto múltiple también puede describirse utilizando modelos diferentes con un número limitado de rayos. Estos modelos no son físicos debido a las simplificaciones supuestas en la expresión de la función de transferencia. Por consiguiente, se denominan modelos de rayos hipotéticos.

El modelo simplificado de tres rayos, también denominado modelo Rummler [Rummler, 1978], viene dado por la expresión:

$$H(\omega) = a \left( 1 - b e^{\pm j(\omega - \omega_M)\tau_f} \right) \quad (47)$$

El modelo tiene cuatro parámetros;  $a$  y  $b$  son los coeficientes relativos a la amplitud y forma del desvanecimiento selectivo respectivamente,  $\tau$  es el retardo del segundo rayo hipotético y  $\omega$  es la frecuencia angular de la máxima profundidad de desvanecimiento. El número de parámetros a menudo se reduce a tres fijando el retardo a un valor determinado, normalmente  $\tau = 6,3$  ns.

Si el número de parámetros se reduce a dos,  $b$  y  $\omega$ , fijando  $a = 1$ , el modelo se denomina modelo normalizado de dos rayos.

### 6.1.2 Modelos polinómicos

Para representar la función de transferencia pueden utilizarse modelos polinómicos reales y complejos. La expresión polinómica de amplitud y retardo de grupo es función de la frecuencia y toma la siguiente forma general:

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^N C_k \omega^k \quad (48)$$

donde los coeficientes  $C_k$  pueden ser reales o complejos.

### 6.1.3 Modelos paramétricos

Una forma distinta de describir la distorsión del canal radioeléctrico consiste en utilizar una representación paramétrica de la diferencia de amplitud. Se emplean las diferencias de amplitud a dos frecuencias discretas para caracterizar la distorsión de amplitud. Este método se denomina normalmente método de distorsión de amplitud lineal (LAD). Además, pueden utilizarse dos frecuencias fijas, preferiblemente a la misma distancia del centro del canal radioeléctrico, es decir, dispersión de amplitud en la banda (IBAD). Alternativamente, las dos frecuencias pueden corresponder a los puntos de máxima y mínima profundidad de desvanecimiento con respecto al nivel en el espacio libre, lo que se denomina dispersión de potencia en la banda (IBPD).

## 6.2 Cálculo de la calidad de funcionamiento

El método convencional para calcular los tiempos de interrupción en los sistemas analógicos se basa en el concepto de desvanecimiento de una sola frecuencia y, por consiguiente, no puede aplicarse directamente a los sistemas de radioenlaces digitales de alta capacidad. Un incremento en el margen de desvanecimiento, que en los sistemas analógicos tenderá a reducir los efectos del ruido térmico, no mejorará la calidad de funcionamiento de los sistemas digitales si el desvanecimiento selectivo en frecuencia ya ha colapsado la amplitud del diagrama de ojos reduciéndola a un valor cero.

A fin de utilizar modelos de propagación en los cálculos de la calidad de funcionamiento para los sistemas digitales de alta capacidad, es preciso establecer descripciones estadísticas de la forma en que se comportan los distintos parámetros durante el desvanecimiento por trayectos múltiples. Este tema puede separarse en dos partes: caracterización de la naturaleza de las fluctuaciones aleatorias en el modelo de función de transferencia de trayectos múltiples, idealmente como la distribución de probabilidad conjunta multidimensional, y declaración de la forma en que los parámetros de esta distribución dependen de las propiedades físicas del trayecto radioeléctrico; por ejemplo, longitud del trayecto, radiofrecuencia, inclinación del trayecto, clima, etc.

En combinación con las estadísticas sobre la probabilidad de aparición de desvanecimiento ello proporciona una distribución de probabilidad conjunta incondicional para los parámetros que determinan el comportamiento del sistema. El conjunto completo de parámetros para un modelo de trayectos múltiples puede considerarse como las dimensiones de una superficie multidimensional. La interrupción se produce cuando estos parámetros se encuentran en una cierta región crítica de la superficie multidimensional.

La interrupción de un sistema radioeléctrico digital puede predecirse utilizando distintos métodos tales como:

- métodos de margen de desvanecimiento;
- métodos de curva de la signatura;
- métodos que utilizan estadísticas de la LAD.

### 6.2.1 Métodos de curva de la signatura

El método de curva de la signatura no es un solo método ya que existen diferentes enfoques de este método. En ese capítulo, aparecen los principios generales del método y algunos ejemplos de soluciones. Para más detalles véase el Manual del UIT-R – Sistemas de radioenlaces digitales.

La probabilidad de interrupción ( $BER > 10^{-3}$ ) causada por el desvanecimiento por trayectos múltiples ( $P$ ) puede calcularse a partir de la probabilidad de interrupción debida al desvanecimiento selectivo en frecuencia ( $P_s$ ) y la probabilidad de interrupción debida al ruido térmico ( $P_f$ ) mediante la siguiente ecuación:

$$P = \left( P_f^{\alpha/2} + P_s^{\alpha/2} \right)^{2/\alpha} \quad (49)$$

$P_f$  puede calcularse como indica la Recomendación UIT-R P.530.

La probabilidad de interrupción debida al desvanecimiento selectivo en frecuencia viene dado por el producto de la probabilidad de desvanecimiento por trayectos múltiples  $\eta$  y la probabilidad de interrupción dada por la interferencia entre símbolos durante el desvanecimiento por trayectos múltiples:

$$P_s = \eta \cdot (P_s|_{MP}) \quad (50)$$

La probabilidad de desvanecimiento por trayectos múltiples  $\eta$  puede vincularse al factor de aparición de desvanecimiento profundo  $P_0$ , o a los parámetros de la distribución estadística del desvanecimiento lento simultáneo. Una ecuación sugerida es la siguiente:

$$\eta = 1 - e^{-0,2 P_0^{3/4}} \quad (51)$$

El último término puede basarse en el modelo simplificado de tres rayos o en un modelo de dos rayos. La probabilidad de interrupción se obtiene integrando la función de distribución de densidad conjunta de las variables aleatorias definidas por el modelo de canal a lo largo de toda la región crítica en el espacio de probabilidad. Para el cálculo deben hacerse hipótesis sobre las distribuciones de probabilidad para los diferentes parámetros; por ejemplo, retardo del eco relativo  $\tau$ , amplitud del eco relativa  $k$  y frecuencia de ranura  $\phi_0$ . Un método común para describir la interrupción consiste en utilizar la siguiente ecuación:

$$P_s|_{MP} = \int_0^{\infty} p(\tau) d\tau \int_{-1/2\pi}^{1/2\pi} \phi_0 d\phi \int_D p(k) dk \quad (52)$$

donde  $D$  es la región de interrupción definida por las signaturas de fase mínima y máxima. Si se utilizan signaturas aproximadas el resultado de la integración puede describirse mediante la siguiente ecuación:

$$P_s|_{MP} = \frac{C \cdot W \cdot \lambda_a \cdot \{\tau^2\} \cdot P_b(1)}{\tau_r} \quad (53)$$

donde:

- $C$ : factor constante
- $W$ : anchura de la signatura (MHz)
- $\lambda_a$ : altura crítica media de la signatura
- $\tau_r$ : retardo de referencia para  $\lambda_a$  (ns)
- $P_b(1)$ : valor de la función densidad de probabilidad correspondiente a una amplitud  $b = 1$
- $\{\tau^2\}$ : momento de segundo orden de la distribución del retardo relativo del eco ( $= 2\tau_m^2$ ) para una distribución exponencial y ( $= \mu^2 + v^2$ ) para una distribución gaussiana
- $\tau_m$ : retardo medio en el trayecto relativo a la longitud del trayecto y al diagrama de antena.

Se han propuesto distintas hipótesis para la dfp de la amplitud del eco relativa,  $P_b(b)$ : uniforme, exponencial [Saleh y Valenzuela, 1987], Weibull [Salous y Bajji, 1998] y Rayleigh-sobre-Rayleigh [Shafi, 1987]. La pdf de frecuencia mínima  $P_{f0}(f_0)$  es uniforme.

Se dispone de dos distintas distribuciones del retardo del eco, para  $p(\tau)$ . En el primer caso, el retardo el eco  $\tau$  presenta una distribución exponencial negativa con un valor medio  $\tau_m$  que depende de la longitud del trayecto. La siguiente relación empírica entre  $\tau_m$  (ns) y  $d$  (km) se utiliza para trayectos en los que no se producen fuertes reflexiones en la superficie:

$$\tau_m = \tau_{m0} \cdot \left(\frac{d}{50}\right)^n \quad (54)$$

donde  $n$  se encuentra en la gama de 1,3 a 1,5 y  $\tau_{m0}$  es el retardo relativo medio para un trayecto normalizado de 50 km.

En el segundo caso se supone una distribución gaussiana de media  $\mu$  y varianza  $v^2$ . Estos parámetros pueden elegirse independientemente, lo que facilita un ajuste más preciso a fin de medir (o calcular) las funciones de densidad para saltos individuales que lo que permite el único parámetro de la densidad exponencial. En ausencia de información específica al salto, el modelo supone:

$$\mu = 0,70 (d/50) \text{ ns} \quad (55)$$

$$v^2 = 0,49 (d/50) \text{ ns}^2 \quad (56)$$

La distribución gaussiana incluye retardos positivos y negativos.

Puede obtenerse una aproximación de la interrupción debida al desvanecimiento selectivo en frecuencia utilizando una aproximación rectangular para la signatura. En este caso puede utilizarse la siguiente ecuación:

$$P_S|_{MP} = \frac{C \cdot W \cdot 10^{-B/20} \cdot \tau_m}{\tau_r} \quad (57)$$

donde:

$B$ : profundidad de la signatura

$W$ : anchura de la signatura

$C$ : una constante

$\tau_r$ : retardo de referencia de la signatura

$\tau_m$ : retardo medio.

Debe tenerse en cuenta la aparición relativa de las condiciones de fase mínima y fase no mínima calculando la probabilidad de interrupción por separado cuando las signaturas para la fase mínima y no mínima son distintas.

#### **Ejemplo de cálculo:**

Emplazamiento: Beijing, CHN

Latitud: 39° 55' N

Longitud: 116° 25' E

Frecuencia:  $f = 2$  GHz

Longitud del trayecto:  $d = 80$  km

Altura de la antena del transmisor:  $h_t = 100$  m

Altura de la antena del receptor:  $h_r = 55$  m.

*Paso 1:* Se calcula el retardo de tiempo medio como sigue:

$$\tau_m = 0,7 \left(\frac{d}{50}\right)^{1,3} = 1,29 \text{ ns} \quad (58)$$



*Paso 2:* Es necesario calcular el parámetro de actividad de trayectos múltiples  $\eta$  (véase el § 7.2.2). El valor de  $\eta$  es función de  $p_w$  y, en este caso,  $\eta = 0,267$ .

*Paso 3:* Se supone que el formato de modulación es MDP-8. De acuerdo con la Recomendación UIT-R F.1093, el parámetro del sistema normalizado para esta modulación específica es  $K_n = 7$ . Cabe señalar que  $K_n$  depende de la anchura y profundidad de la asignatura y también del retardo de referencia.

*Paso 4:* Suponiendo el mismo parámetro de sistema normalizado para los desvanecimientos de fase mínima y de fase no mínima, es decir,  $K_{n,M} = K_{n,NM} = 7$  y un valor de  $T = 105$  ns para el periodo del baudio (correspondiente a una velocidad binaria típica), la probabilidad del desvanecimiento selectivo puede calcularse como sigue:

$$P_s = 2,15 \eta (K_{n,M} + K_{n,NM}) \frac{\tau_m^2}{T^2} = 0,0012 \quad (59)$$

### 6.2.2 Métodos de margen de desvanecimiento

La utilización de márgenes de desvanecimiento como características del sistema se deriva de la ley de desvanecimiento para el desvanecimiento por trayectos múltiples a una sola frecuencia. Sustituyendo el margen de desvanecimiento neto (o margen de desvanecimiento efectivo) por el margen de desvanecimiento plano, la interrupción en el salto puede calcularse utilizando la ecuación (15) o (28) de la Recomendación UIT-R P.530. El margen de desvanecimiento neto se define como la profundidad de desvanecimiento a una sola frecuencia rebasada durante el mismo número de segundos que una tasa de errores umbral de, por ejemplo,  $10^{-3}$ .

Otro enfoque para el método del margen de desvanecimiento tiene en cuenta la dispersión del desvanecimiento utilizando las relaciones de dispersión. En este método, el margen de desvanecimiento neto se considera como una combinación de los efectos del ruido térmico, la interferencia entre símbolos debida a la dispersión por trayectos múltiples y la interferencia. Un método de obtener este valor es determinar el margen de desvanecimiento dispersivo de una señal radioeléctrica en un trayecto con una relación de dispersión conocida  $DR_0$ . Este valor se toma como margen de desvanecimiento dispersivo de referencia (DFMR). Por consiguiente, el margen de desvanecimiento dispersivo que podría medirse o predecirse en un trayecto con una relación de dispersión  $DR$  viene dado por:

$$DFM = DFMR - 10 \log (DR/DR_0) \quad (60)$$

$DR$  se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$DR = \frac{T_{IBPD}}{T_{SFF} \cdot (BF)^2} \quad (61)$$

siendo:

- $T_{IBPD}$ : periodo de tiempo durante el cual se rebasa un valor determinado de la diferencia de potencia en la banda (IBPD)
- $T_{SFF}$ : periodo de tiempo durante el cual se rebasa un valor determinado de desvanecimiento a una sola frecuencia (SFF)
- $BF$ : factor de corrección de la anchura de banda, que es la relación entre 22 MHz y el valor de la anchura de banda de medición.

### 6.2.3 Método que utiliza estadísticas de dispersión de amplitud lineal (LAD)

La distorsión de propagación incluye distorsión de amplitud y de retardo. La distorsión causada por el desvanecimiento de dos trayectos tiene una forma compleja y no puede determinarse completamente mediante LAD. Sin embargo, LAD es dominante. Los efectos de las otras distorsiones, tales como la distorsión de retardo o la distorsión de amplitud de mayor grado en las interrupciones que descritas

adecuadamente y con precisión mediante la LAD umbral. Ello significa que puede determinarse la probabilidad de interrupción causada por un desvanecimiento selectivo en frecuencia si se da la LAD equivalente y se conoce la aparición de LAD.

En cada trayecto radioeléctrico, la distribución acumulativa de la dispersión de amplitud en la banda (IBAD) puede determinarse para la anchura de banda de canal utilizando resultados experimentales o mediante el método de cálculo descrito [Martin y otros, 1993].

Sabiendo que la función de autocorrelación  $\rho$  de la profundidad de desvanecimiento a dos frecuencias fijas depende fundamentalmente de las reflexiones en el suelo, es posible calcular la distribución acumulativa de la IBAD para la anchura de banda de canal de un trayecto radioeléctrico determinado. El tiempo de interrupción durante un periodo concreto dependerá de  $D_c$ , exceso de relación portadora/ruido  $C/N$  por encima del margen de desvanecimiento plano MB, y de  $S$ , valor de la IBAD estadísticamente asociado a  $D_c$ .

Sin la ecualización digital, la ecuación que calcula el valor  $S$  de la IBAD con una BER =  $10^{-3}$ , para diversos valores de  $D_c$  y para distintos tipos de modulación es la siguiente:

$$S = C_0^2 \left[ 1 - \frac{1}{(1 + D_C^{1/15})^n} \right] \cdot F^{0,2} \quad (62)$$

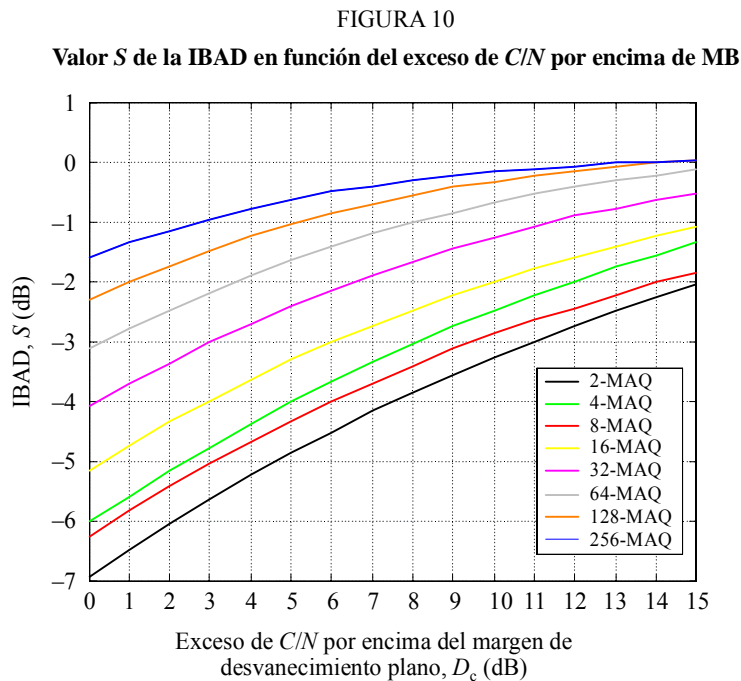
donde:

$$n = \frac{\sqrt{N}}{10} \quad (63)$$

$$\log C_0^2 = -0,74 \log(N) + 1,91 \quad (64)$$

$F = 9 - N$  con  $F = 1$  si  $F < 1$ .  $N$  es el número de niveles de modulación.

Como ejemplo, el anterior procedimiento para calcular el valor  $S$  de la IBAD en función del exceso de  $C/N$  anterior por encima de MB se ilustra en la Fig. 10 para varios niveles de modulación  $N$ .



Cuando se utiliza una ecualización lineal en el dominio del tiempo, el valor  $S_E$  de la IBAD para una  $BER = 10^{-3}$  se obtiene a partir del valor  $S$  sin ecualización utilizando la siguiente ecuación:

$$S_E = S * k_E \quad (65)$$

siendo:

$$k_E = k + 2,46/N \quad (66)$$

y

$$\log k = 0,6636 \log N - 0,577 \quad (67)$$

La ecuación es válida para valores hasta MAQ-256.

El valor correcto del tiempo de interrupción puede obtenerse utilizando un proceso de cálculo iterativo ajustando el valor  $S$  obtenido a partir de la anterior ecuación al valor  $S$  obtenido de la curva de equiprobabilidad de  $S$  y de las profundidades de desvanecimiento  $F$  calculadas a partir de la función de autocorrelación  $\rho$  que caracteriza el trayecto radioeléctrico.

## 7 Reducción de la discriminación por polarización cruzada

Para aumentar la capacidad de canal sin incrementar anchura de banda, las polarizaciones ortogonales (lineales o circulares) puede utilizarse independientemente para la transmisión por el mismo canal de frecuencia y sobre el mismo trayecto. Sin embargo, esta técnica puede resultar obstaculizada por la posibilidad de que en la propagación a través de la atmósfera parte de la energía transmitida en una polarización puede transferirse a la polarización ortogonal, provocando de esa manera interferencia cocanal en los sistemas con reutilización de frecuencias. En menor medida, el efecto también puede causar interferencia de canal adyacente en sistemas con entrelazado de frecuencias. Cuando se transmiten al mismo nivel señales con dos polarizaciones ortogonales  $a$  y  $b$ , la relación entre la señal recibida copolarizada ( $ac$  o  $bc$ ) y la señal recibida con polarización cruzada ( $bx$  o  $ax$ ) en ese canal se conoce con el nombre de aislamiento de polarización cruzada (XPI) y se utiliza frecuentemente en el diseño de los sistemas. Estas relaciones  $ac/bx$  y  $bc/ax$  no son necesariamente las mismas. Los experimentos de propagación, por otro lado, proporcionan normalmente mediciones de la discriminación por polarización cruzada (XPD), que es la relación  $ac/ax$  cuando sólo se transmite la polarización  $a$ . La señal copolar  $ac$ , y la señal contrapolar  $ax$ , se miden cada una de ellas independientemente y en ausencia de cualquier señal con polarización ortogonal  $b$ . Debido a las características de los diagramas de antena en ambos terminales, existirá una componente de polarización cruzada en la señal recibida incluso en condiciones normales de propagación a través de una atmósfera normalizada. La XPD asociada puede deteriorarse significativamente debido a la lluvia y a hidrometeoros distintos de la lluvia, y también durante periodos en que se produce propagación por trayectos múltiples. En este capítulo, se presentan las bases de los métodos de predicción que figuran en la Recomendación UIT-R P.530 para estimar la reducción de la XPD en condiciones de cielo despejado y de lluvia. Aunque son conceptualmente distintos, como se discutió antes, puede considerarse que el XPI y la XPD tienen las mismas aplicaciones prácticas [Oguchi, 1973].

### 7.1 Modelo de canal

En los siguientes puntos se sigue el método presentado en el Informe Final COST 235 [COST, 1996].

El desarrollo de sistemas de radioenlaces con reutilización de frecuencia de polarización ortogonal ha exigido la ampliación del modelo de canal de propagación para tener en cuenta las características de transmisión de la atmósfera en ambos planos de polarización. En este punto se ha adoptado un método general para considerar todos los posibles efectos (debidos tanto a la propagación como a las antenas) y, dando un paso más, únicamente se han considerado los términos más importantes; por consiguiente, la descripción del fenómeno de despolarización se define en términos del factor (XPD).

La matriz de transmisión  $M$  puede definirse considerando las antenas y la atmósfera (entre las dos antenas) de forma separada. Para crear la matriz es necesario hacer algunas consideraciones iniciales.

Si  $E_0$  es la intensidad de campo en el receptor y  $E_i$  en el transmisor, es posible expresar estas cifras como una matriz de columna que consta de las componentes vertical (V) y horizontal (H) de los campos:

$$E_0 = \begin{bmatrix} E_{H_0} \\ E_{V_0} \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$E_i = \begin{bmatrix} E_{H_i} \\ E_{V_i} \end{bmatrix}$$

Los efectos de las antenas transmisoras y receptoras se representan por sus diagramas de radiación copolar y contrapolar en los planos V y H, denominados respectivamente  $g_{V,H}$  y  $x_{V,H}$ :

$$T = \begin{bmatrix} g_{TV} & x_{TV} \\ x_{TH} & g_{TH} \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$R = \begin{bmatrix} g_{RV} & x_{RV} \\ x_{RH} & g_{RH} \end{bmatrix}$$

La matriz de transmisión del medio de propagación puede expresarse como sigue:

$$S = \begin{bmatrix} S_{VV} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{HH} \end{bmatrix} \quad (70)$$

La matriz de transmisión  $M$  puede obtenerse a partir de la siguiente ecuación matricial:

$$E_0 = R \cdot S \cdot T \cdot E_i = M \cdot E_i \quad (71)$$

Expresando de manera explícita la matriz de transmisión se obtiene:

$$M = \begin{bmatrix} M_{VV} & M_{VH} \\ M_{HV} & M_{HH} \end{bmatrix} \quad (72)$$

Puede obtenerse una expresión para cada componente a partir de las ecuaciones (74):

$$M_{VV} = g_{RV} \cdot S_{VV} \cdot g_{TV}$$

$$M_{VH} = g_{RV} \cdot S_{VV} \cdot x_{TV} + g_{RV} \cdot S_{VH} \cdot g_{TH} + x_{RV} \cdot S_{HH} \cdot g_{TH} \quad (73)$$

$$M_{HV} = x_{RH} \cdot S_{VV} \cdot g_{TV} + g_{RH} \cdot S_{HV} \cdot g_{TV} + g_{RH} \cdot S_{HH} \cdot x_{TH}$$

$$M_{HH} = g_{RH} \cdot S_{HH} \cdot g_{TH}$$

Donde se han omitido los términos en los que al menos dos de tres elementos son diagonales porque los términos de transmisión con polarización cruzada son mucho más pequeños que los directos.

El campo recibido para ambas polarizaciones puede obtenerse de la ecuación:

$$\begin{aligned} E_{V0} &= M_{VV} \cdot E_{Vi} + M_{VH} \cdot E_{Hi} \\ E_{H0} &= M_{HV} \cdot E_{Vi} + M_{HH} \cdot E_{Hi} \end{aligned} \quad (74)$$

La discriminación por polarización cruzada se obtiene de acuerdo con la definición habitual:

$$\begin{aligned} XPD_V &= -20 \log \left[ \frac{E_{H0}}{E_{V0}} \right]_{E_{Hi}=0} = -20 \log \left( \frac{M_{HV}}{M_{VV}} \right) \\ XPD_H &= -20 \log \left[ \frac{E_{V0}}{E_{H0}} \right]_{E_{Vi}=0} = -20 \log \left( \frac{M_{VH}}{M_{HH}} \right) \end{aligned} \quad (75)$$

mientras que el aislamiento del canal con polarización cruzada es:

$$\begin{aligned} XPI_V &= -20 \log \left( \frac{M_{VH}}{M_{VV}} \right)_{E_{Hi}=E_{Vi}} \\ XPI_H &= -20 \log \left( \frac{M_{HV}}{M_{HH}} \right)_{E_{Hi}=E_{Vi}} \end{aligned} \quad (76)$$

Normalmente la siguiente hipótesis se satisface adecuadamente [Olsen, 1981]:

$$\begin{aligned} XPD_V &\cong XPI_V \\ XPD_H &\cong XPI_H \end{aligned} \quad (77)$$

### 7.1.1 Campo nominal recibido

En el caso de un campo normal recibido, la contribución de propagación es la siguiente:

$$\begin{aligned} S_{VV} &= S_{HH} = 1 \\ S_{VH} &= S_{HV} = 0 \end{aligned} \quad (78)$$

A efectos de simplificación, se supone que las antenas tienen el mismo diagrama de radiación en los planos  $H$  y  $V$ , por consiguiente los diagramas de radiación copolar y contrapolar en dichos planos  $V$  y  $H$  con los mismos  $y$  se denominan  $g_{TR}$  y  $x_{TR}$ .

En consecuencia, el aislamiento viene dado por la expresión:

$$XPI = -20 \log \left( \frac{x_R}{g_R} + \frac{x_T}{g_T} \right) \quad (79)$$

Las propiedades de discriminación de las antenas son los efectos combinados de los diagramas de radiación copolar y contrapolar:

$$\begin{aligned} X_{RN} &= -20 \log \left( \frac{x_R}{g_R} \right) \\ X_{TN} &= -20 \log \left( \frac{x_T}{g_T} \right) \end{aligned} \quad (80)$$

Normalmente, en aplicaciones típicas, las antenas se orientan hacia el eje de puntería, lo que significa que  $g_T = g_R = 1$ . Teniendo esto en cuenta, la ecuación (80) pasa a ser:

$$\begin{aligned} X_{RN} &= -20 \log(x_R) \\ X_{TN} &= -20 \log(x_T) \end{aligned} \quad (81)$$

Resolviendo para  $x_{R,T}$  y sustituyendo los resultados en la ecuación (79), se obtiene la siguiente ecuación:

$$XPI = -20 \log \left( 10^{-\frac{X_{RN}}{20}} + 10^{-\frac{X_{TN}}{20}} \right) \quad (82)$$

Este resultado no incluye ningún efecto de propagación adicional y debe utilizarse como valor nominal para la instalación de los equipos.

### 7.1.2 XPI debida a la propagación (método de 1 rayo)

Los elementos de la matriz de transmisión de propagación en este caso (desvanecimiento no selectivo en frecuencia) son:

$$\begin{aligned} S_{VV} &= l_V \exp(-j\phi_V) \\ S_{HH} &= l_H \exp(-j\phi_H) \\ S_{VH} &= d_V \exp(-j\gamma_V) \\ S_{HV} &= d_H \exp(-j\gamma_H) \end{aligned} \quad (83)$$

donde:

$l$  y  $\phi$ : atenuación adicional y desplazamiento de fase en el canal copolar

$d$  y  $\gamma$ : atenuación y desplazamiento de fase en el canal contrapolar.

Utilizando la ecuación (76) y la hipótesis antes mencionada de antenas con el mismo diagrama de radiación en los planos  $H$  y  $V$  el aislamiento viene dado por:

$$XPI = -20 \log \left[ \frac{g_T x_R + x_T g_R (l_H / l_V) \exp[-j(\phi_H - \phi_V)]}{g_T g_R} + \frac{d_H}{l_V} \exp[-j(\gamma_H - \phi_V)] \right] \quad (84)$$

Esta ecuación puede utilizarse para modelar las condiciones de cielo despejado y de lluvia.

#### 7.1.2.1 Condiciones de cielo despejado

Suponiendo que la atenuación diferencial entre las componentes  $H$  y  $V$  es despreciable, la expresión  $(l_H / l_V) \exp[-j(\phi_H - \phi_V)]$  es aproximadamente la unidad y la ecuación (84) pasa a ser:

$$XPI = -20 \log \left[ \frac{x_R}{g_R} + \frac{x_T}{g_T} + \frac{d_H}{l_V} \exp[-j(\gamma_H - \phi_V)] \right] \quad (85)$$

Debido a las variaciones del índice de refracción de la atmósfera, por regla general, los rayos electromagnéticos se reciben con un ángulo de llegada  $\delta$  distinto al nominal. Como resultado:

$$-20 \log \left[ \frac{x_R(\delta)}{g_R(\delta)} \right] = X_R(\delta) - G_R(\delta) \quad (86)$$

El diagrama de radiación en el plano contrapolar puede aproximarse mediante la siguiente ecuación:

$$X_R(\delta) = X_{RN} - Q(\delta) \quad (87)$$

donde  $Q(\delta)$  es la degradación de la discriminación por polarización cruzada debida al alineamiento incorrecto inducido por la propagación.

La contribución de polarización cruzada debida a la propagación viene dada por:

$$XPI_P = -20 \log \left[ \frac{d_H}{l_V} \exp \left[ -j (\gamma_H - \phi_V) \right] \right] \quad (88)$$

Introduciendo las sustituciones apropiadas y teniendo en cuenta las circunstancias señaladas en algunos textos [Olsen, 1981] la contribución de polarización cruzada debida a la propagación es de unos 200 dB por debajo del nivel copolar nominal y el aislamiento en la ecuación (84) puede expresarse como sigue:

$$XPI = -20 \log \left[ 10^{-\frac{x_{RN} - Q(\delta) - G(\delta)}{20}} + 10^{-\frac{x_{TN}}{20}} \right] \quad (89)$$

### 7.1.2.2 Condiciones de lluvia

En este caso, la ecuación (84) no puede simplificarse normalmente aun cuando si para frecuencias por debajo de 15 GHz la aproximación  $(l_H / l_V) \exp \left[ -j (\phi_H - \phi_V) \right] \cong 1$  sigue siendo válida.

El aislamiento en este caso viene dado por:

$$XPI = -20 \log \left[ 10^{-\frac{x_{RN}}{20}} + 10^{-\frac{x_{TN}}{20}} + 10^{-\frac{XPD_p}{20}} \right] \quad (90)$$

El valor mediano de la contribución de propagación  $XPD_p$  se expresa mediante la siguiente ecuación de equiprobabilidad:

$$XPD_p = U - V \log (CPA) \quad (91)$$

siendo:

$$CPA = -20 \log \left| l_V \exp \left( -j \phi_V \right) \right| \quad (92)$$

es la atenuación copolar ( $g_T = g_R = 1$ ), y los parámetros  $U$  y  $V$  pueden evaluarse utilizando los resultados que figura en [Olsen, 1981].

### 7.1.3 XPI debida a la propagación por trayectos múltiples (2 rayos)

En el caso de interferencia entre dos o más componentes de rayos, los efectos selectivos en frecuencia son importantes. Considerando un modelo de dos rayos (rayo 1 y rayo 2), el campo recibido resultante se obtiene en general a partir de la ecuación (1) y puede expresarse de la siguiente forma:

$$\bar{E}_0 = \bar{E}_{01} + \bar{E}_{02} = (\bar{M}_1 + \bar{M}_2) \cdot \bar{E}_i = \bar{M} \cdot \bar{E}_i \quad (93)$$

Utilizando la ecuación (93) y la definición (75), el aislamiento es:

$$XPI = -20 \log \left[ \frac{\frac{x_{T1}}{g_{T1}} + \frac{x_{R1}}{g_{R1}} + b \left( \frac{x_{T2}}{g_{T2}} + \frac{x_{R2}}{g_{R2}} \right) \exp(-j\phi) + \frac{d_{H1}}{l_{V1}} \exp(-j\phi_1) + \frac{d_{H2}}{l_{V2}} b \exp(-j\phi_2)}{1 + b \exp(-j\phi)} \right] \quad (94)$$

donde:

$$b = \frac{g_{T2} l_{V2} g_{R2}}{g_{T1} l_{V1} g_{R1}} \quad (95)$$

es la amplitud relativa, y:

$$\begin{aligned}\Phi &= \Phi_{V2} - \Phi_{V1} \\ \Phi_1 &= \gamma_{H1} - \Phi_{V1} \\ \Phi_2 &= \gamma_{H2} - \Phi_{V1}\end{aligned}\quad (96)$$

donde la aproximación  $(l_H / l_V) \exp[-j(\Phi_H - \Phi_V)] \cong 1$ ,  $(l_H / l_V) \exp[-j(\Phi_H - \Phi_V)] \cong 1$  se utiliza para ambos rayos. Cabe señalar que el numerador y el denominador de la ecuación (94) representan los elementos de la matriz de transmisión  $M$  sin la cantidad constante:

$$a_1 = g_{T1} l_{V1} g_{R1} \exp(-j\Phi_{V1}) \quad (97)$$

igual a la atenuación no selectiva en el canal copolar.

Aplicando para el rayo de referencia (rayo 1) las mismas hipótesis y relaciones obtenidas en el punto anterior para un solo rayo y considerando iguales ambas antenas (de transmisión y recepción), la ecuación (94) pasa a ser:

$$XPI = -20 \log \left[ \frac{10^{-\frac{XPI_1}{20}} + b \left( 2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} + d_{H2} \right) \exp(-j\Phi)}{1 + b \exp(-j\Phi)} \right] \quad (98)$$

donde  $XPI_1$  viene dada por la ecuación (84),  $\delta_1$  y  $\delta_2$  son los ángulos de llegada del rayo de referencia y del rayo secundario con respecto a la dirección de puntería nominal.

#### 7.1.4 Dependencia con la atenuación copolar

La dependencia de XPI con la atenuación de la señal copolar puede expresarse generalmente mediante una relación similar a la que figura en la Recomendación UIT-R P.530:

$$XPI = C - CPA \quad (99)$$

siendo:

$$CPA = -20 \log [a_1(1 + b \exp(-j\Phi))] \quad (100)$$

El parámetro constante  $C$  puede obtenerse de la ecuación (98):

$$C = A_i - 20 \log \left[ 10^{-\frac{XPI_1}{20}} + b \left( 2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} + d_{H2} \right) \exp(-j\Phi) \right] \quad (101)$$

Los desvanecimientos profundos normalmente vienen dominados por la selectividad y en la ecuación (100) la contribución de desvanecimiento plano  $a_1$  puede desprejarse. Además, como  $b \rightarrow 1$  y  $\exp(-j\Phi) \rightarrow 1$ ,  $C$  puede estimarse mediante la siguiente ecuación:

$$C = -20 \log \left[ 10^{-\frac{X_{TN}}{20}} + 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_1) - G(\delta_1)}{20}} - 2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} - d_{H2} \right] \quad (102)$$

Conviene señalar que  $C$  es casi independiente del desvanecimiento del canal copolar (parámetros  $a_1$  y  $b$ ) y la ecuación (101) pasa a ser realmente coherente con la separación de variables. La ecuación (102) presenta una mayor dependencia con las variables aleatorias tales como los ángulos de llegada de los rayos entrantes y la despolarización del suelo (si se produce).



En la ecuación (99) también cabe señalar que, especialmente si las antenas de transmisión y recepción son iguales, el parámetro  $C$  es casi igual al valor de  $d_{H2}$  (dB). En otras palabras, son las propiedades de discriminación del medio de propagación y no las antenas las que dominan el comportamiento del canal con polarización doble en condiciones de propagación con desvanecimiento profundo.

El valor de  $C$  puede determinarse simulando los procesos aleatorios incluidos en la ecuación (102) o a partir de resultados experimentales.

## 7.2 Predicción de las estadísticas de XPD en condiciones de cielo despejado

De acuerdo con los resultados del Informe Final COST 235, para evaluar la posibilidad de obtener una calidad de transmisión aceptable con polarización doble, deben alcanzarse dos objetivos principales. El primero de ellos es contar con un método de predicción adecuado para determinar la degradación de XPI (o XPD) que pueda aplicarse a cualquier enlace radioeléctrico. El segundo objetivo es obtener un método de predicción de la calidad de funcionamiento capaz de proporcionar una calidad de transmisión con y sin dispositivos supresores de la interferencia de polarización cruzada (XPIC).

Como en el primer objetivo, resultados experimentales han demostrado que las distribuciones de XPI y XPD son estadísticamente equivalentes. Ello significa que las distribuciones medidas de XPD, como normalmente se obtienen a partir de los niveles recibidos de las señales copolarizadas y de polarización cruzada transmitiendo en una sola polarización (definida en la ecuación (72)), pueden utilizarse para evaluar las distribuciones de XPI. El punto de partida básico es la ecuación (95) en la que se requiere una evaluación del parámetro  $C$ . Si se supone que la distribución acumulativa de la señal copolar tiene una pendiente de 10 dB/década (distribución de Rayleigh para desvanecimientos profundos), la distribución acumulativa de XPD es la siguiente:

$$P_r(XPD < x) = P_0 \times 10^{-\frac{C-x}{10}} \quad \text{para } x < C - 15 \text{ dB} \quad (103)$$

donde  $P_0$  es el factor de aparición del desvanecimiento por trayectos múltiples. El método más sencillo es considerar el parámetro  $C$  como un valor constante obtenido de datos experimentales; la Recomendación UIT-R P.530 propone la siguiente ecuación:

$$C = XPD_0 + Q \quad (104)$$

donde  $XPD_0$  es la XPD estática en condiciones de no desvanecimiento y  $Q$  es un factor de mejora que presenta una fuerte dependencia con la pendiente de los diagramas de antena contrapolar ( $x_T$  y  $x_R$ ).

En el Informe Final COST 235, se consideraron dos métodos de predicción distintos, denominados métodos  $P$  y  $Q$ . Dado que el método  $Q$  fue el elegido como base para el procedimiento de predicción utilizado en la Recomendación UIT-R P.530, se discutirá con cierto detalle en este punto. En el citado Informe Final COST 235 [COST, 1996] aparece más información sobre el método  $P$ . Con el método  $Q$  puede obtenerse el parámetro  $C$  a partir de la formulación general indicada en la ecuación (101) que lleva a cabo una simulación de Monte Carlo de los procesos aleatorios implicados. Por lo que se refiere al segundo objetivo, ambos métodos consideran la señal de interferencia con polarización cruzada como una fuente de ruido que se añade al ruido térmico. El método  $Q$  se basa en la hipótesis (a partir de datos experimentales) de que existe un alto grado de descorrelación entre las señales copolarizadas e interferentes con polarización cruzada; es decir, la degradación de XPI se produce cuando la señal copolarizada resulta afectada por un alto desvanecimiento selectivo mientras que en general la señal con polarización cruzada no resulta afectada. En este caso, pueden utilizarse las distribuciones de XPI para evaluar la contribución de interrupción debida a la degradación de XPI y esta cantidad, junto con la interrupción plana, define la interrupción no selectiva total. Utilizando un factor mejora de la polarización cruzada (XPIF), dependiente del hardware, puede evaluarse la contribución de interrupción debida a la degradación de XPI en presencia de un dispositivo XPIC.

### 7.2.1 Descripción del método Q

El método  $Q$  fue elaborado en el marco del proyecto COST 235.

El modelo se presenta mediante un procedimiento paso a paso en este punto.

La primera parte del procedimiento evalúa los parámetros  $XPD_0$  y  $Q$  de la ecuación (104).

$XPD_0$  se calcula mediante:

$$XPD_0 = XPD_g + 5 \quad XPD_g < 35 \quad (105)$$

$$XPD_0 = 40 \quad XPD_g > 35 \quad (106)$$

A continuación, se calcula el factor de aparición de desvanecimiento,  $p_0$ , definido como el correspondiente porcentaje de tiempo en que se rebasa el valor  $A = 0$  dB en el mes medio más desfavorable. A partir de esta cantidad, la fracción de desvanecimientos correspondiente al trayecto múltiple se separa mediante la utilización del factor de aparición de trayecto múltiple  $\eta$ , definido como la probabilidad de un desvanecimiento profundo a una frecuencia determinada.

La Recomendación UIT-R P.530 utiliza la siguiente expresión para el factor de desvanecimiento por trayectos múltiples:

$$\eta = 1 - e^{-0,2(P_0)^{0,75}} \quad (107)$$

El método  $Q$  a continuación evalúa el factor  $Q$  utilizando el siguiente método paramétrico:

$$Q = -10 \log \left( \frac{K \cdot \eta}{P_0} \right) \quad (108)$$

La Recomendación UIT-R P.530 define el factor  $K$  en la ecuación (108)  $K_{XP}$  y utiliza la siguiente ecuación a fin de obtener su valor para una o dos antenas transmisoras:

$$k_{XP} = \begin{cases} 0,7 & \text{una antena transmisora} \\ 1 - 0,3 \exp \left[ -4 \times 10^{-6} \left( \frac{s_t}{\lambda} \right)^2 \right] & \text{dos antenas transmisoras} \end{cases} \quad (109)$$

siendo  $s_t$  la separación de las antenas y  $\lambda$  la longitud de onda de la portadora en unidades coherentes.

Por último, el parámetro  $C$  se calcula mediante la ecuación (101).

La probabilidad de interrupción  $P_{XP}$  debida a la polarización cruzada con cielo despejado se calcula a partir de la expresión:

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} \quad (110)$$

donde  $M_{XPD}$ , expresada en dB, es el margen de XPD equivalente para una BER de referencia dada por:

$$M_{XPD} = \begin{cases} C - \frac{C_0}{I} & \text{sin XPIC} \\ C - \frac{C_0}{I} + XPIF & \text{con XPIC} \end{cases} \quad (111)$$

Donde  $C_0/I$  es la relación portadora/interferencia para una BER de referencia, que puede evaluarse basándose en simulaciones o mediciones.

XPIF es un factor de mejora de la polarización cruzada medido en laboratorio que permite obtener la variación de aislamiento por polarización cruzada (XPI) con una relación portadora/ruido suficientemente amplia (normalmente 35 dB) y una BER específica para sistemas con y sin supresor de la interferencia de polarización cruzada (XPIC). Un valor típico de XPIF es 20 dB aproximadamente.

Se supone que la señal copolar sigue una distribución de Rayleigh para desvanecimientos profundos, de manera que la contribución de degradación de la XPD a la interrupción del sistema viene dada por:

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} \quad (112)$$

### 7.2.2 Ejemplos de aplicación

Emplazamiento: Houston, TX, Estados Unidos de América

Latitud: 29° 46' N

Longitud: 264° 78' E

Frecuencia:  $f = 8$  GHz

Longitud del trayecto:  $d = 45$  km

Altura de la antena del transmisor:  $h_t = 500$  m

Altura de la antena del receptor:  $h_r = 610$  m.

*Paso 1:* Para  $XPD_g = 42$  dB, es decir, el valor mínimo de XPD garantizado por el fabricante para las antenas de transmisión/recepción,  $XPD_0 = 40$  dB.

*Paso 2:* A continuación, se obtiene el parámetro de actividad por trayectos múltiples como sigue:

$$\eta = 1 - e^{-0,2P_0^{0,75}} = 0,026 \quad (113)$$

siendo  $P_0 = p_w/100 = 0,0659$  el factor de aparición del trayecto múltiple (porcentaje de tiempo en que se rebasa el valor  $A = 0$  dB).

*Paso 3:* Se determina  $Q = -10 \log \left( \frac{k_{XP} \eta}{P_0} \right) = 5,622$

siendo:

$$k_{XP} = 1 - 0,3 \exp \left[ -4 \times 10^{-6} \left( \frac{s_t}{\lambda} \right)^2 \right] = 0,7033 \quad (114)$$

suponiendo que las dos transmisiones con polarización ortogonal proceden de distintas antenas y su separación vertical es  $s_t = 2$  m.

*Paso 4:* El margen de XPD equivalente para una BER de referencia es (suponiendo que se utiliza un supresor de la interferencia de polarización cruzada con  $XPIF = 20$  dB):

$$M_{XPD} = C - C_0/I + XPIF = 33,62 \quad \text{dB} \quad (115)$$

donde  $C = XPD_0 + Q = 45,622$  dB y  $C_0/I = 32$  dB es la relación portadora/interferencia para la BER de referencia.

*Paso 5:* Por último, la probabilidad de interrupción debida a la polarización cruzada en cielo despejado viene dada por:

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} = 2,8 \times 10^{-5} \quad (116)$$

### 7.3 Predicción de las estadísticas de la XPD en condiciones de precipitación

La evidencia experimental muestra que a medida que crece el tamaño de las gotas de lluvia su forma deja de ser esférica y es similar a las de esferoides achatados con una base plana cada vez más pronunciada en la que aparece una depresión cóncava en el caso de gotas de gran tamaño [Pruppacher y Beard, 1970 y Pruppacher y Pitter, 1971]. Además, las gotas de lluvia también pueden inclinarse hacia la horizontal [Saunders, 1971]. Estos dos efectos, que son la causa de la polarización cruzada en condiciones de lluvia, se discuten con más detalle en el Manual sobre radiometeorología. La mayoría de los métodos de predicción de las estadísticas de XPD durante precipitaciones actualmente utilizados son semiempíricos [Olsen, 1981]. Se modelan sobre teorías generales de lluvia con gotas aleatoriamente inclinadas [Olsen, 1981] y con parámetros elegidos para obtener una aproximación aceptable con los datos experimentales. Normalmente se supone un modelo de dos parámetros basado en una distribución Gaussiana de la inclinación de las gotas de lluvia [Kobayashi, 1977 y Nowland y otros, 1977].

#### 7.3.1 Bases de los métodos de predicción de la XPD durante precipitaciones

Para la mayoría de las aplicaciones prácticas, la relación entre la discriminación por polarización cruzada (XPD) y atenuación de trayecto copolar (CPA) reviste una gran importancia para las predicciones basadas en las estadísticas sobre atenuación.

La lluvia intensa controla las reducciones de XPD observadas para pequeños porcentajes de tiempo. En trayectos en los que no se dispone de predicciones o mediciones más detalladas, puede obtenerse una estimación aproximada de la distribución incondicional de XPD a partir de la distribución acumulativa de la atenuación copolar (CPA) debida a la lluvia, utilizando la relación de equiprobabilidad:

$$XPD = U - V(f) \log CPA \quad \text{dB} \quad (117)$$

Los coeficientes  $U$  y  $V(f)$  dependen, en general, de cierto número de variables y parámetros empíricos, incluida la frecuencia  $f$ . Trayectos de visibilidad directa con pequeños ángulos de elevación y polarización horizontal o vertical, estos coeficientes pueden aproximarse mediante las fórmulas:

$$U = U_0 + 30 \log f \quad (118)$$

$$\begin{aligned} V(f) &= 12,8f^{0,19} && \text{para } 8 \leq f \leq 20 \text{ GHz} \\ V(f) &= 22,6 && \text{para } 20 < f \leq 35 \text{ GHz} \end{aligned} \quad (119)$$

Para atenuaciones superiores a 15 dB se ha obtenido en todas las mediciones un valor medio de  $U_0$  de unos 15 dB, con un límite inferior de 9 dB.

La variabilidad de los valores de  $U$  y  $V(f)$  es tal que la diferencia entre los valores de la CPA para las polarizaciones vertical y horizontal no es significativa al evaluar XPD. Se aconseja a los usuarios utilizar el valor de CPA para la polarización circular cuando apliquen la ecuación (117).

Las estadísticas de XPD a largo plazo obtenidas en una frecuencia pueden extrapolarse a otra frecuencia utilizando la ecuación semiempírica:

$$XPD_2 = XPD_1 - 20 \log(f_2 / f_1) \quad \text{para } 4 \leq f_1, f_2 \leq 30 \text{ GHz} \quad (120)$$

donde  $XPD_1$  y  $XPD_2$  son los valores de XPD no rebasados durante el mismo porcentaje de tiempo a las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ .

En la relación entre XPD y CPA influyen muchos factores, incluida la XPD residual de la antena, que pueden no haber sido tenidos en cuenta. La ecuación anterior es menos precisa cuando existen grandes diferencias entre las respectivas frecuencias. Sin embargo, es muy precisa si  $XPD_1$  y  $XPD_2$  corresponden a la misma polarización (horizontal o vertical).

#### 7.3.2 Ejemplos de aplicación

Emplazamiento: París, FR

Latitud: 48° 52' N

Longitud:  $02^{\circ} 20' E$

Frecuencia:  $f = 30 \text{ GHz}$

Longitud del trayecto:  $d = 8 \text{ km}$

Polarización lineal:  $\tau = 90^{\circ}$ .

*Paso 1:* Para los parámetros especificados la atenuación del trayecto equivalente se determina mediante la ecuación:

$$A_p = 10^{((U - C_0/I + XPIF)/V)} = 33 \text{ dB} \quad (121)$$

donde  $U = U_0 + 30 \log f = 15 + 30 \log 30 = 59,31$ , la relación portadora/interferencia  $C_0/I = 25 \text{ dB}$  y  $V = 22,6$  para esta gama de frecuencias. No se utiliza ningún dispositivo XPIC.

*Paso 2:* A continuación se determinan los siguientes parámetros:

$$m = 23,26 \log [A_p / 0,12 A_{0,01} = 23,75] \quad (122)$$

$$n = \left( -12,7 + \sqrt{161,23 - 4m} \right) / 2 = -2,28 \quad (123)$$

*Paso 3:* La interrupción XPD debida a los efectos de la precipitación viene dada por:

$$P_{XPR} = 10^{n-2} = 5,25 \times 10^{-5} \quad (124)$$

## 7.4 Efectos relativos del deterioro de la XPD en condiciones de cielo despejado y lluvia

No puede establecerse ninguna regla general para determinar cuál de los dos efectos (lluvia y trayectos múltiples) es el dominante considerando las características del trayecto. Se aconseja al usuario que determine tanto la reducción de la XPD debida a la lluvia como la reducción de la XPD debida al trayecto múltiple cuando aplique los métodos anteriores en el diseño del sistema. Sin embargo, normalmente se observa que en los sistemas con polarización doble horizontal y vertical, con o sin diversidad, la causa predominante de la degradación es la lluvia, en enlaces cortos, y los trayectos múltiples en enlaces largos. La longitud de trayecto más pequeña para la cual domina los efectos del trayecto múltiple depende de la frecuencia, del clima, de la zona despejada del trayecto de si el enlace es sobre tierra o agua y de si se utiliza diversidad. En el caso de que no haya diversidad, por ejemplo, diversas mediciones realizadas en la gama de 10 a 12 GHz en Europa para trayectos más cortos de 20 km [Watson, 1976] han demostrado que la lluvia es el efecto dominante. Las mediciones efectuadas en la gama de 6 a 13 GHz para trayectos más largos de 50 km [Rooryck y Battesti, 1976] mostraron que los efectos más importantes son los trayectos múltiples. También se observó que la degradación de la XPD debida a la lluvia no aumenta de manera significativa el tiempo de interrupción porque la reducción de la XPD suele ocurrir al mismo tiempo que se produce una fuerte atenuación.

## 7.5 Polarización cruzada debida a las tormentas de arena y polvo

Hasta la fecha no se han publicado en textos de carácter general los resultados de las observaciones cuantitativas de la polarización cruzada durante tormentas de polvo. Por consiguiente, todas las estimaciones de las características de la polarización cruzada en un enlace de microondas durante una tormenta de arena o polvo se basan en consideraciones teóricas sobre el tamaño, la forma, la densidad y las propiedades dieléctricas de las partículas. Los exámenes microscópicos [McEwan y otros, 1985 y Ghobrial y Sharief, 1987] han mostrado claramente que las partículas de arena y polvo que transportan las tormentas ecuatoriales no son esféricas. Los cálculos sugieren, además, que en ausencia de turbulencia o del efecto de cizalla del viento, las fuerzas hidrodinámicas tienden a orientar las partículas, las fuerzas hidrodinámicas tienden a orientar las partículas suspendidas con sus ejes mayores en el plano vertical [McEwan y otros, 1985]. Como resultado de esta anisotropía, puede producirse una degradación significativa de la XPD

debido a la deriva de fase diferencial, aun cuando la atenuación sea leve. Pueden aparecer condiciones similares en las polarizaciones lineales oblicuas [Bashir y McEwan, 1986]. Algunos estudios teóricos [Ghobrial y Sharief, 1987] sugieren que en tormentas de polvo seco la XPD para polarización circular puede estar relacionada con la visibilidad mediante la siguiente ecuación:

$$XPD = 91,6 - 20 \log (fd) + 21,4 \log V \quad (125)$$

donde:

- $f$ : frecuencia (GHz)
- $d$ : longitud del trayecto (km)
- $V$ : visibilidad (km).

La XPD se reduce aproximadamente 1,7 dB más en el caso de polvo con un contenido de humedad en la superficie del 4%.

## 8 Técnicas para disminuir los efectos de la propagación por trayectos múltiples

En el diseño de los enlaces terrenales con visibilidad directa debe tenerse en cuenta el efecto del desvanecimiento selectivo lento independiente de la frecuencia (es decir, «desvanecimiento plano») y del desvanecimiento selectivo. Existe un cierto número de técnicas disponibles para disminuir estos efectos, la mayoría de las cuales reducen ambos al mismo tiempo. Las mismas técnicas a menudo también mitigan las reducciones en la discriminación por polarización cruzada. Estas se pueden dividir en técnicas que no exigen ningún tipo de diversidad en recepción o transmisión y técnicas que requieren diversidad (en el Manual del UIT-R sobre sistemas de radioenlaces digitales se discuten técnicas de sistemas tales como la ecualización adaptativa).

Teniendo presente que por razones económicas es conveniente, en la medida de lo posible, evitar la diversidad, se consideran en primer lugar las estrategias y técnicas que no requieren dicha diversidad (véase el § 8.1). Sin embargo, estas estrategias y técnicas también pueden aplicarse para sistemas con diversidad y deben emplearse cuando sea conveniente aun cuando pueden ser menos necesarias. Las técnicas de diversidad se discuten en el § 8.2, la diversidad en espacio en el § 8.2.1, la diversidad en ángulo en el § 8.2.2, la diversidad en frecuencia en el § 8.2.3 y la diversidad de polarización en el § 8.2.4. Las técnicas de diversidad para aminorar las reducciones en la discriminación por polarización cruzada en sistemas que emplean reutilización de frecuencia con polarización doble se discuten por separado en el § 8.3.

### 8.1 Estrategias y técnicas que no emplean diversidad

Las técnicas sin diversidad para disminuir los efectos más intensos asociados al desvanecimiento por trayectos múltiples pueden clasificarse en una o más de las siguientes tres estrategias generales [Olsen, 1989]:

*Estrategia A:* Reducir la aparición de «desvanecimiento plano» significativo debido a mecanismos atmosféricos: tales mecanismos incluyen la dispersión del haz (denominado normalmente desenfoque en la literatura científica), el desacoplo de la antena, que normalmente son fenómenos que se producen simultáneamente, y la propagación por trayectos múltiples en la atmósfera. El objetivo de reducir la aparición de estos mecanismos es reducir igualmente la posibilidad de que la amplitud de la onda atmosférica (que es la onda directa a menos que se produzcan trayectos múltiples en la atmósfera) disminuya a un nivel en que pueda interferir de manera destructiva con las ondas reflejadas en el suelo, dando lugar a una distorsión y a un desvanecimiento por trayectos múltiples severos. Aunque estos trayectos múltiples en la atmósfera pueden ser por sí mismos ligeramente selectivos en frecuencia a lo largo de una banda, normalmente son «planos» en sus características de amplitud y retardo en comparación con la propagación por trayectos múltiples en la superficie que se produce cuando la onda atmosférica interfiere de manera destructiva con una o más ondas reflejadas en el suelo.

*Estrategia B:* Reducir la aparición de reflexiones significativas en superficies: de manera similar a la primera estrategia, el objetivo de ésta es también reducir la probabilidad de que se produzca interferencia destructiva entre la onda atmosférica y las ondas reflejadas en la superficie provocando una fuerte distorsión y un intenso desvanecimiento por trayectos múltiples.

*Estrategia C:* Disminuir el retardo relativo de las reflexiones en la superficie con respecto a la onda atmosférica. El objeto de esta estrategia es disminuir la severidad de las distorsiones de amplitud y retardo que se producen cuando aparece interferencia destructiva entre la onda atmosférica y las ondas reflejadas en la superficie, situación que normalmente no puede evitarse totalmente.

Las diversas técnicas presentadas en la Recomendación UIT-R P.530 indicadas a continuación aplican una o más de estas estrategias.

### 8.1.1 Aumento de la inclinación del trayecto

Esta técnica, que a veces se denomina «técnica de alto-bajo» [Vigants, 1975 y Fehlhaber, 1976], debe emplearse siempre que el terreno lo permita. Suele satisfacer tanto la estrategia A como la estrategia B. En primer lugar, la incidencia de las pérdidas por dispersión del haz y el desacoplo de antena asociado tienden a reducirse cuando el ángulo de la onda directa aumenta con respecto a estructuras refractivas importantes tales como conductos que provocan estos efectos. En segundo lugar, el nivel de la onda o las ondas reflejadas especulares y difusas tiende a reducirse ya que:

- se dispersa menos energía de la onda directa en dirección de la superficie,
- la directividad combinada de las dos antenas en dirección de una superficie reflectora es menor, y
- los ángulos rasantes de las ondas reflejadas normalmente aumentan.

En los casos en que los trayectos múltiples en la atmósfera son responsables del desvanecimiento de la onda atmosférica, también se llega a esa conclusión a partir de los análisis de la trayectoria de los rayos [Webster, 1983]; es decir, un aumento en la inclinación del trayecto disminuye su incidencia.

La mejora de los efectos del desvanecimiento por trayectos múltiples aumentando la inclinación del trayecto puede determinarse cuantitativamente en varias de las ecuaciones de predicción de la Recomendación UIT-R P.530. En particular, las ecuaciones (7) y (8) de dicha Recomendación demuestran explícitamente que el porcentaje de tiempo en que se rebasa una determinada profundidad de desvanecimiento se reduce. Esta relación es de hecho la base para el cálculo del factor de aparición de trayectos múltiples que controla la cantidad de desvanecimiento plano (véase la ecuación (24)), la cantidad de desvanecimiento selectivo y la reducción de la *XPD* en los sistemas con reutilización de frecuencia y polarización doble (véase la ecuación (49)).

Evidentemente, el tipo de terreno que favorece la utilización de esta técnica es el terreno ondulado o montañoso. Este tipo de terreno también tiende a presentar la ventaja adicional de que las irregularidades y altitudes implicadas se asocian a una incidencia reducida de las capas de refracción extremas tales como los conductos. Dado que un inconveniente obvio de la técnica es que las longitudes del trayecto suelen ser más cortas, debe llegarse a una solución de compromiso entre la ventaja económica evidente que suponen las longitudes de trayecto largas y la ventaja técnica (y potencialmente económica) que supone reducir los efectos más importantes de la propagación por trayectos múltiples. Desafortunadamente, no existen actualmente reglas claras para llegar a esta solución de compromiso.

Aunque la técnica tiende a reducir la intensidad de las reflexiones en la superficie, en general, pueden aparecer casos en que suceda lo contrario. La situación más evidente que hay que evitar es aquella en que las reflexiones en la superficie principal se producen en el agua o en terreno llano. Teniendo la debida precaución pueden elegirse geometrías del trayecto en las que éste es inclinado y las reflexiones significativas en la superficie quedan bloqueadas por el terreno circundante.

### 8.1.2 Reducción del efecto de las reflexiones en la superficie

En la Recomendación UIT-R P.530 se indican varias técnicas para reducir el efecto de las reflexiones en la superficie (estrategia B) a fin de disminuir la aparición del desvanecimiento por trayectos múltiples por la superficie. A continuación se discute la base de estas técnicas y los puntos más destacados adicionales.

#### 8.1.2.1 Apantallamiento del punto de reflexión

Esta técnica que consiste en aprovechar las colinas, las montañas o los edificios que se encuentran a lo largo del trayecto para apantallar las antenas contra las superficies que presentan mayor reflexión especular (por ejemplo, masas de agua, superficies planas, cumbres de colinas lisas no cubiertas de árboles o partes superiores de los edificios) se ha utilizado desde los primeros días de los diseños de radioenlaces. La disponibilidad de técnicas informáticas para determinar la trayectoria de los rayos permite su aplicación eficaz y tener en cuenta una amplia gama de valores de  $k$  efectivos. Un ejemplo del fallo de esta técnica debido a la suprerrefracción de la onda reflejada en la superficie sobre una cresta destinada a bloquear la reflexión [Lam y Webster, 1985] ilustra la importancia que tienen tales análisis de la trayectoria de los rayos.

#### 8.1.2.2 Traslado del punto de reflexión a una superficie menos reflectora

En ese caso la técnica consiste en ajustar la altura de antena en uno o ambos extremos del trayecto para que las reflexiones se produzcan sobre una superficie con vegetación o sobre un terreno más accidentado. Es particularmente importante para evitar las reflexiones en las masas de agua.

#### 8.1.2.3 Determinación óptima de las alturas de las antenas

Esta técnica, presentada como un procedimiento paso a paso en la Recomendación UIT-R P.530, no reduce necesariamente el nivel de las reflexiones en la superficie. Su objetivo es lograr una interferencia constructiva entre la onda directa y las principales ondas reflejadas en la superficie (normalmente una sola onda) a fin de evitar los efectos perjudiciales del desvanecimiento por trayectos múltiples. Para la gama de valores de  $k$  efectivos de interés, ello sólo es posible en trayectos cortos o en trayectos algo más largos a frecuencias inferiores. El procedimiento paso a paso que figura en la Recomendación UIT-R P.530 se presenta de tal forma que permite al usuario determinar hasta qué punto es necesario cierto tipo de diversidad.

Los fundamentos de esta técnica aparecen en dos publicaciones [Boithias, 1983 y Karl y Persson, 1998]. La única diferencia es que la primera utiliza una solución en forma cerrada y la segunda una solución de series truncadas.

#### 8.1.2.4 Elección de la polarización vertical

Es conveniente elegir la polarización vertical en vez de la polarización horizontal, especialmente en trayectos sobre agua y en frecuencias por debajo de unos 2 GHz. En la Recomendación UIT-T P.530 se indican procedimientos por pasos para calcular el coeficiente de reflexión efectivo de una superficie y para medir dicho coeficiente.

La mayor parte de los fundamentos matemáticos de las técnicas que figuran en la Recomendación UIT-T P.530 han sido descritos por [Boithias, 1983]. El único elemento adicional es la introducción de un factor de rugosidad de la superficie. La aproximación gaussiana original para este factor [Beckmann y Spizzichino, 1963] se ha sustituido por una aproximación gaussiana modificada basada en datos experimentales para superficies marinas [Miller y otros, 1984]. Se ha supuesto que esta forma modificada describe con más precisión el terreno [Olsen y otros, 1987].

#### 8.1.2.5 Empleo de discriminación de antena

Entre trayectos suficientemente inclinados o trayectos con zona despejada naturalmente amplia, los ángulos entre las ondas directa y reflejada son lo suficientemente grandes como para aprovechar el diagrama de radiación de una o ambas antenas a fin de discriminar la onda u ondas reflejadas. Aun sin esta ventaja natural, es conveniente inclinar una o ambas antenas ligeramente hacia arriba para aumentar la



discriminación disponible. El procedimiento paso a paso para ello se indica en la Recomendación UIT-R P.530. Tiende a satisfacer ambas estrategias, la B indicada anteriormente y, en cierta medida, la estrategia A al mismo tiempo. Evidentemente las intensidades de las reflexiones en la superficie se reducen como resultado de las menores directividades de antena en la dirección de estas reflexiones.

El valor de la inclinación hacia arriba de las antenas para mejorar los efectos de trayectos múltiples por superficie se ha demostrado a partir de mediciones cuyos resultados figuran en varias publicaciones [Hartman y Smith, 1977; Sasaki y otros, 1987; Satoh y otros, 1989 y Prasad y otros, 1991] entre otras. Las mediciones de los tres rayos más intensos en trayectos de 31, 41 y 51 km de longitud en la parte oriental-central de América del Norte [Webster, 1991] confirman que una inclinación hacia arriba discriminará los rayos procedentes de la dirección de la superficie y demuestra que el rayo más intenso (normalmente el rayo directo) incide normalmente con un ángulo de llegada positivo en condiciones de trayectos múltiples. La estimación del ángulo de llegada en la Recomendación UIT-R P.530 [Karl y Persson, 1998] para  $k = \infty$  está de acuerdo con los valores más probables (es decir, los modos) obtenidos con estas mediciones.

En la Recomendación UIT-R P.530 figuran dos técnicas complementarias para determinar los ángulos de inclinación óptimos, una en la que se minimiza la máxima profundidad de desvanecimiento de los trayectos múltiples por superficie y la otra en la que se minimiza la distorsión de amplitud. La primera se basa en ecuaciones bien conocidas para la reflexión en la superficie [Boithias, 1983; Karl y Persson, 1998], una aproximación de los diagramas del lóbulo principal de la antena por haces gaussianos [Olsen y otros, 1987] y el actual conocimiento de los fenómenos físicos que intervienen en la propagación por trayectos múltiples [Olsen y otros, 1987; Olsen, 1989 y Segal, 1999]. No obstante, cabe señalar que la técnica no es sensible a las situaciones físicas particulares que se simulan. La segunda se basa en otra técnica [Tanem, 1988] que aplicada plenamente exige conocer los diagramas de antena. Como se ha indicado, si las pérdidas en el margen de desvanecimiento plano obtenidas inclinando las antenas transmisora y receptora se limitan a unos 6 dB, no es necesario utilizar los diagramas de antena. Como también se ha señalado, el seguimiento de una técnica, de la otra, o de un compromiso entre ambas, dependerá de las características del sistema. Ambas técnicas son coherentes con las observaciones de diversidad de ángulos llevadas a cabo en diversos países utilizando inclinación de antena únicamente en el extremo receptor [Satoh y otros, 1989 y Sasaki y otros, 1991].

Cabe indicar que la inclinación del haz hacia arriba para mejorar los efectos de trayectos múltiples por superficie en la mayoría de los casos tenderá a mejorar los efectos de los trayectos múltiples atmosféricos. Podría llegarse a esta conclusión por análisis de trayectoria de los rayos [Webster, 1983] y por amplios análisis de las mediciones de amplitudes y ángulos de llegada de los tres rayos más intensos en un trayecto de 51 km en la parte oriental-central de América del Norte [Webster y otros, 1994]. El motivo es que el más intenso de los dos rayos por trayectos múltiples atmosféricos más intensos suele tener también el mayor ángulo de llegada. Por consiguiente, si las antenas se inclinan hacia arriba un ángulo mayor que este ángulo de llegada más elevado, la diferencia en nivel entre los dos rayos por trayectos múltiples atmosféricos más intensos probablemente aumentará. Las mediciones llevadas a cabo en trayectos de 31, 41 y 51 km de longitud [Webster, 1991] indican que el rayo más intenso normalmente presenta un ángulo de llegada inferior a  $0,3^\circ$ , razón por la cual la Recomendación UIT-R P.530 indica que la inclinación hacia arriba normalmente debe optimizarse para mejorar los efectos de los trayectos múltiples por superficie.

### 8.1.3 Disminución de la zona despejada del trayecto

La técnica de minimizar la zona despejada del trayecto para disminuir los efectos del desvanecimiento por trayectos múltiples puede ser una de las mejores de que se dispone pero desafortunadamente aún es escasa la evidencia publicada al respecto [Olsen y Segal, 1992]. La mayoría de los informes son anecdóticos por parte de los diseñadores del enlace. Como las reducciones de la zona despejada del trayecto pueden dar lugar a una mayor incidencia de las pérdidas por difracción en condiciones de superrefractividad (véase el § 3.3), la técnica es algo arriesgada en trayectos sin diversidad espacial a menos que puedan determinarse con razonable precisión las pérdidas por difracción.

En algunas regiones del mundo se ha sugerido el empleo de técnicas para estimar las pérdidas por difracción y la utilización de dichas técnicas permitiría tolerar cierta difracción [Giloi, 1979; Kalinin, 1979; Nadenenko, 1981; Vigants, 1981 y Olsen y Segal, 1992]. La regla de zona despejada del trayecto que figura en el § 2.2.2.1 de la Recomendación UIT-R P.530 [Olsen y Segal, 1992] está diseñada para evitar las pérdidas por difracción en condiciones normales de refractividad (es decir, factor  $k$  efectivo medio) pero también para permitir unos 6 dB de pérdidas por difracción en condiciones correspondientes a  $k_e$  (99,9%). En principio, para sistemas con márgenes de desvanecimiento plano suficientemente grandes, se podrían tolerar valores de pérdidas de difracción mayores en condiciones tanto normales como de subrefractividad.

Se considera que la eficacia de la técnica se debe a que los trayectos con menor zona despejada presentan menos capas suprarrefractivas tales como conductos que pueden existir por debajo del trayecto, lo cual reduce la aparición de unas pérdidas por dispersión del haz importantes en la onda directa y, consecuentemente, la probabilidad de que aparezca interferencia destructiva con las ondas reflejadas en la superficie [Olsen, 1989 y Olsen y Segal, 1992]. De ser así, la técnica tendería a satisfacer tanto la estrategia A como la estrategia C indicadas anteriormente. La reducción en el retardo relativo de la reflexión en el suelo se produciría principalmente debido a una disminución de la mayor componente del retardo a causa de la transmisión bidireccional a través de la capa bajo el trayecto, pero también en cierto modo debido a la reducción de la componente geométrica del retardo [Olsen y otros, 1987 y Olsen, 1989].

## 8.2 Técnicas de diversidad

Cuando las técnicas indicadas en el punto anterior no disminuyen los efectos de desvanecimiento por trayectos múltiples y distorsión para reducir a niveles aceptables las interrupciones estimadas del sistema, deben emplearse técnicas de diversidad adicionales. Estas técnicas de diversidad incluyen diversidad en el espacio, en ángulo, en frecuencia y en polarización. Como indica la Recomendación UIT-R P.530, la diversidad en frecuencia debe evitarse siempre que sea posible para conservar espectro. Cuando se utiliza diversidad en el espacio, también se recomienda emplear diversidad en ángulo inclinando las antenas hacia arriba con distintos ángulos de elevación. La diversidad en ángulo puede utilizarse en situaciones en que no es posible emplear una diversidad en el espacio adecuada o a fin de reducir las alturas de las torres.

### 8.2.1 Diversidad en el espacio

Los sistemas de diversidad en el espacio normalmente utilizan dos antenas separadas verticalmente en un extremo de un enlace. Todas las configuraciones con separación normalizada son por regla general lo suficientemente eficaces contra los efectos de la distorsión y el desvanecimiento por trayectos múltiples, pero para algunos enlaces con problemas se han utilizado otras configuraciones. Se ha sugerido incrementar la separación de las antenas como medio para combatir más eficazmente los efectos de la dispersión del haz y el desvanecimiento por trayectos múltiples en la superficie correspondiente [Olsen, 1989]. La utilización de las zonas despejadas del trayecto más bajas en la gama sugerida para antenas con diversidad en la Recomendación UIT-R P.530 puede dar el resultado deseado. En enlaces en los que las pérdidas por dispersión del haz son aún más acusadas, la utilización de antenas separadas en ambos extremos del enlace ha demostrado ser un método eficaz [Boithias, 1979 y Hautefeuille y otros, 1980].

### 8.2.2 Separación de antenas en sistemas con diversidad en el espacio

La Recomendación UIT-R P.530 presenta un procedimiento paso a paso para determinar la separación de las antenas en los sistemas con diversidad en el espacio de dos o tres antenas. El procedimiento es un compromiso entre:

- a) la necesidad de mantener la zona despejada de la antena de menor altura lo más baja posible (dentro de las directrices sobre las zonas despejadas indicadas en el § 2.2.2 de la Recomendación UIT-R P.530) a fin de reducir al mínimo la aparición de desvanecimientos por trayectos múltiples en la superficie (véase el § 8.1.3),
- b) la necesidad de obtener un factor de mejora de diversidad en el espacio específico para trayectos terrestres (véase el § 8.2.2), y
- c) la necesidad de minimizar la posibilidad de que la señal en una antena con diversidad se desvanezca por el efecto de trayectos múltiples en la superficie cuando la señal de la otra antena se desvanece.

Se basa en parte en un procedimiento para optimizar la separación a fin de combatir el efecto de los trayectos múltiples en la superficie [Karl y Persson, 1998] y en parte en el conocimiento de los fenómenos físicos que intervienen en los trayectos múltiples en la superficie [Olsen y otros, 1987; Olsen, 1989; Webster, 1991; Rana y otros, 1993, 1995 y Segal, 1999]. El método para abordar el caso de un vano de dos tramos con un reflector pasivo se basa en parte en mediciones a 6 GHz en que intervienen tramos de 50,7 km y 15,3 km [Vigants, 1975].

### **8.2.3 Separación angular en sistemas de diversidad en ángulo y diversidad en el espacio/ángulo combinados**

La diversidad en ángulo puede lograrse utilizando:

- a) una antena con multialimentador y dos o más haces separados por pequeños ángulos en el plano vertical,
- b) dos antenas separadas horizontalmente e inclinadas con distintos ángulos en el plano vertical, o
- c) antenas con diversidad en el espacio separadas verticalmente e inclinadas a distintos ángulos en el plano vertical.

El método más eficaz porque los haces respectivos discriminan de manera distinta contra señales de trayectos múltiples con diferentes ángulos de llegada en el plano vertical. Por consiguiente, dos o más de estas señales por trayecto múltiple que se combinan para causar un desvanecimiento profundo por trayecto múltiple selectivo en frecuencia en un haz se combinarán con distintas relaciones en otro haz, probablemente evitando la misma profundidad y selectividad del desvanecimiento. Los métodos a) o b) son útiles cuando debe instalarse un sistema de diversidad en una torre ya existente y esta torre no es lo suficientemente alta como para permitir diversidad en el espacio. Si la mejora lograda aplicando diversidad en ángulo es adecuada, estos métodos también pueden ser útiles en torres nuevas a fin de minimizar la altura de las mismas. Un pequeño inconveniente de la técnica de una sola antena, además del mayor coste de dicha antena, es que la separación entre haces de las antenas disponibles en el mercado puede que no sea la óptima para el trayecto en particular en que va a utilizarse.

El empleo de diversidad en ángulo en combinación con la diversidad en el espacio es conveniente siempre que se utilice esta última para optimizar la calidad de funcionamiento. Esto reviste más importancia en trayectos en los que se producen reflexiones especulares en la superficie significativas. Sin embargo, como la inclinación adecuada de las antenas para lograr diversidad en ángulo supone un cierto coste, puede que sea conveniente utilizar únicamente diversidad en el espacio en algunos trayectos que se espera que estén adecuadamente despejados. Desafortunadamente, existen pocas mediciones disponibles para la combinación de diversidad en el espacio con inclinación de la antena [Satoh y otros, 1989; Vergeres y otros, 1990 y Sasaki y otros, 1991].

En un texto [Lin y otros, 1988] se presenta la historia y los resultados de las primeras mediciones al respecto. En otra publicación [Olsen, 1989] se discuten las mediciones y sus implicaciones en términos de las propiedades físicas de la propagación por trayectos múltiples. Desde entonces, se han realizado sólo unas pocas mediciones de diversidad en ángulo de cuyos resultados se ha informado [Satoh y otros, 1989; Vergeres y otros, 1990 y Sasaki y otros, 1991; Tjelta y otros, 1991; Alley y otros, 1992; Di Zenobio y otros, 1992 y Danielsson y Johansson, 1993].

La Recomendación UIT-R P.530 presenta un procedimiento para determinar los ángulos de inclinación de los haces de la antena en los métodos b) y c). El procedimiento se basa en la totalidad de los resultados experimentales disponibles debidos a la teoría existente [Boithias, 1983; Tanem, 1988 y Karl y Persson, 1998] y en el conocimiento de los mecanismos físicos del trayecto múltiple [Olsen y otros, 1987; Olsen, 1989 y Segal, 1999]. Sin embargo, se ha prestado especial atención a los experimentos detallados de diversidad en ángulo y en el espacio que implican la utilización de múltiples ángulos de inclinación de la antena [Dombek, 1986 y Valentin y otros, 1987, 1989 y 1990], más de un trayecto [Sasaki y otros, 1987; Satoh y otros, 1989; Valentin y otros, 1990 y Sasaki y otros, 1991], y con análisis asociados de las componentes del desvanecimiento plano y del desvanecimiento selectivo [Valentin y otros, 1990] o simulaciones correspondientes [Satoh y otros, 1989 y Sasaki y otros, 1991]. Además, se presta especial

atención a una serie de experimentos a largo plazo que implican la medición de los distintos ángulos de llegada y de los niveles de las señales con trayectos múltiples en cinco trayectos diferentes sobre tierra y sobre agua [Lam y Webster, 1985; Webster, 1991; Rana y otros, 1992, 1993 y 1995 y Webster y otros, 1994].

La base del procedimiento para determinar el ángulo de inclinación hacia arriba de un haz de antena se describe en el § 8.1.2.5. Se presentan dos técnicas, una se basa en reducir al mínimo la máxima profundidad de desvanecimiento y la otra en reducir al mínimo la distorsión de amplitud. Como se ha señalado, ambas técnicas son coherentes con las observaciones de la técnica de diversidad en ángulo llevadas a cabo por varios países utilizando inclinación de la antena únicamente en el receptor [Satoh y otros 1989 y Sasaki y otros, 1991].

Mediante experimentos en los que se extrajo la componente de desvanecimiento plano de la señal [Valentin y otros, 1989 y 1990] se ha demostrado la ventaja que supone inclinar hacia abajo el haz de la otra antena en trayectos con reflexiones en la superficie suficientemente significativos para proporcionar una protección por diversidad adicional en condiciones de desvanecimiento plano intensas causadas por dispersión del haz de la onda directa. También está de acuerdo con los análisis del trayecto de rayos [Olsen y otros, 1987 y Sasaki y otros, 1987] y con la observación de que los trayectos múltiples en la superficie normalmente aumentan cuando se produce un desvanecimiento plano debido a la dispersión del haz de la onda directa [Olsen, 1987 y Rana y otros, 1992, 1993]. El ángulo de inclinación en dirección de la mayor reflexión especular se diseña para maximizar la protección por diversidad en condiciones de desvanecimiento plano intenso. No obstante, una ventaja adicional que presenta esta inclinación del haz hacia abajo es la reducción de las pérdidas de desacoplo de antena causadas por una onda directa que incide con un ángulo de llegada negativo debido a la subrefracción [Olsen, 1989]. Como se observa en la Recomendación UIT-R P.530, el límite de 3 dB aplicado en el procedimiento de diseño tiene por objeto evitar la reducción del nivel de la señal directa (que normalmente incide con un ángulo de llegada positivo en condiciones de trayectos múltiples) en el haz de la antena inclinada hacia abajo, en particular cuando la reflexión especular dominante se produce cerca de la antena.

El inconveniente de inclinar hacia abajo un haz de la antena es que son mayores los niveles significativos de distorsión y desvanecimiento selectivo en frecuencia en este haz debido al incremento de los niveles de las señales de trayectos múltiples que llegan de la dirección de la superficie del trayecto [Valentin y otros, 1989 y 1990 y Vergeres y otros, 1990]. Sin embargo, cuando en este haz se produce dicho desvanecimiento y distorsión, no es probable que ocurra simultáneamente en el haz inclinado hacia arriba porque la relación entre las señales directa y de trayecto múltiple en la superficie será bastante distinta en dicho haz inclinado hacia arriba. Debido a que aparecen más frecuentemente niveles elevados de desvanecimiento y distorsión en el haz inclinado hacia abajo, es más conveniente utilizar conmutación de diversidad que combinación de diversidad.

La decisión de inclinar el haz de una antena hacia abajo será más difícil en trayectos en donde no es evidente que se produzca reflexión especular en una superficie. Sin embargo, cabe señalar que en todos los trayectos se producirá dispersión difusa en la superficie y que las señales dispersas también pueden aumentar el nivel al mismo tiempo que la señal directa está sufriendo un desvanecimiento plano debido a la dispersión del haz. En consecuencia, si las señales con dispersión difusa son suficientemente grandes es probable que se produzca un desvanecimiento y una distorsión significativos. Además existe evidencia de que los trayectos múltiples desde la dirección de la longitud del trayecto pueden aparecer como resultado de la refracción en una capa subrefractiva delgada en la superficie [Segal, 1999]. La dirección de dicha reflexión puede estimarse haciendo pasar una curva de regresión a través del perfil del trayecto, o de una porción del perfil del trayecto, y suponiendo una reflexión especular. Las ecuaciones para determinar el punto y el ángulo de reflexión figuran en la Recomendación UIT-R P.530.

#### **8.2.4 Mejora por diversidad en el espacio en sistemas de banda estrecha**

La Recomendación UIT-R P.530 presenta una ecuación universal para predecir el factor de mejora por diversidad en el espacio  $I$  en sistemas de banda estrecha. Esta ecuación se basa fundamentalmente en un ajuste empírico de los datos que figuran en el banco de datos del UIT-R (véase la Recomendación UIT-R P.311) y utiliza un método diseñado para tener en cuenta las grandes variaciones en el desvanecimiento plano que ocurren en distintos climas [Hosoya, 1991].

Otra ecuación para una predicción más sencilla [CCIR, 1986-1990] que proporciona resultados próximos en precisión a los de la Recomendación UIT-R P.530 es:

$$I = 1 + 1,3 \times 10^{-5} (S f)^{1,3} \cdot d^{1,5/p} \quad (126)$$

donde:

$p$ : porcentaje de tiempo en que se rebasa la profundidad de desvanecimiento  $A$  (dB)

$S$ : separación vertical de las antenas de recepción, de centro a centro (m)

$f$ : frecuencia (GHz)

$d$ : longitud del trayecto (km).

Esta ecuación se basa en los datos obtenidos para las siguientes gamas de valores de los parámetros  $2,1 < f < 6,2$  GHz,  $50 < d < 240$  km,  $63 < S/\lambda < 270$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda. En otro texto [Boithias, 1990] se discute más detalladamente este método.

Los resultados de las pruebas sobre estos dos métodos y otros varios que utilizan los datos del banco de datos del UIT-R figuran en Hosoya [1991].

### 8.2.5 Diversidad en frecuencia

Reconociendo que normalmente deben evitarse los sistemas de diversidad en frecuencia, la Recomendación UIT-R P.530 presenta un procedimiento paso a paso para determinar la separación de frecuencia en tales sistemas cuando esta diversidad es un valor necesario o conveniente. Una parte del procedimiento proporciona la mínima separación de frecuencia óptima así como posibles separaciones de frecuencia óptimas más amplias, para los canales principal y de protección en trayectos con reflexiones especulares en la superficie evidentes. Esta parte se basa en el mismo método utilizado a la hora de elaborar el procedimiento para determinar la separación de las antenas en los sistemas con diversidad en el espacio. Maximiza la posibilidad de que la onda reflejada en la superficie más significativa se encuentre en fase con la onda directa en una frecuencia mientras está fuera de fase a la otra frecuencia donde se produce el desvanecimiento profundo. La otra parte, aplicable a trayectos sin reflexiones en la superficie, se basa en el cálculo del factor de mejora mediante la ecuación (107) de la Recomendación UIT-R P.530.

Como se indica en dicha Recomendación, un sistema de diversidad en frecuencia óptimamente diseñado no ofrece tanta protección como un sistema con diversidad en el espacio similar óptimamente diseñado. Este último mejora la protección del primero debido a la diferencia de fase entre las señales en los canales principal y de protección, más la protección adicional contra la componente de desvanecimiento plano debido a las pérdidas por dispersión del haz de la señal directa como resultado de la separación vertical de las antenas. Ello es especialmente cierto si la zona despejada de trayecto de la antena con diversidad se reduce basándose en el procedimiento del § 2.2.2.2 de la Recomendación. En principio, la diversidad en el espacio debe ofrecer también más protección contra los trayectos múltiples atmosféricos.

#### 8.2.5.1 Factor de mejora por diversidad en frecuencia para sistemas de banda estrecha 1 + 1

Existen pocos datos disponibles a partir de los cuales pueda desarrollarse y probarse una ecuación de predicción universal para el factor de mejora por diversidad en frecuencia en sistemas de banda estrecha 1 + 1.

La siguiente ecuación utilizada normalmente para enlaces sobre tierra, al menos en aquéllos en los que no predominan las reflexiones en el suelo, se elaboró a partir de datos disponibles anteriormente [Barnett, 1970 y Vigants, 1975]:

$$I = (0,8/f/d) (\Delta f/f) 10^{A/10} \quad (127)$$

donde:

$f$ : frecuencia central de la banda (GHz)

$d$ : longitud del trayecto (km)

$(\Delta f/f)$ : separación relativa de las frecuencias, en porcentaje

$A$ : profundidad de desvanecimiento (dB).

Esta ecuación se aplica únicamente a la siguiente gama de parámetros:

$$2 \leq f \leq 11 \text{ GHz}$$

$$30 \leq d \leq 70 \text{ km}$$

$$\Delta f/f \leq 5\% .$$

La extrapolación puede dar lugar a errores. La ecuación se considera válida únicamente para valores de  $I \geq 5$ .

A continuación aparece [Boithias y otros, 1986] otra ecuación de predicción, elaborada a partir de una combinación de la base de datos anterior y algunos datos adicionales para aproximadamente la misma gama de parámetros que los asociados con la ecuación (127):

$$I = 1 + 0,015(1/f) (\Delta f/f)^{1,25} \times 10^{A/10} \quad (128)$$

### 8.2.5.2 Factor de mejora por diversidad en frecuencia para sistemas conmutados multicanal de banda estrecha ( $n + 1$ ) etc.

El factor de mejora por diversidad para un sistema por diversidad en frecuencia analógico  $n + 1$  etc. puede estimarse a partir de la siguiente ecuación, que es equivalente a la ecuación (128) [Vigants y Pursley, 1979]:

$$I = 160 (f/d\Gamma) \times 10^{A/10} \quad (129)$$

donde:

$f$ : frecuencia central de la banda de RF

$\Gamma$ : parámetro que depende de las frecuencias portadoras del canal, de la separación de canales y de la variación en los márgenes de desvanecimiento del canal [Vigants y Pursley, 1979].

Ya se ha indicado anteriormente el significado del resto de parámetros

### 8.2.5.3 Ejemplos de aplicación

Ejemplo para un trayecto con una reflexión en la superficie significativa: considérese un enlace de 10 km a 4 GHz desde la parte superior de un edificio hasta una colina a través de un río que permite más de una primera zona de Fresnel completa de reflexión en su superficie. La antena del edificio se encuentra a 57 m por encima del río y la antena en la colina a 86 m por encima del río. (La longitud y anchuras de la primera zona de Fresnel sobre la superficie de agua son 1,84 km y 27 m, respectivamente, véase la Recomendación UIT-R P.530.)

La mínima separación de frecuencia óptima figura en la última columna del Cuadro 5 para varios valores de  $k$ , junto con los valores de otros parámetros de la Recomendación mencionada, a fin de ilustrar el efecto de la reflexión en la superficie (una superficie de agua perfectamente lisa en este caso, con  $R_r = 1$ ) sobre el desvanecimiento cuando la onda directa sufre unas ciertas pérdidas por dispersión del haz debido a la estructura refractiva de la atmósfera. Las variables de desvanecimiento  $A_{máx}$ ,  $A_{mín}$ , y  $A$  se derivan de la hipótesis de que la señal directa sufre un desvanecimiento de  $0,5 \times 4,4 = 2,2$  dB a causa de las pérdidas por dispersión del haz y que la señal reflejada en la superficie aumenta la misma cantidad (es decir,  $L_{add} = 4,4$  dB) para unas anchuras de haz de la antena a potencia mitad de  $2,7^\circ$ . ( $A_{mín}$  es el incremento de la señal global resultante de la interferencia constructiva entre las ondas directa y reflejada; el valor se obtiene de la Recomendación UIT-R P.530 reemplazando el signo negativo del paréntesis por un signo positivo. Los números negativos implican un aumento.) No se supone ninguna inclinación hacia arriba de las antenas, pero evidentemente ello proporcionaría protección adicional a la diversidad en frecuencia. La separación de frecuencias óptima sólo resulta afectada por las longitudes del trayecto  $d$ ,  $d_1$ , y  $d_2$  y las alturas  $h_1$  y  $h_2$  de las antenas sobre el río, de manera que este ejemplo podría aplicarse a cualquier frecuencia si las anchuras de haz a potencia mitad de las antenas mantienen el mismo valor.

Como se indica en la Recomendación UIT-R P.530, la mínima separación de frecuencias óptima es de unos 160 MHz, separación que podría lograrse en la mayoría de los planes de frecuencias. Tal separación en el canal 2 impediría el desvanecimiento profundo que aparece a 4 GHz en el canal principal (50,8 dB para un valor  $k$  de aproximadamente 10 y  $L_{add} = 4,4$  dB), dando un nivel de señal mejorada en el canal de diversidad (unos 3,8 dB para  $L_{add} = 4,4$  dB), que debe centrarse aproximadamente en 4,16 GHz o 3,84 GHz.

Si la longitud del trayecto fuese 30 km en vez de 10 km, la mínima separación de frecuencias óptima sería de 692 MHz para un valor de  $k = 4/3$ . En principio, la diversidad de banda cruzada con el canal de diversidad a 6,076 GHz (es decir, tres veces la mínima separación de frecuencias óptima como especifica la Recomendación UIT-R P.530) protegería contra el desvanecimiento por trayectos múltiples causado por las pérdidas de dispersión del haz de la señal directa combinadas con la reflexión en la superficie.

CUADRO 5

**Valores de la mínima separación de frecuencias óptima y otras variables para diversos valores de  $k$**

$k$	$d_1$ (km)	$d_2$ (km)	$D$	$\rho$	$\rho_{eff}$	$L_s$ (dB)	$A_{m\acute{a}x}$ (dB)	$A_{m\acute{i}n}$ (dB)	$A$ (dB)	$\Delta f$ (MHz)
0,5	4,04	5,96	0,948	0,794	0,794	2,31	45,9	-3,8	-2,4	171,3
1	4,01	5,99	0,974	0,788	0,788	2,27	41,4	-3,8	-3,0	161,8
1,33	4,01	5,99	0,980	0,787	0,787	2,26	44,7	-3,8	-3,7	159,5
3	3,99	6,01	0,991	0,784	0,784	2,24	48,7	-3,8	2,2	155,8
5	3,99	6,01	0,995	0,784	0,784	2,24	49,8	-3,8	9,3	154,7
10	3,99	6,01	0,997	0,783	0,783	2,24	50,8	-3,8	49,6	153,8
100	3,99	6,01	1	0,782	0,782	2,23	51,8	-3,8	10,1	153,1
$1,0 \times 10^9$	3,99	6,01	1	0,782	0,782	2,23	52,0	-3,8	9,2	153,0

**Ejemplo de un trayecto sin reflexión en la superficie evidente:**

Considérese un trayecto de 30 km a 4 GHz con un margen de desvanecimiento plano de 40 dB. Si 80 MHz es la separación de frecuencias deseada en un sistema particular, puede utilizarse el factor de mejora no selectivo  $I_{ns} = 133,3$  de la Recomendación UIT-R P.530. Este valor puede introducirse en el método de la citada Recomendación para predecir la interrupción. Si la interrupción prevista es demasiado grande, puede considerarse una separación de frecuencias mayor. Por ejemplo, con una separación de 160 MHz se obtendría  $I_{ns} = 266,7$ .

**8.2.6 Factor de mejora por diversidad de polarización para sistemas de banda amplia**

Para la utilización cocanal del espectro de frecuencias es importante saber si se produce un efecto de diversidad y calificarlo. Especialmente la utilización de  $(n + m)$  conmutaciones requiere la elección de los  $m$  canales de protección más adecuados en función de su frecuencia en la banda y de su polarización.

Diversas mediciones han demostrado que los sucesos de desvanecimiento de la potencia media de dos canales cofrecuencia (V y H) están extremadamente bien correlacionados para valores de desvanecimiento de hasta al menos 25 dB. Por consiguiente, la mejora aportada por la diversidad de polarización procede fundamentalmente del hecho de que las dispersiones en los 2 canales cofrecuencia no están bien correlacionadas.

### 8.2.7 Ventajas relativas de las distintas técnicas de diversidad y sus combinaciones

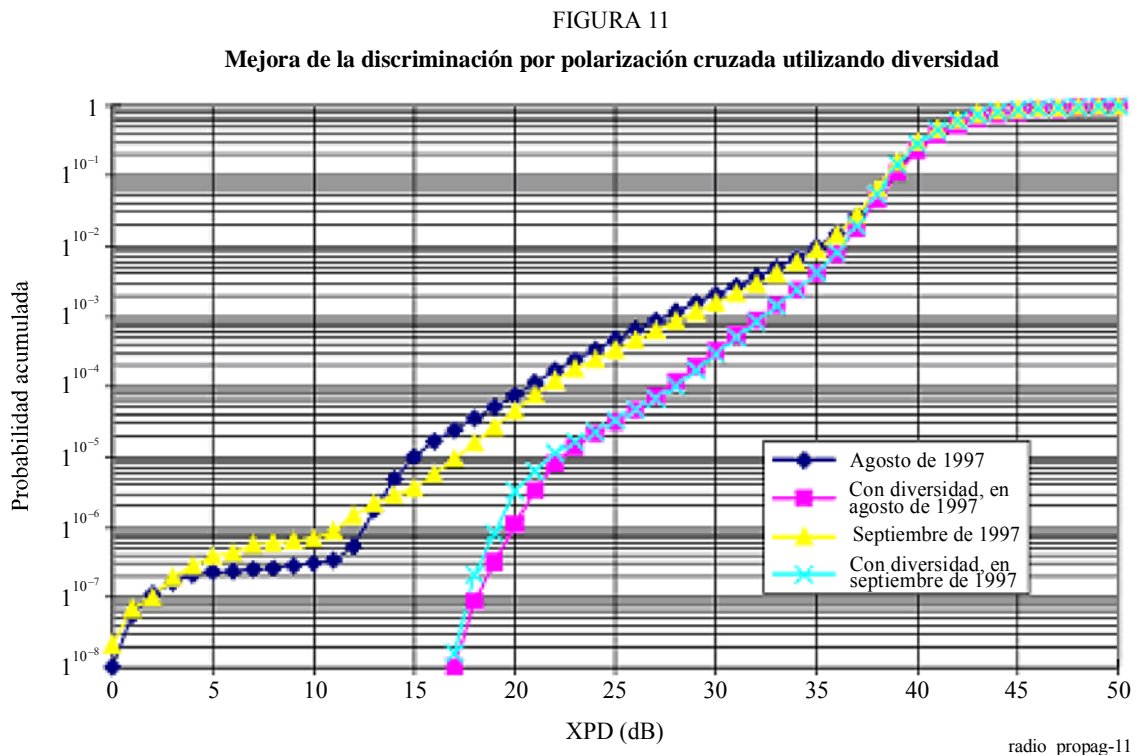
Una ventaja principal de la diversidad en el espacio y en ángulo sobre la diversidad en frecuencia es que ayuda a mantener disponible el espectro de frecuencias.

Las comparaciones entre las diversidades en el espacio y en ángulo aún están en su primera etapa. Las ventajas evidentes de utilizar una sola antena con diversidad en ángulo con múltiples haces son el coste reducido, la carga menor en la torre y su empleo en torres que son demasiado pequeñas para emplear diversidad en el espacio. En términos de calidad de funcionamiento relativa de los enlaces digitales, hay algunas indicaciones de que las configuraciones normales de diversidad en el espacio pueden proporcionar la mayor mejora por diversidad en enlaces donde predominan las interrupciones provocadas por el desvanecimiento plano y las configuraciones con diversidad en ángulo pueden ofrecer las mayores mejoras por diversidad en enlaces donde predominan las interrupciones inducidas por la distorsión [Lin y otros, 1988; Alley y otros, 1987; Valentin y otros, 1989 y Mohamed y otros, 1989]

En otros experimentos también se han combinado diferentes técnicas de diversidad. Las estadísticas de desvanecimiento de una sola frecuencia, la XPD y diferencia de potencia en banda mejoraron notablemente combinando la recepción con diversidad en el espacio y en ángulo con una antena superior sin inclinar y una antena inferior inclinada hacia arriba. También se confirmó que la recepción con diversidad entre un haz no inclinado y un haz dirigido hacia una onda reflejada en el mar es un método eficaz para reducir el desvanecimiento en trayectos donde existen ondas reflejadas estacionarias de gran intensidad y aparece frecuentemente la dispersión de haz [Sasaki y otros, 1987 y Satoh y otros, 1989].

### 8.3 Técnicas de diversidad para disminuir las reducciones de la XPD

En la Fig. 11 se representa un ejemplo de las mejoras obtenidas en la discriminación por polarización cruzada mediante la utilización de diversidad. Representa las mediciones realizadas en Suiza durante los meses más desfavorables de un año en un enlace a 4 GHz y de 122,4 km de longitud [Thorvaldsen, 2000].





## Referencias

- ALLEY, G. D., BIANCHI, C. H. y ROBINSON, W. A. [1992] Angle diversity and space diversity experiments on the Salton/Browley hop. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 40, **2**, p. 440-454.
- ALLEY, G. D., PENG, W. C., ROBINSON, W. A. y LING, E. H. [1987] The effect on error performance of angle diversity in a high capacity digital microwave radio system. *IEEE GLOBECOM*.
- BARNETT, W. T. [Octubre 1970] Microwave line-of-sight propagation with and without frequency diversity. *BSTJ*, Vol. 49, **8**, p. 1827-1871.
- BARNETT, W. T. [1972] Multipath propagation at 4, 6 and 11 GHz. *BSTJ*, Vol. 51, **2**, p. 311-361.
- BASHIR, S. O. y McEWAN, N. J. [Junio 1986] Microwave propagation in dust storms: A review. *Proc. Inst. Elect. Eng.*, Vol. 133, p. 241-247.
- BATTESTI, J. y BOITHIAS, L. [1978] 6th Colloquium on Microwave Communications, Budapest, Hungría.
- BECKMANN, P. y SPIZZICHINO, A. [1963] *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, Ed. Pergamon Press.
- BERTOK, E., DERENZIS, G. y DRUFUCA, G. [1977] Estimate of attenuation due to rain at 11 GHz from rain gauge. *CNET*, Issy-les-Moulineaux, Francia, p. 295-300.
- BOITHIAS, L. [1979] Protection contre les évanouissements dus aux conduits troposphériques sur les liaisons en visibilité. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 34, **9-10**, p. 513-514.
- BOITHIAS, L. [1981] Distribution statistiques des niveaux reçus en propagation par trajet multiple troposphérique. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 36, **5-6**, p. 329-337.
- BOITHIAS, L. [1983] *Propagation des Ondes Radioélectriques Dans L'Environnement Terrestre*. Ed. Dunod.
- BOITHIAS, L. [1987] *Radio Wave Propagation* (translated by D. Beeson). Ed. McGraw-Hill.
- BOITHIAS, L. [1989] Similitude en fréquences pour l'affaiblissement par la pluie. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 44, **3-4**, p. 186-191.
- BOITHIAS, L. [1990] La réception en diversité sur les liaisons de télécommunications. *L'Onde Electrique*, Vol. 70, **1**, p. 65-75.
- BOITHIAS, L. y BATTESTI, J. [1967] Protection against fading on line-of-sight radio-relay systems (en francés). *Ann. des Télécomm.*, Vol. 22, **9-10**, p. 230-242.
- BOITHIAS, L., BATTESTI, J. y ROORYCK, M. [1986] Prediction of the improvement due to diversity reception in microwave links. *Proc. MICROCOLL '86*, Budapest, Hungría.
- BULLINGTON, K. [1971] Phase and amplitude variations of multipath fading of microwave signals relating to atmospheric irregularities. *BSTJ*, Vol. 50, p. 2039-2053.
- CAPSONI, C., FEDI, F. y PARABONI, A. [1987] A comprehensive meteorologically oriented methodology for the prediction of wave propagation parameters in telecommunication applications beyond 10 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 22, p. 387-393.
- CHU, T. [1974] Rain-induced crosspolarization at centimeter and millimeter wavelengths. *BSTJ*, Vol. 53, **8**, p. 1557-1539.
- COST [1996] COST 235 – Radiowave propagation effects on next-generation fixed-services terrestrial telecommunication systems. European Commission, EUR 16992 EN, ISBN 92-827-8023-6.
- CRANE, R. K. [1976] *Refraction effects in the neutral atmosphere. Methods Experimental Physics*, Vol. 12B. M. L. Meeks, Ed. Academic Press.
- CRANE, R. K. [Octubre 1979] Automatic cell detection and tracking. *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, Vol. 17, Issue: 4.
- CRANE, R. K. [1980] Prediction of attenuation by rain. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 28, p. 1717-1733.
- CROMBIE, D. C. [1984] Prediction of multipath fading on terrestrial microwave links at frequencies of 11 GHz and greater. NATO/AGARD Conf. Proc. CP-346, p 10/1-8. North Atlantic Treaty Organization, París, Francia.

- DANIELSSON, B. y JOHANSSON, U. [1993] Measured improvements using angle and space diversity on a terrestrial microwave radio link. IEE Conf. Publ. No. 386 on Radio Relay Systems, p. 215-220.
- DERENNES, M. [1979] Etude statistique sur des trajets multiples. Note techniques CNET-TCR/APH/60. Centre national d'études des télécommunications, Issy-les-Moulineaux, Francia.
- DI ZENOBIO, D., SANTELLA, G., CANDEO, S. y MANDICH, D. [1992] Angle and Space Diversity: Experimental Comparison. Conf. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'92), Conf. Rec., Orlando, Estados Unidos de América, p. 1851-1857.
- DISSANAYAKE, A. y ALLNUTT, J. E. [1992] Interpretation of radiometric measurements of sky-noise in terms of path attenuation. Proc. ICAP 1991, p. 374-378.
- DOMBEK, K. P. [1986] Reduction of multipath interference by adaptive beam orientation. Proc. European Conf. on Radio-Relay Systems, p. 400-106.
- DRUFUCA, G. [1974] Rain attenuation statistics for frequencies above 10 GHz from rain gauge observations. *J. Rech. Atmos.*
- FEDI, F., MERLO, U., y MIGLIORINI, P. [1977] Effect of the rain rate profile along a path on rain induced attenuation. Proc. URSI Open Symposium on Propagation in Non-ionised Media, La Baule, Francia.
- FEHLHABER, L. [1976] Influence of the path geometry on fading on line-of-sight radio-relay paths (en alemán). *Techn. Ber. FTZ, A 455 TBr 59.*
- FIMBEL, J. y JUY, M. [Abril 28-Mayo 6, 1977] Differential attenuations at 13 GHz over 53 km – Comparison with simultaneous measurements at 20.5 GHz. Proc. Union Radio Scientifique Internationale, Open Symposium, La Baule, Loire-Atlantique, Francia.
- GARCIA LOPEZ, J. A. y PEIRO J. [1983] Simple rain attenuation prediction technique for terrestrial radio links. *Electron. Lett.*, Vol. 19, p. 879-881.
- GAVZILINA, V. D., KALININ, A. I., DADENENKO, L. V., PANOVA, R. K., SVJATOGOZ, V. V. y UDINA, T. A. [1986] La influencia de la propagación por trayectos múltiples sobre las características de comportamiento de los canales de radioenlaces con visibilidad directa (en ruso). NIIR Proc., N1.
- GHOBRIAL, S. I. y SHARIEF, S. M. [Abril 1987] Microwave attenuation and cross polarization in dust storms. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-35, p. 418-425.
- GIBBINS, C. J. y WALDEN, C. J. [2003] A study into the derivation of improved rain attenuation regression coefficients. Radiocommunications Agency Report No. AY4359, available from <http://www.radio.gov.uk/topics/research/research-index.htm>.
- GILOI, H. G. [1979] Diffraction phenomena during multipath. AGARD Conf. Proc. No. 269, p. 32-1-32-14.
- GOSSARD, E. E. [1977] Refractive index variance and its height distribution in different air masses. *Radio Sci.*, **12**, p. 89-105.
- GUTTEBERG, O. [1983] Low elevation propagation in high-latitude regions. Telenor R&D Report No 7/83.
- HARDEN, B. N., NORBURY, J. y WHITE A. [1978] Use of a lognormal distribution of raindrop sizes in millimetric radio attenuation studies. IEE Conf. Publ 169, Part 2, p. 87-91.
- HARTMAN, W. J. y SMITH, D. [1977] Tilting antennas to reduce line-of-sight microwave link fading. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 25, **5**, p. 642-645.
- HAUTFEUILLE, M., BOYLE, A. W., TIMMERS, A. G. W. y SHANNON, J. D. [1980] Duct fading – is Senegal an isolated case? *Telecomm. J.*, Vol. 47, **VIII**, p. 517-525.
- HENDRY, A., ANTAR, Y. M. M., SCHLESACK, J. J. y OLSEN, R. L. [1981] Melting layer attenuation at 28.6 GHz from simultaneous Comstar beacon and polarisation diversity data. *Electron. Lett.*, **17(5)**, p. 190-191.
- HOSOYA, Y. [1991] A unified prediction method for space diversity improvement in received power on microwave links. *Electronics and Communications in Japan*. Part 1, Vol. 74, **9**, p. 73-81. Translated from Denshi Joho Tsushin Gakkai Ronbunshi, Vol. 73-B-II, **12**, Diciembre 1990.
- JAIN, Y. M. y WATSON, P. A. [1985] Attenuation in melting snow on microwave- and millimetre-wave terrestrial radio links. *Electron. Lett.*, **21(2)**.

- KALININ, A. I. [1979] Rasprostranenie radiovoln na trassakh nazemnykh kosmicheskikh radioliny (Propagación por enlaces terrenales y espaciales). *Sviáz*, Moscú, URSS.
- KARL, H. y PERSSON, R. [1998] The Planning and Engineering of Radio Systems. *K&K Engineering*, Estocolmo, Suecia.
- KHARADLY, M., OWEN, N. VAN DER STAR, J., MICHELSON, D. y ENEGREN, T. [1983] Observations of abnormal microwave propagation phenomena during melting layer conditions. Proc. of International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), Norwich, Reino Unido.
- KHARADLY, M. M. Z. y OWEN, N. [1988] Microwave propagation through the melting layer at grazing angles of incidence. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 36(8).
- KOBAYASHI, T. [Julio 1977] Degradation of cross-polarization isolation due to rain. *Radio Res. Lab. J.*, Vol. 24, p. 101-107.
- KUZNETSOV, G. G., WALDEN, C. J. y HOLT, A. R. [2000] Attenuation of microwaves in sleet. Final Report to the Radiocommunication Agency AY 3564, Dep. of Mathematics, University of Essex, Colchester (Available from <http://www.ofcom.org.uk/>).
- LAM, W. I. y WEBSTER, A. R. [1985] Microwave propagation on two line-of-sight overseas paths. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 33, 5, p. 510-516.
- LIN, S. H. [1971] Probability amplitude analysis of statistical behaviour of fading signal envelope. *BSTJ*, Vol. 50, p. 3211-3270.
- LIN, S. H. [1975] A method for calculating rain attenuation distributions on microwave paths. *BSTJ*, 54, p. 1051-1086.
- LIN, S. H., LEE, T. C. y GARDINA, M. F. [1988] Diversity protections for digital radio – A review. SMBO Int. Microwave Symp. Proc., Vol. II, p. 1175-1182.
- MARTIN, L. [1983] Rates of change of propagation medium transfer functions during selective fading. Proc. URSI (Commission F) International Symposium on wave propagation and remote sensing, Louvain-la-Neuve, Bélgica.
- MARTIN, L., GIRAUD, B. y BOUIDENE, A. [1993] General computation method of outage time for digital radio links. *Electron. Lett.*, Vol. 29, 22, p. 1913-1914.
- McEWAN, N. J., BASHIR, S. O., CONNOLLY, C. y EXCELL, D. [1985] The effect of sand and dust particles on 6/4 and 14/11 GHz signals on satellite-to-Earth paths. University of Bradford, Report 379.
- MEDHURST, R. [1965] Rainfall attenuation of centimeter waves: Comparison of theory and measurement. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, p. 550- 564.
- MILLER, A. R., BROWN, R. M. y VEGH, E. [1984] New derivation for the rough-surface reflection coefficient and for the distribution of sea-wave elevations. *Proc. IEE*, Vol. 131, Pt. H, 2, p. 114-116.
- MINKIN, V. M. y NADENENKO, L.V. [1998] Influence of propagation conditions on the bringing into service procedure for digital radio-relay systems. Proc. of 6th ECRR' 98, Bergen, Noruega.
- MISME, P. y FIMBEL, J. [1975] Theoretical and experimental determination of rain-induced attenuation on a radioelectric path. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 30, p. 149-158.
- MOHAMED, S. A. RICHMAN, G. D., y HUIH, P. W. [198] Results of angle diversity trials by British Telecom. Proc. 2nd European Conference on Radio-Relay Systems.
- MORITA, K. y HIGUTI, I. [1978] Statistical Studies on Rain Attenuation and Site Diversity Effect on Earth to Satellite Links in Microwave and Millimeter Wavebands. IEICE TRANS. (1976-1990), Vol. 61, 6, p. 425-432.
- MORITA, K. SHIMBA, M. y AKEYAMA, A. [Mayo 1974] Radio propagation characteristics due to rain at 20-GHz band. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 22, 5, p. 507-509.
- MOUPFOUMA, F. [1984] Improvement of a rain attenuation prediction method for terrestrial microwave links. *IEEE Tran. Ant. Prop.*, Vol. 32, p. 1368-1372.
- NADENENKO, L.V. [1981] Raschet trass radioreleinykh liny pryamoi vidimosti (Cálculos de los trayectos de radioenlaces con visibilidad directa). Spravochnik po radioreleinoi svyazi. *Radio I Sviáz*, Moscú, Federación de Rusia.

- NADENENKO, L. V. y SVIATOGOR, V. V. [1972] Dlitelnost zamiraniy signala na intervalakh radioreleynikh liniy pryamoy vidimosti (Duración del desvanecimiento de la señal en tramos de sistemas de radioenlaces con visibilidad directa) (en ruso). *Elektrosviaz*, **5**, p. 6-10.
- NISHITSUJI, A. [1971] Method of calculation of radio-wave attenuation in snowfall. *Electronics and communications in Japan*, 54-B(1).
- NOWLAND, W. L., OLSEN, R. L. y SHKAROFSKY, I. P. [Octubre 1977] Theoretical relationship between rain depolarisation and attenuation. *Electron. Lett.*, Vol. 13, **22**, p. 676-678.
- OLSEN, R. L. [1981] Cross-polarisation during precipitation on terrestrial links. *Radio Sci.*, Vol. 16, **5**, p. 761-779.
- OLSEN, R. L. [1989] The role of atmospheric stratification and surface effects in multipath propagation over terrestrial line-of-sight links: A review of some recent results. SMBO Proc. Int. Microwave Symp., Sao Paulo, Brasil, p. 401-408.
- OGUCHI, T. [1973] Attenuation and phase rotation of radio-waves due to rain: Calculation of 19.3 and 34.8 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 8, p. 51-58,
- OGUCHI, T. [1977] Scattering properties of Pruppacher-and-Pitter form raindrops and cross-polarization due to rain: calculations at 11,13, 19-3 and 34-8 GHz. *Radio Sci.*, 12, p. 41-51.
- OGUCHI, T. y HOSOYA, Y. [1974] Differential attenuation and differential phase shift of radio waves due to rain: Calculations of microwave and millimeter wave regions. *J. Rech. Atmos.*, Vol. 8, p. 121-128.
- OLSEN, R. L. [Septiembre-Octubre 1981] Cross polarization during precipitation on terrestrial links: A review. *Radio Sci.* Vol. 16, p. 761-779.
- OLSEN, R. L. [1989] The role of atmospheric stratification and surface effects in multipath propagation over terrestrial line-of-sight links: A review of some recent results. Proc. SBMO International Microwave Symposium, Sao Paulo, Brasil, p. 401-408.
- OLSEN, R. L. y SEGAL, B. [1992] New techniques of predicting the multipath fading distribution on VHF/UHF/SHF terrestrial line-of-sight links in Canadá. *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, Vol. 17, **1**, p. 11-23.
- OLSEN, R. L. y TJELTA, T. [1999] Worldwide techniques for predicting the multipath fading distribution on terrestrial L.O.S. links: Background and results of tests. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 47, **1**, p. 157-170.
- OLSEN, R. ROGERS, D. y HODGE, D. [1978] The aRb relation in the calculation of rain attenuation. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 26, **2**, p. 318-329.
- OLSEN, R. L., MARTIN, L. y TJELTA, T. [1987] A review of the role of surface reflection in multipath propagation over terrestrial microwave links. Proc. of NATO/AGARD Symposium on Terrestrial propagation characteristics in modern systems of communications, surveillance, guidance and control, No. CP407, p. 2/1-23.
- OLSEN, R. L., TJELTA, T., MARTIN, L. y SEGAL, B. [January 2003] Worldwide techniques for predicting the multipath fading distribution on terrestrial L.O.S. links: comparison with regional techniques. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 51, **1**, p. 23-30.
- PEARSON, K. W. [1965] Method for the prediction of the fading performance of a multisection microwave link. Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 112, p. 1291-1300.
- PERONI, B. y FEDI, F. [1974] The calculation of the hop length of digital radio relay systems at frequencies above 10 GHz. *Alta Frequenza*, Vol. 43, p. 634-639.
- PRASAD, M. V. S. N., DUTTA, H. N., SARKAR, S. K. y REDDY, B. M. [1991] Fading reduction in microwave LOS links using antenna beam tilting techniques. *Radio Sci.*, Vol. 26, **3**, p. 751-758.
- PRUPPACHER, H. R. y BEARD, K. V. [1970] A wind-tunnel investigation of the internal circulation and shape of water drops falling at terminal velocity in air. *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, Vol. 96, p. 247-256.
- PRUPPACHER, H. R. y PITTER, R. L. [1971] A semi-empirical determination of the shape of cloud and rain drops. *Atmos. Sci.*, 28, p. 86-94.
- RANA, D., WEBSTER, A. R. y SYLVAIN, M. [1992] Statistical characterization of line-of-sight microwave links. *Radio Sci.*, Vol. 27, **6**, p. 783-796.
- RANA, D., WEBSTER, A. R. y SYLVAIN, M. [1993] Origin of multipath fading on a terrestrial link. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 48, **11-12**, p. 557-566.

- RANA, D., WEBSTER, A. R. y SYLVAIN, M. [1995] Surface reflection at low-angle propagation *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 43, **7**, p. 639-652.
- ROORYCK, M. y BATTESTI, J. [1976] Experimental investigation of a link at 13 GHz on 53 km: Attenuation and cross polarization. *ESA Probl. of Space and Terrest. Microwave Propagation*, p. 217-227.
- RUMMLER, W. D. [10-14 June 1978] A multipath channel model for line-of-sight digital radio systems. *IEEE International Conference on Communications (ICC'79)*, Boston, Estados Unidos de América, Vol. 2, p. 32.2.1-5.
- RYDE, J. W. y D. RYDE [1945] Attenuation of Centimetre and Millimetre Waves by Rain, Hail, Fogs, and Clouds. Rpt. No. 8670, Research Laboratory of the General Electric Company, Wembley, Inglaterra.
- SALEH, A. A. M. y VALENZUELA, R. A. [1987] A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, Vol. 5, **2**, p. 128-137.
- SALOUS, S. y BAJJ, N. [1998] Urban wideband measurements at 1.8 GHz with different chirp bandwidths. *48th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, **18-21**, p. 697-701.
- SASAKI, O., HOSOYA, Y. y YOSHIKAWA, M. [1987] A tilted-beam diversity reception system to reduce line-of-sight microwave fading. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs.*, Vol. 70-B, **10**, p. 1251-1253.
- SASAKI, O., MORITA, K. y KIKUSHIMA, M. [1976] 19 GHz rain attenuation characteristics on four tandem links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 24, **2**, p. 216-220.
- SASAKI, O., SATOH, A. y HOSOYA, Y. [1991] Multiple diversity reception techniques. *NTT Rev.*, Vol. 3, **1**, p. 66-74.
- SATOH, A. y SASAKI, O. [1989] Tilted-beam-, beam-width- and space-diversity improvements on various paths. *IEEE Global Telecommunications Conf. (Globecom'89)*, p. 2.3.1.
- SATOH, A., SASAKI, O. y HOSOYA, Y. [1989] Improvement of in-band dispersion by beam tilting on radio links with strong ground reflection. *Proc. Int. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP'89)*, p. 1073-1076.
- SAUNDERS, M. I. [1971] Cross polarisation at 18 and 30 GHz due to rain. *IEEE Trans.*, Vol. AP-19, p. 273-277.
- SCHIAVONE, J. A. [1981] Prediction of positive refractivity gradient for line-of-sight microwave radio paths. *BSTJ*, Vol. 60, **6**, p. 803-822.
- SEGAL, B. [1979] High-intensity rainfall statistics for Canada. *Commun. Res. Centre, Ottawa, ON, Canadá*, 1329-E.
- SEGAL, B. [1982] Rain Attenuation Statistics for Terrestrial Microwave Links in Canada. *Comm. Res. Centre. Rep. No. 1351-E, Ottawa, Canadá*, p. 14.
- SEGAL, B. [1999] Multipath propagation mechanisms deduced from tower-based meteorological measurements. *Proc. First International Workshop on Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-Band and Above, European Space Agency, Report No. 146*, p. 13-18, Noordwijk (Países Bajos).
- SETZER, J. E. [1970] Computed transmission through rain at microwave and visual frequencies. *BSTJ*, Vol. 49, p. 1873-1892.
- SHAFI, M. [Abril 1987] Statistical Analysis/Simulation of a Three Ray Model for Multipath Fading with Applications to Outage Prediction, *IEEE Journal on Selected Areas on Communication, Special issue on Advances in Digital Communications*.
- SILVA MELLO, L. A. R., GARCIA, N. A. P. y PONTES, M. S. [2005] Measurements and Prediction of Differential Rain Attenuation in Converging Links. *Electron. Lett.*, Londres, Vol. 41, **17**, p. 942-942.
- STEPHANSEN, E. y MOGENSEN, G. [1979] Experimental Investigation of Some Effects of Multipath Propagation on a Line-of-Sight Path at 14 GHz. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 27, **3**, p. 643-647.
- TAKADA, M. y NAKAMURA, S. [Enero 1966] Attenuation of 11 Gc Waves by Wet Snowfall. *Rev. Elec. Comm. Labs.*, 14(**1-2**), p. 27-42.
- TANEM, T. [1988] Forbedring av transmisjonskvaliteten i digital radiolinjesystemer over sjøhopp ved optimal tilting av antennene (en noruego). *Telektonikk*, Nr. 2/3. El autor dispone de una traducción al inglés, Telenor, Oslo, Noruega.
- TATARSKII, V. I. [1967] *Wave Propagation in the Turbulent Atmosphere*. Nauka, Moscú, Federación de Rusia.
- THORVALDSEN, P. [2000] Co-channels everywhere. *Proc. of ECRR 2000*.

- THURAI, M. y WOODROFFE, J. M. [1997] Precipitation induced co and cross-polar effects from a 9 km link operating at 38 GHz. Proc. of International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), Conf. Publ. No. 436, 2, p. 222-225.
- TJELTA, T., BRÅTEN L. E. y BACON D. [2005] Predicting the attenuation distribution on line-of-sight radio links due to melting snow. Proc. ClimDiff, Cleveland, Estados Unidos de América.
- TJELTA, T., BRÅTEN L. E. y BREIVIK, T. O. [2006] Predicting the attenuation distribution on line-of-sight radio links due to melting snow. Telenor R&D Scientific. Doc. N 35/2005.
- TJELTA, T., HAYTON, T. G., SEGAL, B. y SALONEN, E. [1998] Correlation of observed multipath occurrence with climatic parameters derived from radiosondes, surface stations, and numerical atmosphere models. Proc. of URSI Commission F Symposium on Climatic Parameters in Radiowave Propagation, Ottawa, Canadá, p. 85-92.
- TJELTA, T., NYSETH, A. y LIND, K. [1991] Simultaneous measurements of angle and space diversity improvement on a line-of-sight microwave link in Norway. Proc. 3<sup>rd</sup> European Conf. on Radio Relay Systems (ECRR).
- TJELTA, T. y OLSEN, R. L. [2-5 Junio 1998] Further development of methods for worldwide prediction of terrestrial radio link multipath fading distributions. Proc. of ECRR'98, Bergen, p. 330-335.
- TJELTA, T., OLSEN, R. L. y MARTIN, L. [1990] Systematic development of new multivariable techniques for predicting the distribution of multipath fading on terrestrial microwave links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 38, 10, p. 1650-1665.
- TJELTA, T. y TANEM, T. [1992] Measured and predicted enhancement on line-of-sight microwave links. URSI Comm. F Symposium, p. 9.1.1-6.
- VALENTIN, R., GILOI, H. G. y METZER, K. [1989] Space diversity versus angle diversity – Results of system analysis using propagation data. IEEE Int. Conf. Comm. (ICC'89).
- VALENTIN, R., GILOI, H. G. y METZGER, K. [1990] More on angle diversity for digital radio links.
- VALENTIN, R., METZGER, K., GILOI, H. G. y DOMBEK, K. P. [1987] Effects of angle diversity on the performance on line-of-sight digital radio-relay systems. IEEE Global Telcom. Conf. (Globecom'87), p. 1229-1232.
- VERGERES, D., JORDI, P. y LOEMBE, A. [1990] Simultaneous error performance of antenna pattern diversity and vertical space diversity on a 64 QAM-radio link. IEEE Global Telecom. Conf. (GLOBECOM'90), Conf. Rec., Vol. 2, p. 817-82 (see also Bulletin Technique PTT, Swiss PTT, Berna, Suiza, 1, 28-33, 1991).
- VIGANTS, A [1971] Number and duration of fades at 6 and 4 GHz. *BSTJ*, Vol. 50, p. 815-841.
- VIGANTS, A. [1975] Space-diversity engineering. *BSTJ*, Vol. 54, 1, p. 103-142.
- VIGANTS, A. [1981] Microwave radio obstruction fading. *BSTJ*, Vol. 60, 6, p. 785-801.
- VIGANTS, A. y PURSLEY, M. V. [1979] Transmission unavailability of frequency-diversity protected microwave FM radio systems caused by multipath fading. *BSTJ*, Vol. 58, 8, p. 1279-1796.
- WALDEN, C. J., WILSON C. L., GODDARD J. W. F., PAULSON K. S., WILLIS M. J. y EASTMENT J. D. [2003] A study of the effects of melting snow on communications links in Scotland. Proc. International Conference on Antennas and Propagation (ICAP).
- WATSON, P. A. [Septiembre 1976] Survey of measurements of attenuation by rain and other hydrometeors. *Proc IEE*, Vol. 123, 9, p. 863-71.
- WEBSTER, A. R. [1983] Angle-of-arrival and delay times on terrestrial line-of-sight microwave links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 31, 1, p. 12-17.
- WEBSTER, A. R. [1991] Multipath angle-of-arrival measurements on microwave line-of-sight links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 39, 6, p. 798-803.
- WEBSTER, A. R., TIEU, T. y WONG, W. [1994] Simultaneous experimental studies of tropospheric microwave propagation. Dept. Electrical Engineering, University of Western Ontario, Londres, Ontario, Canadá, Report CRC-CR-94-003.
- YAMADA, M., KARASAWA, Y. y YASUNAGA, M. [1987] An improved prediction method for rain attenuation in satellite communications operating at 10-20 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 22.

**Textos del UIT-R**

Recomendación UIT-R P.1510 (2001) – Temperatura media anual en la superficie.

Recomendación UIT-R P.311-10 (2001) – Recopilación, presentación y análisis de los datos obtenidos mediante estudios relativos a la propagación troposférica.

Recomendación UIT-R P.581-2 (1990) – Noción de «mes más desfavorable».

Recomendación UIT-R P.618-8 (2003) – Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas de telecomunicación Tierra-espacio.

Recomendación UIT-R P.676-5 (2001) – Atenuación debida a los gases atmosféricos.

Recomendación UIT-R P.835-3 (1999) – Atmósferas normalizadas de referencia para la atenuación debida a los gases.

Recomendación UIT-R P.836-2 (2001) – Vapor de agua: densidad en la superficie y contenido de columna total.

Recomendación UIT-R P.837-4 (2003) – Características de la precipitación para establecer modelos de propagación.

Recomendación UIT-R P.838-3 (2005) – Modelo de la atenuación específica debida a la lluvia para los métodos de predicción.

Recomendación UIT-R P.839-3 (2001) – Modelo de estimación de la altura de la lluvia para utilizar en los métodos de predicción.

Recomendación UIT-R P.840-3 (1999) – Atenuación debida a las nubes y a la niebla.

Recomendación UIT-R P.841-2 (2001) – Conversión de las estadísticas anuales en estadísticas del mes más desfavorable.

Recomendación UIT-R P.676-3 (1997) – Atenuación debida a los gases atmosféricos.

ITU-R [2002] Development towards a model for combined rain and sleet attenuation. Document 3M/62E.

UIT-R [1996] Manual sobre sistemas de radioenlaces. Oficina de Radiocomunicaciones, Ginebra.

UIT-R [1996] Manual sobre radiometeorología. Oficina de Radiocomunicaciones, Ginebra.

CCIR [1986-1990] Doc. 5/287 (Francia).





## PARTE 2

### ENLACES TRANSHORIZONTE

#### 1 Introducción

Esta parte del Manual se dedica a la planificación y diseño de sistemas de radioenlaces transhorizonte. A partir de las Recomendaciones UIT-R P.526 y UIT-R P.617, se presenta información de antecedentes sobre los diversos métodos de predicción de las pérdidas por difracción y por dispersión troposférica, datos y material de otro tipo, que pueden encontrarse en dichas Recomendaciones. Se realiza una breve presentación de los fundamentos matemáticos y empíricos de los métodos y se citan todas las referencias pertinentes.

#### 2 Aplicaciones típicas

Los radioenlaces transhorizonte se caracterizan por tener trayectos muy largos, normalmente entre 100 km y casi 1 000 km, lo que hace necesario compensar la gran atenuación del trayecto utilizando una gran potencia radiada en RF, antenas de alta ganancia y receptores poco sensibles al ruido. Además, puede que sea preciso emplear algún tipo de diversidad. Las bandas de frecuencias utilizadas son las de ondas decimétricas y la gama inferior de ondas centimétricas.

En comparación con un radioenlace con visibilidad directa convencional, un sistema transhorizonte puede, en algunos casos, representar una solución más económica, dado que se pueden evitar los repetidores. Esta característica se revela especialmente útil cuando el terreno representa una dificultad, como puede ser cuando se efectúan conexiones entre emplazamientos remotos en zonas rurales, conexiones entre el continente e islas remotas (o entre las islas) y conexiones entre la costa y las plataformas petrolíferas en alta mar.

Un enlace transhorizonte presenta un alto grado de seguridad contra el sabotaje o las catástrofes, pues cuenta con pocas estaciones repetidoras que proteger. Este es el principal motivo por el que los militares tienen gran interés en estos sistemas.

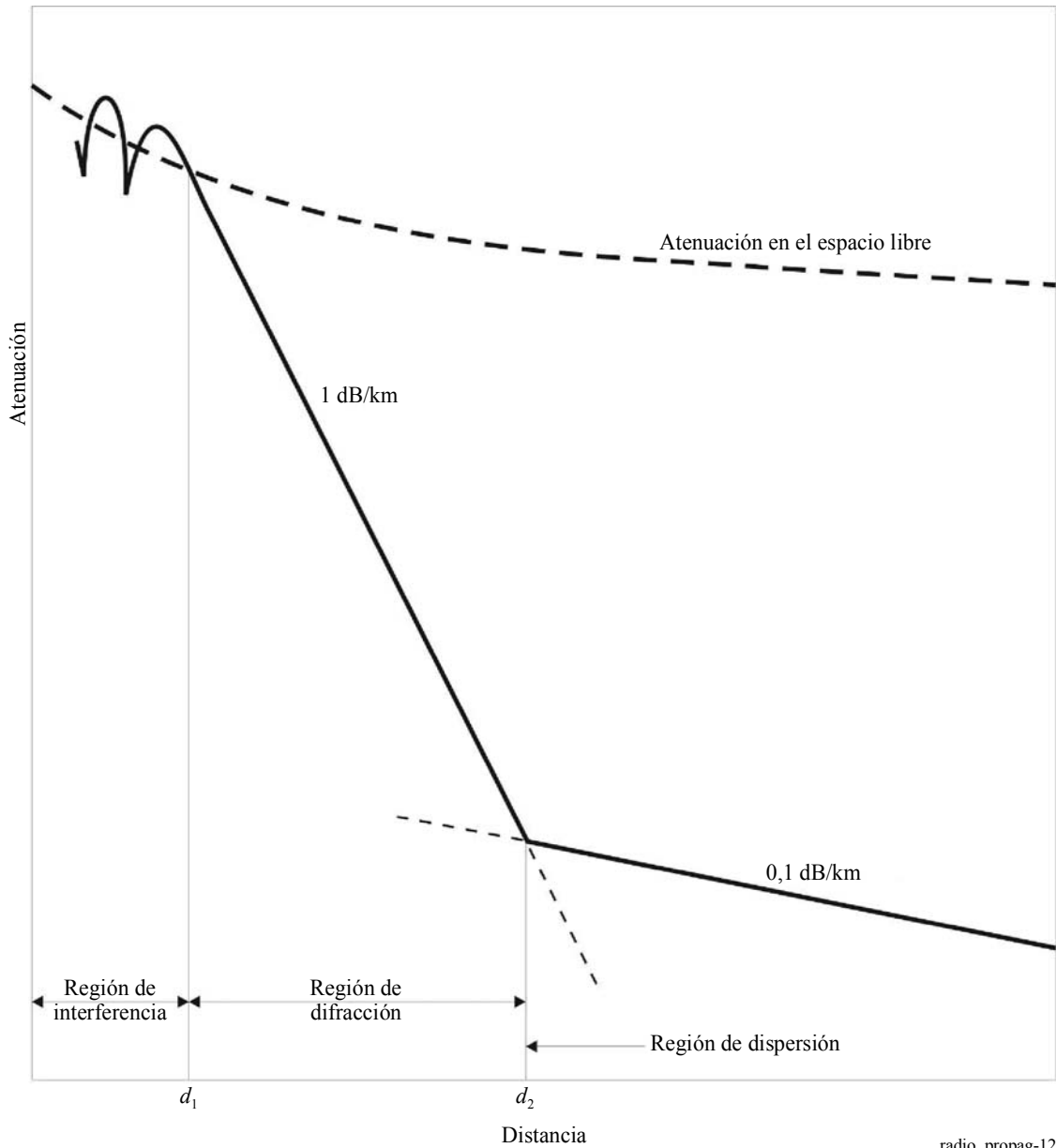
Una de las características peculiares de los radioenlaces transhorizonte son los problemas de transmisión y de distorsión que limitan la anchura de banda útil, así como la capacidad de tráfico. Por este motivo, excepto en algunos países, estos sistemas se han visto excluidos de las redes telefónicas públicas modernas. En el futuro, se espera que los radioenlaces transhorizonte encuentren su principal aplicación en las redes gubernamentales y, hasta cierto punto, en las redes de comunicaciones privadas, por ejemplo, de la industria petrolera. La mayoría de los nuevos sistemas planificados están diseñados para transportar tráfico digital, por lo que ha de tenerse especial cuidado a la hora de gestionar los problemas de distorsión.

#### 3 Fundamentos teóricos

Los mecanismos de propagación transhorizonte aparecen en trayectos que superan el horizonte radioeléctrico normal. Hay sólo dos mecanismos de propagación transhorizonte permanentes que afectan a las frecuencias por encima de 30 MHz: la difracción y la dispersión troposférica. La atenuación asociada a estos dos mecanismos con la distancia se muestra en la Fig. 12.

Cabe señalar que justo detrás del horizonte, el campo de difracción tiene un rápido descenso exponencial, del orden de dB/km a 1 GHz, mientras que el descenso del campo de dispersión ronda los 0,1 dB/km. Aunque no se aborda en los métodos que aquí se tratan, también se muestra en la Fig. 12 la región de interferencia, donde la oscilación en el campo recibido se debe a la suma en fase de los rayos directos y reflejados.

FIGURA 12  
Regiones de interferencia, difracción y dispersión



radio\_propag-12

### 3.1 Difracción

Como se indica en el § 3.3 de la Parte 1, si la atmósfera es lo suficientemente subrefractiva, las ondas radioeléctricas se curvan hacia la Tierra. Este mecanismo tiene dos efectos principales: la difracción por la curvatura de la Tierra y por las irregularidades del terreno.

#### 3.1.1 Difracción en una Tierra esférica sin obstáculos

La solución clásica para la difracción en una Tierra esférica sin obstáculos (lisa y homogénea) se encuentra en las series residuales [Bremmer, 1949]. En el horizonte, o detrás de él, el primer término de esta serie presenta una aproximación válida para la evaluación del campo difractado [Bullington, 1947 y Rice y otros, 1967]. Si bien es una solución satisfactoria para muchas aplicaciones, hay casos en que se necesita una determinación más precisa, por ejemplo, en la predicción de la intensidad de campo para la propagación por un trayecto que transcurre parte sobre tierra y parte sobre el mar.

Para el problema de la difracción sobre suelo heterogéneo, puede encontrarse una solución semiempírica en Millington [1949a] y también se obtuvo una solución por ecuación integral aplicando el teorema de la compensación [Monteath, 1951]. En [Wait, 1974] pueden encontrarse resultados numéricos para el caso del suelo sin obstáculos biseccional y triseccional. La concordancia con los datos experimentales en la predicción del efecto de recuperación en el límite tierra-mar [Millington, 1949b y Millington e Isted, 1950] es una importante confirmación de esta teoría.

### 3.1.2 Difracción por obstáculos aislados

Cuando el trayecto de propagación tiene un horizonte común para ambos terminales, puede considerarse que es un trayecto en filo de cuchillo único. La solución tradicional a este problema se basa en la teoría escalar de Fresnel-Kirchhoff para la óptica [Born y Wolf, 1970]. No obstante, se ha comprobado que, en determinados casos, el efecto de la dimensión del obstáculo arroja resultados bastante distintos de los predichos con el modelo de filo de cuchillo. En la década de 1950, Fock aportó una corrección al demostrar la existencia de dos partes en el campo difractado. Una parte se obtiene con la teoría de Fresnel-Kirchhoff y la otra, una función de la dimensión del obstáculo, corresponde al factor de corrección adecuado. También cabe mencionar que, de acuerdo con el principio de acción local [Fock, 1965], la difracción por un obstáculo redondeado es independiente de la forma del obstáculo.

Basándose en los trabajos de Fock, se estudió la difracción causada por un obstáculo liso cilíndrico para ángulos rasantes [Wait y Conda, 1959]. Empleando una ecuación integral resuelta por métodos numéricos, estos autores evitaron el problema de la escasa convergencia de las series en la región con visibilidad directa que también se presenta en las otras soluciones existentes. La ampliación de los estudios de Wait y Conda se publicaron en los años sesenta [Dougherty y Maloney, 1964 y Dougherty y Wilkerson, 1967], incluyendo formulas y gráficos de diseño para las aplicaciones prácticas.

### 3.1.3 Difracción por múltiples obstáculos

Desde hace varios años existen soluciones precisas para el caso del doble filo de cuchillo [Millington y otros, 1962 y Furutsu, 1963]. La solución teórica para hasta diez obstáculos en filo de cuchillo exige una evaluación numérica de una integral de tipo Fresnel múltiple de dimensión igual al número de filos [Vogler, 1982]. Para el diseño se han propuesto varios métodos aproximativos [Epstein y Peterson, 1953; Deygout, 1966 y Giovaneli, 1984], todos ellos basados en la teoría de difracción por un solo filo.

No existe ningún método preciso para predecir la intensidad de campo de la difracción por diversos obstáculos de forma redondeada. Se ha propuesto una ampliación del método Deygout [Assis, 1971], que emplea una solución simplificada basada en la hipótesis de que cada obstáculo puede representarse por un cilindro de radio igual al radio de la curvatura de la parte superior del obstáculo. También se ha considerado la posibilidad de emplear del procedimiento adoptado por Vogler [1982] para una serie de cilindros [Sharples y Mehler, 1989]. Estos autores sólo utilizan el primer término de la serie infinita de Vogler, logrando un resultado similar al de Epstein y Peterson [1953], pero añadiendo un factor de corrección para las pérdidas por dispersión asociadas.

En la Recomendación UIT-R P.526 se presentan dos métodos para el cálculo de la difracción por múltiples obstáculos. El primero de ellos supone que cada obstáculo puede representarse por un cilindro de radio igual al radio de la curvatura de la parte superior del obstáculo y resulta conveniente cuando se dispone de un perfil vertical detallado de la cumbre. El segundo se basa en los obstáculos en filo de cuchillo. Este método utiliza la teoría de Deygout limitada a un máximo de tres filos, más una corrección empírica derivada de las mediciones efectuadas sobre 25 000 trayectos en el Reino Unido.

### 3.1.4 Difracción por terreno irregular

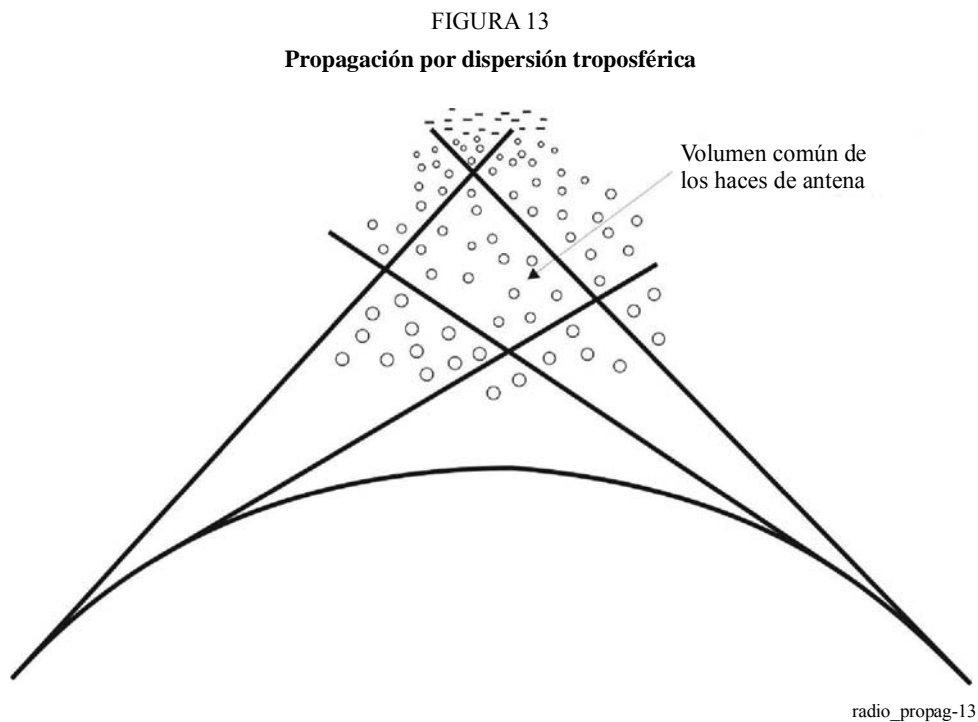
Un método teórico fundamental para la solución del problema de la difracción causada por las irregularidades del terreno fue elaborado por [Hufford, 1952] utilizando una técnica de ecuación integral. En este mismo sentido han dirigido sus trabajos Ott y Berry [1970] y Ott [1971]. En su modelo, el terreno puede estar representado por un perfil completamente arbitrario a lo largo de un trayecto de círculo máximo y las propiedades eléctricas de la Tierra pueden variar continuamente. Desafortunadamente, si se ha de tener en cuenta la estructura detallada del terreno, se necesita una gran cantidad de memoria informática.

Se ha propuesto un método semiempírico [Furutsu y Wilkerson, 1970 y 1971] para estimar la ganancia causada por una cumbre en una Tierra esférica homogénea. Este método emplea gráficos de la «ganancia terminal» de los obstáculos, que se definen por valores asintóticos de las ganancias de obstáculos teóricos en distancias de propagación infinitas en un lado del obstáculo, y supone una distancia finita en el otro lado. Se han logrado resultados semejantes con el modelo basado en la concordancia de modo [Wait, 1974].

Se ha elaborado un método numérico [Assis, 1982] para su utilización cuando las características del terreno pueden modelizarse como un único filo de cuchillo y el terreno es irregular en sentido perpendicular al plano de propagación (trayecto de círculo máximo). Las mediciones efectuadas en la gama de frecuencias 270-330 MHz indican que los cálculos de filo de cuchillo pueden arrojar errores de  $\pm 10$  dB, si no se tienen en cuenta las irregularidades laterales.

### 3.2 Dispersión troposférica

En este caso, la energía se dispersa a causa de las heterogeneidades troposféricas en el volumen común, formado por la porción de la troposfera visible tanto desde la antena transmisora como desde la antena receptora, como se muestra en la Fig. 13.



Desde que se encontraron las primeras pruebas de la existencia de este mecanismo hacia 1950, durante unos 15 años se realizaron una gran cantidad de estudio teóricos y se sostuvieron numerosos debates científicos. Ninguna teoría logró imponerse a las demás. Sin embargo, se ha reconocido que los mecanismos más importantes son la dispersión por turbulencias y la reflexión en capa incoherente [Friis y otros, 1957], y que sus consiguientes submecanismos pueden comportarse como dominantes, dependiendo de las características climatológicas de la región geográfica en cuestión. Se han elaborado modelos matemáticos para evaluar la pérdida por dispersión troposférica basándose en parámetros como la escala de la turbulencia y el tamaño de la capa. Sin embargo, dada la dificultad de obtener estos parámetros a partir de mediciones meteorológicas, estos modelos no se emplean en las aplicaciones prácticas. No obstante, pueden resultar modelos útiles para estudiar la dependencia con la frecuencia y la distancia, el fenómeno de la pérdida de ganancia de la antena, etc. [Du Castel, 1966]. Así, se ha recurrido a las mediciones de propagación a fin de elaborar modelos empíricos o semiempíricos para evaluar las pérdidas de transmisión.

En la actualidad, la predicción de trayectos de dispersión troposférica se basa en estos métodos empíricos o semiempíricos. En 1965 se publicaron dos métodos que se han utilizado como referencia en los estudios del UIT-R durante más de 20 años. Uno de ellos es una versión simplificada del método empleado por la Oficina Nacional de Normalización de los EE.UU (*US National Bureau of Standards* (NBS)), publicado por primera vez en mayo de 1965, y su versión revisada dos años más tarde [Rice y otros, 1967]. De acuerdo con este método, la pérdida de transmisión media anual puede determinarse con la ecuación:

$$L(50) = 20 \log f - 20 \log d + F(\theta) + L_c - G_t - G_r - V(d_e) \tag{130}$$

donde  $d$  es la distancia (km),  $f$  es la frecuencia (MHz),  $\theta$  (rad) es el ángulo que conforman los rayos del horizonte radioeléctrico en el plano de círculo máximo que contiene las antenas en condiciones atmosféricas medias (véase la Fig. 14), y  $G_t$  y  $G_r$  son, respectivamente, las ganancias de las antenas transmisora y receptora (dB). Las funciones  $F(\theta)$  y  $V(d_e)$ , así como la definición de la distancia efectiva, pueden encontrarse en [Rice y otros, 1967].  $L_c$  son las pérdidas de acoplamiento entre la antena y el medio, que figura en la Recomendación UIT-R P.617.

El ángulo de dispersión  $\theta$  está determinado por:

$$\theta = \theta_e + \theta_t + \theta_r \tag{131}$$

donde  $\theta_t$  y  $\theta_r$  son los ángulos del horizonte del transmisor y receptor, respectivamente. Estos ángulos pueden calcularse con las ecuaciones:

$$\theta_e = d \times 10^3 / ka \quad \text{mrad} \tag{132}$$

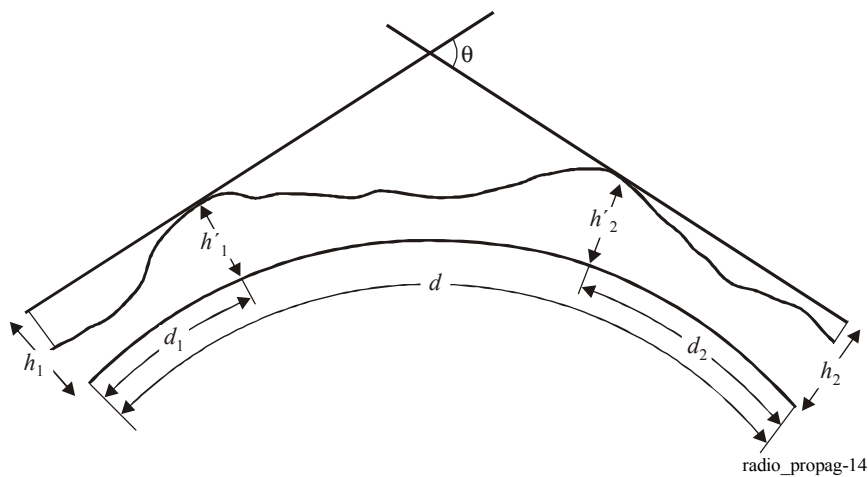
$$\theta_{t,r} = \frac{h'_{1,2} - h_{1,2}}{d_1} - \frac{d_{1,2} \times 10^3}{ka} \quad \text{mrad} \tag{133}$$

donde:

- $d$ : longitud del trayecto (km)
- $a$ : radio de la Tierra, 6370 km
- $k$ : factor del radio ficticio de la Tierra en condiciones de refracción medias (ha de utilizarse  $k = 4/3$ , a menos que se disponga de un valor más preciso)

y en la Fig. 14 se muestran las alturas de antena ( $h_{1,2}$  y  $h'_{1,2}$ ) (m) y las distancias ( $d_{1,2}$ ) (km).

FIGURA 14  
Geometría de dispersión



Para otros porcentajes de tiempo anuales puede utilizarse un conjunto de curvas en función de la distancia efectiva y el clima que se encuentra en [Rice y otros, 1967]. Según este método, para tener en cuenta la variabilidad geográfica de todo el mundo se han definido nueve climas radioeléctricos: ecuatorial, continental subtropical, marítimo subtropical, desértico, mediterráneo, continental templado, marítimo templado sobre tierra, marítimo templado sobre el mar, y polar. Evidentemente, esta clasificación es algo simplista y puede que sea necesario efectuar importantes modificaciones en función de las condiciones geográficas locales. En la Recomendación UIT-R P.617 se presenta una breve descripción de estos climas.

El segundo método se basa en las mediciones realizadas en Europa y África, y es enteramente gráfico. Se han trazado una serie de curvas para los siguientes climas: ecuatorial, marítimo subtropical, desértico, continental templado y marítimo templado sobre tierra. Estas curvas muestran las pérdidas de transmisión entre antenas isótropas a 1 GHz para una serie de porcentajes de tiempo (1%, 10%, 50%, 90%, 99% y 99,9%) para el mes más desfavorable y para todo el año, que pueden utilizarse en el diseño de sistemas de radioenlaces [Boithias y Battesti, 1965]. Para frecuencias distintas de 1 GHz el factor de corrección (dB) es  $30 \log(f/1000)$ , expresándose  $f$  en MHz.

Según este método, las curvas suponen que desde el extremo de cada enlace se ve el horizonte con un ángulo de elevación cero. Si los ángulos de elevación son iguales a  $\theta_1$  y  $\theta_2$ , en radianes, la distancia real debe sustituirse por una distancia equivalente,  $d_q$  (km), que se obtiene con la siguiente ecuación:

$$d_q = d + 8,5(\theta_1 + \theta_2) \quad (134)$$

Además, ha de añadirse el siguiente término a la pérdida calculada con este método:

$$20 \log(d/d_q) \quad (135)$$

Recientemente, en la República Popular China se elaboró un método más sencillo y razonablemente preciso [Zhang, 1988]. Su origen se encuentra en [Zhang, 1977], donde la sección de dispersión era:

$$\sigma = A\lambda^n \theta m e^{-\gamma h} \quad (136)$$

siendo  $\lambda$  la longitud de onda,  $\theta$  el ángulo de dispersión,  $h$  la altura desde la base del volumen de dispersión a la superficie de la Tierra, y  $A$ ,  $n$ ,  $m$ , y  $\gamma$  parámetros meteorológicos. El factor con  $\lambda$  y  $\theta$  caracteriza el mecanismos de dispersión, que puede ser dispersión por turbulencia cuando  $n = m - 4$ , y también una reflexión de capa incoherente cuando  $n$  y  $m$  adoptan otros valores. El factor exponencial caracteriza la dependencia de la intensidad de heterogeneidad de la altura. La primera forma teórica de la pérdida de transmisión se modificó ajustando sus parámetros meteorológicos, primero empleando los datos de propagación de China y, posteriormente, utilizando el banco de datos de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones. Este procedimiento lleva a una ecuación muy sencilla para obtener las pérdidas de transmisión medias. Además, como característica de la variación anual, la diferencia entre pérdidas de transmisión rebasadas durante el 50% y el 90% del tiempo se considera que adopta la forma:

$$Y(90) = a' + b' e^{-c'h} \quad (137)$$

donde  $a'$ ,  $b'$ , y  $c'$  son constantes que se han de determinar y  $h$  es la altura entre la base del volumen de dispersión y la superficie de la Tierra. Las constantes  $a'$  y  $c'$  dependen del clima, mientras que la constante  $b'$  depende de la gama de variación anual de  $\Delta N_S$  (refracción de la superficie), la frecuencia y el clima.

#### 4 Predicción de las pérdidas de transmisión

El material presentado en este punto procede en gran parte de la Recomendación UIT-R P.526, en particular de las versiones UIT-R P.526-3 y UIT-R P.526-9 en lo que se refiere a la difracción, y de la Recomendación UIT-R P.617 en lo que se refiere a la dispersión. Dado que estas Recomendaciones tratan un número limitado de casos prácticos, se remite al lector a la lista de referencias citadas en el punto anterior. Por otra parte, en la Recomendación UIT-R P.341 puede encontrarse más información sobre el concepto de pérdidas de transmisión que aquí se utiliza.

### Análisis del perfil del trayecto

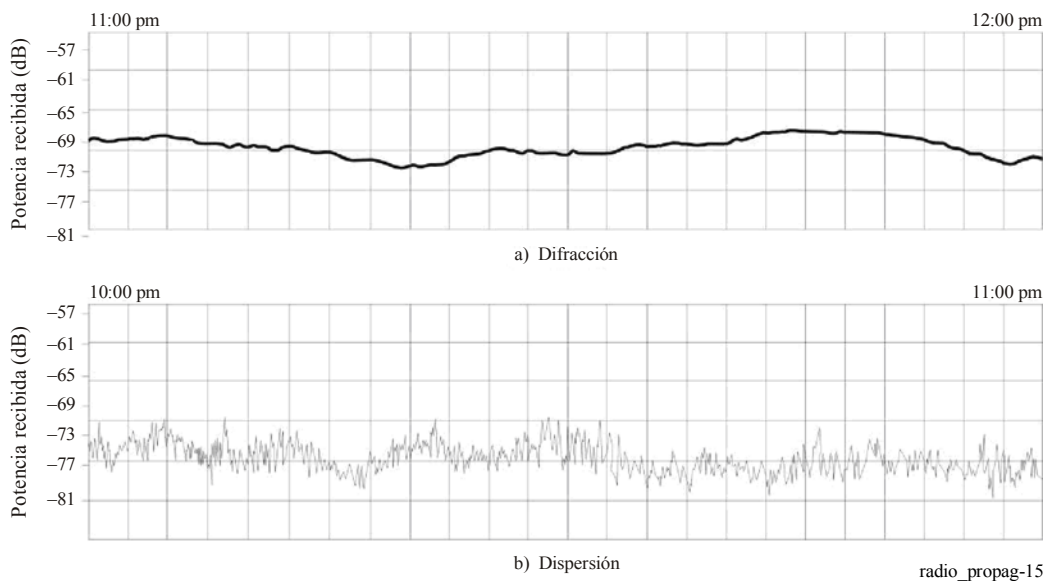
El primer paso de este análisis es trazar el perfil del trayecto en un gráfico de escala lineal modificando las elevaciones del terreno para incluir el efecto de la refracción troposférica. Si se carece de información sobre el radio de la Tierra equivalente que conviene utilizar, puede tomarse como referencia el valor normalizado de 8 500 km.

Una vez debidamente trazado el perfil del terreno, el siguiente paso es verificar el principal mecanismo de propagación (difracción o dispersión). Como se muestra en la Fig. 12, incluso en un trayecto con visibilidad directa puede haber difracción. La separación entre las regiones de interferencia y difracción ( $d_1$  en la Fig. 12) corresponde al punto en que la zona despejada del trayecto, en términos del radio de la primera zona de Fresnel, es igual a 0,6 (véase la Recomendación UIT-R P.530).

La separación entre las regiones de difracción y dispersión ( $d_2$  en la Fig. 12) no se puede definir fácilmente. Los datos experimentales demuestran que hay una región intermedia donde es necesario considerar tanto la difracción como la dispersión. Esta región suele situarse de unos 100 a 150 km de distancia del emplazamiento de la antena transmisora. En este caso, se aconseja evaluar las pérdidas de atenuación causadas por ambos mecanismos y emplear la más adecuada a cada aplicación (atenuación mayor para la planificación y atenuación menor para los cálculos de interferencia). Para ilustrar este caso, en la Fig. 15 [Assis, 1986] aparecen dos muestras de variación de la potencia recibida en un enlace de 135 km de longitud, a 300 MHz en la región del Amazonas (clima ecuatorial).

FIGURA 15

#### Ejemplo de registro de potencia recibida en ondas decimétricas en la región ecuatorial



Durante el día, el mecanismo de propagación de dispersión troposférica es dominante y la potencia recibida fluctúa a un ritmo elevado en una la gama de unos 10 dB. Durante la noche, el comportamiento de la señal es bastante diferente. A causa de la influencia de la estratificación troposférica, la potencia recibida varía lentamente sin las fluctuaciones rápidas observadas durante el día.

### 4.1 Pérdidas por difracción

Cuando la propagación se realiza sobre la superficie de la Tierra, se suelen encontrar trayectos de difracción y es necesario estimar las pérdidas de transmisión causadas por la difracción en la superficie de una Tierra esférica o sobre terreno irregular, incluidos los distintos tipos de obstáculos. En ambos casos, la referencia para las pérdidas por difracción es la atenuación relativa en el espacio libre.

#### 4.1.1 Difracción sobre Tierra esférica

Para evaluar las pérdidas por difracción en trayectos sobre el horizonte, la Recomendación UIT-R P.526 presenta un método numérico y un método gráfico, ambos obtenidos a partir de la misma aproximación, es decir, la predominancia del primer término de la serie de residuos. El método numérico se basa principalmente en una contribución de la Administración de Estados Unidos de América, mientras que el método gráfico procede de una contribución de la Administración de Francia. En ambos casos, las aproximaciones mencionadas permiten evaluar por separado las contribuciones de la distancia y la altura de las antenas.

Cabe señalar que, en la banda de ondas métricas y superiores, con polarización horizontal sobre cualquier tipo de suelo o con polarización vertical sobre tierra, puede despreciarse el efecto de las características eléctricas de la superficie de la Tierra. No obstante, cuando se utiliza polarización vertical sobre el mar con frecuencias de hasta 300 MHz, este efecto ha de tenerse en cuenta. Para ello, el método numérico de la Recomendación UIT-R P.526 incluye un parámetro  $\beta$  [Boithias, 1983], que depende de la permitividad relativa efectiva,  $\epsilon$ , y de la conductividad efectiva,  $\sigma$ , de la Tierra. Esta misma consideración se aplica al método gráfico, donde deben utilizarse un par de nomogramas distintos en cada situación.

En el caso de los trayectos con visibilidad directa con difracción subtrayecto, se recomienda realizar una interpolación lineal entre el límite de la zona de difracción (zona despejada de 0,6 veces el radio de la primera zona de Fresnel), donde la atenuación relativa en el espacio libre es cero, y el horizonte radioeléctrico.

#### 4.1.2 Difracción por arista en filo de cuchillo

Este modelo altamente idealizado sólo es pertinente cuando el radio de curvatura del obstáculo puede despreciarse, como, por ejemplo, en un trayecto con un horizonte común para ambos terminales. En la Recomendación UIT-R P.526 se presenta una ecuación aproximada [Boithias, 1983] para evaluar las pérdidas de propagación en relación con el espacio libre debidas a una arista en filo de cuchillo, válida en la región de difracción.

#### 4.1.3 Obstáculo único redondeado

La solución adoptada por la Recomendación UIT-R P.526 se basa en los trabajos de Dougherty y Maloney [1964] y de Dougherty y Wilkerson [1967]. De acuerdo con estos autores, las pérdidas por difracción vienen dadas por la ecuación:

$$A = J(\nu) + T(m, n) \quad (138)$$

donde  $J(\nu)$  es la pérdida de Fresnel-Kirchoff, que supone la presencia de un único obstáculo afilado (filo de cuchillo), y  $T(m, n)$  es una función de corrección para tener en cuenta las dimensiones del obstáculo ( $m$  y  $n$ ). El parámetro  $\nu$  se define mediante:

$$\nu = [2]^{1/2} h/F_1 \quad (139)$$

donde  $h$  es la obstrucción del trayecto medida desde la línea que une las antenas transmisora y receptora y  $F_1$  es el radio de la primera zona de Fresnel evaluado en el emplazamiento del obstáculo. Por otra parte, en la notación original de los autores mencionados, la función  $T(m, n)$  es la siguiente:

$$T(m, n) = T(\rho) + Q(X) \quad (140)$$

donde:

$$T(\rho) = 7,2 \rho - 2 \rho^2 + 3,6 \rho^3 - 0,8 \rho^4 \quad (141)$$

y

$$Q(X) = \begin{cases} 12,5 X & \text{para } 0 < X < 4 \\ 17 X - 6 - 20 \log X & \text{para } X \geq 4 \end{cases} \quad (142)$$

siendo  $m = \rho^2$ ;  $mn = X$ ;  $\rho = (\lambda^2 R)^{1/3} / \pi^{1/6} F_1$ ;  $X = (\pi R)^{1/3} \lambda^{2/3} h / F_1^2$  y  $R$  el radio de curvatura del obstáculo.



Un importante problema que aparece al aplicar esta solución es la determinación del radio de curvatura del obstáculo. Una solución práctica, que ofrece una precisión aceptable [Crysdale, 1958; Assis, 1971], es utilizar el radio de curvatura del vértice de una parábola ajustada al perfil del obstáculo cerca de la parte superior. Si se dispone de mapas digitales con información sobre la topografía del suelo, este procedimiento puede aplicarse con facilidad.

**4.1.4 Doble filo de cuchillo**

En la Recomendación UIT-R P.526 se proponen dos métodos. El método de Epstein y Peterson [1953] es el más sencillo, aunque se aconseja utilizar la corrección ideada por [Millington y otros, 1962] para tener en cuenta la separación entre los fillos. Si uno de ellos es predominante, se recomienda utilizar el método de Deygout [Deygout, 1966]. En este caso, no es necesario emplear la corrección.

**4.1.5 Obstáculos múltiples aislados**

Como ya se ha señalado, para este caso la Recomendación UIT-R P.526 propone dos métodos. El primero se basa en la configuración de cilindros en cascada y el otro en obstáculos en filo de cuchillo. El método de cilindros en cascada se asienta en una sólida base matemática, respaldada por un gran número de resultados experimentales [Sharples y Mehler, 1989 y Eliades, 1993]. El método de filo de cuchillo se basa en la propuesta de Deygout [1966] limitada a tres fillos más una corrección empírica. Puede demostrarse que el modelo de Deygout es compatible con la teoría geométrica de la difracción [Pogozelski, 1980]. No obstante, la corrección empírica no tiene significado físico, pues no se tiene en cuenta la dimensión del obstáculo.

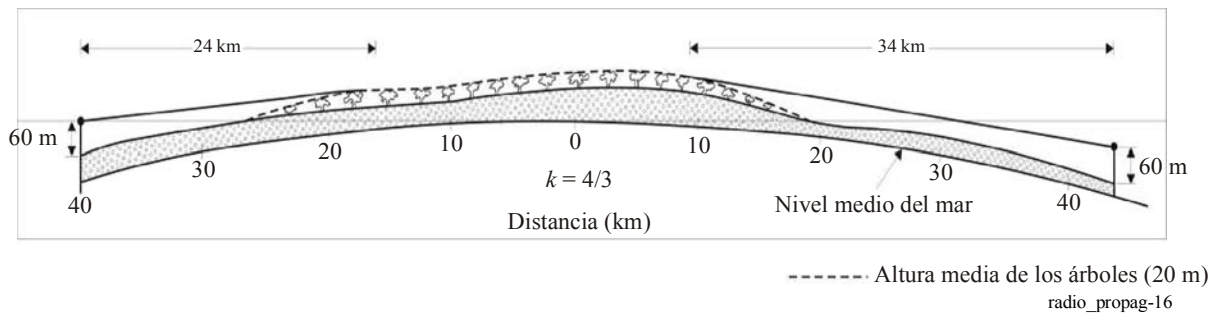
Ha de reconocerse que el modelo de filo de cuchillo es más fácil de traducir en código informático y puede utilizarse como primera aproximación para la planificación. Sin embargo, cuando lo realmente importante es la precisión, habrá de concederse preferencia al método de cilindros en cascada.

**4.1.6 Ejemplos de aplicación**

**4.1.6.1 Trayecto terrestre esférico**

En la Fig. 16 se muestra el perfil de un trayecto de 84 km de longitud a 328 MHz situado en la región del Amazonas, entre las ciudades de Castanhal y Capanema, en el Estado de Pará, Brasil.

FIGURA 16  
Trayecto transhorizonte en Brasil ecuatorial



Este trayecto se ha trazado para un radio de la Tierra equivalente de 8 500 km. La mayor parte del trayecto está cubierta por bosque denso, donde la altura media de los árboles ronda los 20 m. Aunque no es exactamente un trayecto terrestre esférico liso, se utilizó el procedimiento descrito en § 4.2.1 para calcular las pérdidas por difracción. No obstante, a fin de garantizar la integridad del problema físico, se mantuvieron la distancia entre horizontes (26 km) y la distancia desde cada uno de los terminales hasta su horizonte (24 km y 34 km).

A partir de estas hipótesis se definió el siguiente trayecto equivalente:

- distancia del trayecto: 84 km;
- altura de la antena equivalente del terminal A:  $h_A = 34$  m;
- altura equivalente de la antena del terminal B:  $h_B = 68$  m.

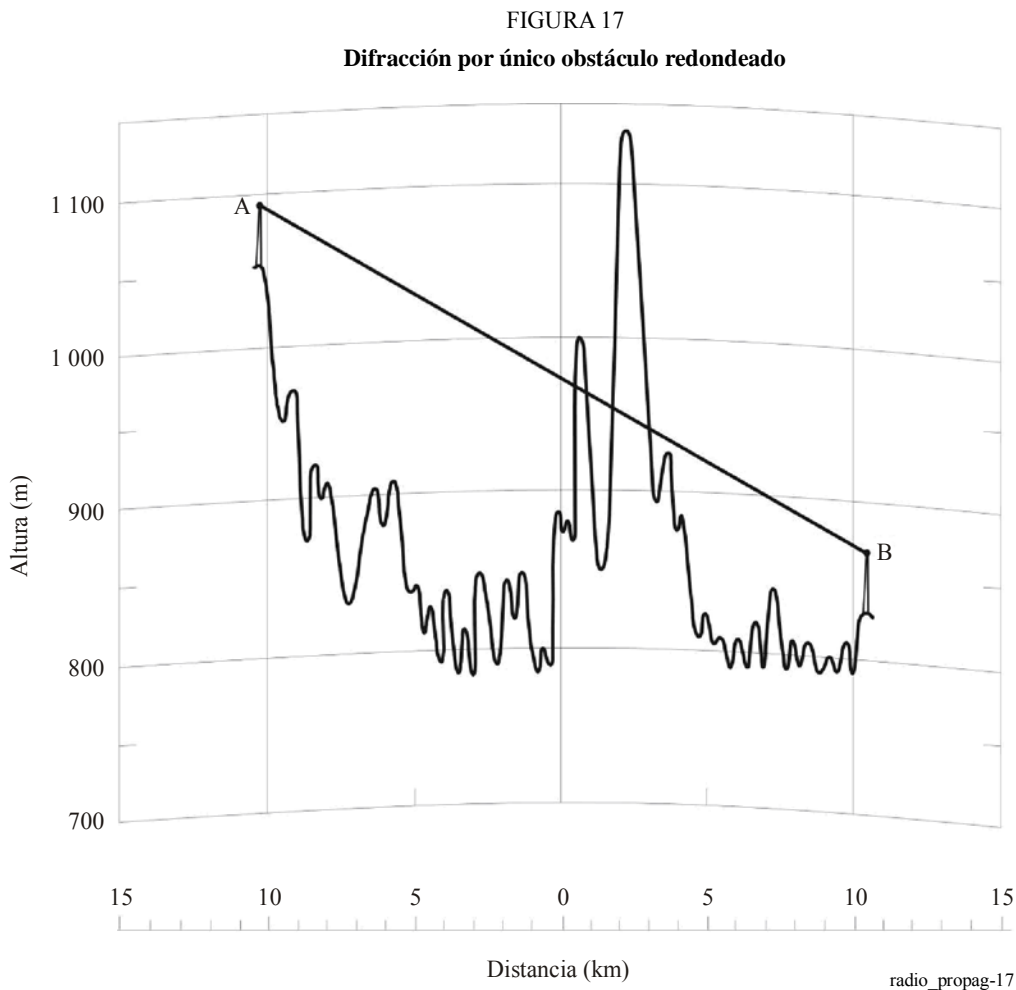
A partir de estos datos, la evaluación de las pérdidas por difracción es bastante sencilla:

- pérdidas por distancia:  $-36,2$  dB ( $36,0$  dB con el nomograma);
- ganancia de altura del terminal A:  $-1,9$  dB ( $-1,5$  dB con el nomograma);
- ganancia de altura del terminal B:  $5,4$  dB ( $5,0$  dB con el nomograma).

Por tanto, las pérdidas por difracción en el espacio libre son de  $32,7$  dB (o  $36,5$  dB con los nomogramas). Estos valores son conformes con el valor medido ( $34,8$  dB).

#### 4.1.6.2 Difracción por un único obstáculo

En la Fig. 17 se muestra el perfil de un trayecto de difracción de  $20,5$  km a  $300$  MHz entre las ciudades de Bragança Paulista y Piracaia, en el Estado de São Paulo, Brasil. El trayecto se trazó para un radio de la Tierra equivalente de  $8\,500$  km.



Los parámetros básicos obtenidos de la figura son:

$$d_1 = 12,5 \text{ km}; \quad d_2 = 8,0 \text{ km}; \quad h_a = 1086 \text{ m}; \quad h_b = 865; \quad h_n = 1135 \text{ m}; \quad R = 1500 \text{ m}$$

cuando  $\lambda = 1 \text{ m}$ , de acuerdo con la Recomendación UIT-R P.526, el parámetro  $v$  se obtiene con la ecuación:

$$h = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 190 \text{ m} \quad (143)$$

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 3,8 \quad (144)$$

expresándose  $R$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $h$  y  $\lambda$  en unidades coherentes.

a) *Pérdida de Fresnel-Kirchoff*

Según la Recomendación UIT-R P.526:

$$J(v) = 6,9 + 20 \log \left( \sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right) = 24,4 \quad \text{dB} \quad (145)$$

b) *Atenuación adicional debida a la curvatura del obstáculo*

Aplicando la Recomendación UIT-R P.526 se obtiene:

$$m = R \left[ \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right] \Bigg/ \left[ \frac{\pi R}{\lambda} \right]^{1/3} = 0,018 \quad (146)$$

$$n = h \left[ \frac{\pi R}{\lambda} \right]^{2/3} \Bigg/ R = 35,5 \quad (147)$$

expresándose  $R$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $h$  y  $\lambda$  en unidades coherentes.

$$T(m, n) = 7,2 m^{1/2} - (2 - 12,5 n)m + 3,6 m^{3/2} - 0,8 m^2 = 9,1 \quad \text{dB} \quad (148)$$

c) *Pérdidas por difracción totales*

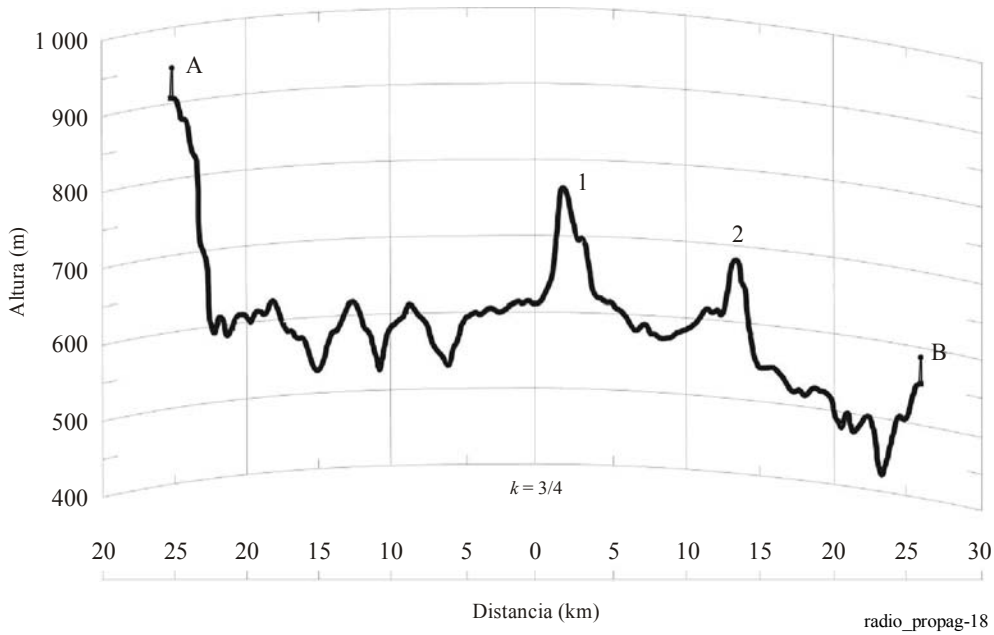
$$A = J(v) + T(m, n) = 33,5 \quad \text{dB} \quad (149)$$

El valor medido de las pérdidas por difracción en el espacio libre es de 34,9 dB.

**4.1.6.3 Difracción por varios obstáculos**

En la Fig. 18 se muestra el perfil de un trayecto de difracción de 50,6 km a 312,27 MHz ( $\lambda = 0,94 \text{ m}$ ) entre dos estaciones de radioenlace en las cercanías de la ciudad de Caçu, en el Estado de Goiás, Brasil.

FIGURA 18  
Difracción por dos obstáculos redondeados



El trayecto se trazó para un radio de la Tierra equivalente de 8 500 km. Los parámetros básicos obtenidos de la figura anterior son:

$$a = 26,6 \text{ km}; \quad b = 11,8 \text{ km}; \quad c = 12,2 \text{ km}; \quad h_a = 943 \text{ m}; \quad h_b = 591 \text{ m}; \quad h_{n1} = 762 \text{ m}; \quad h_{n2} = 684 \text{ m}$$

El radio de la curvatura de los obstáculos 1 y 2 es de 1 500 m y 1 000 m, respectivamente.

Si se utiliza el método de cilindros en cascada, según la Recomendación UIT-R P.526, la pérdida por difracción total, en dB, en el espacio libre es:

$$L_d = L'_1 + L'_2 - 20 \log C_2 \quad (150)$$

donde:

$L'_1$ : pérdidas por difracción en el primer cilindro calculadas con el método de la Recomendación UIT-R P.526

$L'_2$ : ídem para el segundo cilindro

$C_2$ : factor de corrección para tener en cuenta las pérdidas por dispersión debidas a la difracción en cilindros sucesivos.

El factor de corrección,  $C_2$ , se calcula de la siguiente manera:

$$C_2 = (P_a / P_b)^{0,5} \quad (151)$$

$$P_a = abc(a + b + c) \quad (152)$$

$$P_b = ac(a + b)(b + c) \quad (153)$$

Los parámetros  $h'_{1,2}$  y  $v'_{1,2}$  para los obstáculos 1 y 2, calculados de la misma manera que en el ejemplo anterior, son  $h'_1 = 17 \text{ m}$ ,  $v'_1 = 0,27$ ,  $h'_2 = 14,5 \text{ m}$ ,  $v'_2 = 0,27$ .

Así:

$$J(v_1) = J(v_2) = 8,4 \text{ dB} \quad (154)$$

Los parámetros  $m_1$ ,  $n_1$  y  $m_2$ ,  $n_2$  se calculan como en el ejemplo anterior y son  $m_1 = 0,011$ ,  $n_1 = 3,32$ ,  $m_2 = 0,011$  y  $n_2 = 3,24$ .

Las pérdidas adicionales debidas a la curvatura de los obstáculos son:

$$T_1(m_1, n_1) = T_2(m_2, n_2) \cong 1,2 \text{ dB} \quad (155)$$

El término de corrección para tener en cuenta la separación de los obstáculos se obtiene con la ecuación:

$$C_2(\text{dB}) = 10 \log (P_a + P_b) = -1,9 \text{ dB} \quad (156)$$

Y las pérdidas en exceso son:

$$L = J(v_1) + T_1(m_1, n_1) + J(v_2) + T_2(m_2, n_2) - C_2 = 21,1 \text{ dB} \quad (157)$$

Las pérdidas en exceso medidas en este enlace son de 23 dB.

Alternativamente, puede utilizarse el método de fillos de cuchillo en cascada. El primer paso en la aplicación de la teoría de Deygout consiste en definir el filo principal, es decir, el punto con el valor  $v$  más alto.

Para el obstáculo 1,  $d_1 = d_a = 26,6 \text{ km}$ ;  $d_2 = (d_b + d_c) = 24 \text{ km}$ ;  $h_n = 762 \text{ m}$ ;  $R = 1500 \text{ m}$ , que da como resultado:

$$h_1 = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 41,6 \text{ m} \quad (158)$$

$$v_1 = h_1 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 0,54 \quad (159)$$

Para el obstáculo 2,  $d_1 = (d_a + d_b) = 28,4 \text{ km}$ ;  $d_2 = d_c = 12,2 \text{ km}$ ;  $h_n = 684 \text{ m}$ ;  $R = 1000 \text{ m}$ , da como resultado:

$$h_2 = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 35,7 \text{ m} \quad (160)$$

$$v_2 = h_2 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 0,54 \quad (161)$$

Dado que el valor  $v$  es idéntico para ambos obstáculos, cualquiera de ellos puede considerarse el principal. En este caso, se considerará que el obstáculo principal es el obstáculo 1.

La pérdida asociada con el obstáculo principal se obtiene con la ecuación:

$$J(v_1) = 6,9 + 20 \log \left( \sqrt{(v_1 - 0,1)^2 + 1} + v_1 - 0,1 \right) = 10,6 \text{ dB} \quad (162)$$

La pérdida asociada con el obstáculo secundario es función de los nuevos parámetros  $h'_2$  y  $v'_2$  obtenidos a partir de  $d_1 = d_b = 11,8$  km;  $d_2 = d_c = 12,2$  km;  $h_a = 762$  m;  $h_b = 591$  m;  $h_n = 684$  m;  $R = 1\,500$  m:

$$h'_2 = 14,5 \text{ m} \quad (163)$$

$$v'_2 = 0,27 \quad (164)$$

$$J(v'_2) = 6,9 + 20 \log \left( \sqrt{(v'_2 - 0,1)^2 + 1} + v'_2 - 0,1 \right) = 8,4 \text{ dB} \quad (165)$$

La corrección empírica  $C$  aparece en la Recomendación UIT-R P.526:

$$C = 10,0 + 0,04 (d_a + d_b + d_c) = 12 \text{ dB} \quad (166)$$

El parámetro  $T$  viene dado por:

$$T = 1,0 - \exp[-J(v_1)/6,0] = 0,83 \quad (167)$$

Por ultimo, las pérdidas por difracción se indican en la Recomendación UIT -R P.526:

$$L = J(v_1) + T [J(v_2) + C] = 27,5 \text{ dB} \quad (168)$$

## 4.2 Pérdidas de transmisión por dispersión troposférica

El método de la Recomendación UIT-R P.617 para estimar las pérdidas de transmisión anuales medias,  $L(q)$ , no rebasadas durante porcentajes de tiempo superiores al 50% se basa principalmente en el método elaborado por [Zhang, 1988], que a su vez se basa parcialmente en métodos anteriores [Rice y otros, 1967 y Boithias y Battesti, 1965] cuyo fundamento se describe en § 3.2. La expresión general de las pérdidas de transmisión anuales no rebasadas durante el  $q\%$  del tiempo se obtiene con la ecuación:

$$L(q) = M + 30 \log f + 30 \log \theta + 10 \log d + 30 \log \theta + L_N + L_c - G_t - G_r - Y(q) \quad (169)$$

donde, además de los parámetros definidos anteriormente ( $f$ ,  $d$ ,  $L_c$ ,  $\theta$ ,  $G_t$  y  $G_r$ ),  $M$  es un factor meteorológico,  $L_N$  incluye la dependencia de las pérdidas de transmisión con la altura del volumen común y  $Y(q)$  es la diferencia entre las pérdidas de transmisión no rebasadas durante el 50% y el  $q\%$  del tiempo.

Para aclarar la relación entre el proceso paso a paso descrito en § 3 de la Recomendación mencionada y los tres métodos empíricos tratados en el § 3.2 de este Manual, se ha de tener en cuenta que:

- basándose en datos experimentales, los valores del factor meteorológico,  $M$ , y el parámetro de estructura atmosférica,  $\gamma$  figuran en la Recomendación UIT-R P.617 para cada uno de los climas citados en el § 3.2;
- la altura del volumen común por encima del suelo de la Recomendación UIT-R P.617 es una expresión aproximada, como si la sección del trayecto entre los horizontes de los dos terminales se situara sobre Tierra plana. En la práctica, la altura puede determinarse con precisión a partir de la geometría del trayecto;
- el factor de conversión,  $Y(q)$ , para el  $q\%$  del tiempo se obtiene, como ya se ha dicho, con una técnica de regresión empleando el banco de datos de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones para los climas 2, 6, 7a y 7b, y también a partir de las tres curvas de  $Y(90)$  de [Rice y otros, 1967] para los climas 1, 3 y 4 (no se dispone de datos para aplicar la técnica de regresión a estos tres climas).

Además, el valor medio de la distribución de las pérdidas de transmisión medianos en el mes más desfavorable para porcentajes de tiempo superiores a 50% se determina a partir de la distribución anual media utilizando un factor de conversión basado en las curvas de Boithias y Battesti [1965].

Por último, en la Recomendación UIT-R P.617 se considera además la recepción con diversidad. Las ecuaciones presentadas para la diversidad en el espacio horizontal y vertical proceden de [Fehlhaber y Grosskopf, 1967]. Por otra parte, en el caso de la diversidad en frecuencia, la separación recomendada se debe a [Fehlhaber, 1967]. También se trata la diversidad en ángulo. Un sistema sencillo de este tipo, empleado en el extremo receptor, puede ofrecer una calidad de funcionamiento comparable a la que se obtiene cuando se recurre a la diversidad espacial [Surenian, 1965], pero mucho más económica. Por consiguiente, la calidad de funcionamiento con diversidad en ángulo se considera comparable a la de la diversidad en frecuencia, aunque las pérdidas de transmisión sean ligeramente superiores.

#### 4.2.1 Ganancia de antena del trayecto

En un sistema de radioenlaces transhorizonte, la transmisión de la energía radioeléctrica se debe a la suma de las sucesivas radiaciones de todas las heterogeneidades atmosféricas iluminadas por la antena transmisora. Por consiguiente, la onda que llega a la estación receptora no es una onda plana, de manera que la ganancia aparente de la antena receptora es inferior a la ganancia en el espacio libre (que se define para una onda plana). Por el mismo motivo, la anchura del haz de la antena parece mayor que cuando es una onda plana. Esta reducción de la ganancia se conoce como «pérdidas de acoplamiento entre la antena y el medio» o «degradación de la ganancia».

Un análisis teórico de este fenómeno [Rice y otros, 1967] demuestra que el descenso de ganancia dependerá de la ganancia de la antena y de la distancia. Contradiendo esta predicción teórica, la experiencia ha demostrado que la degradación de la ganancia es prácticamente independiente de la distancia entre 150 km y 500 km [Boithias y Battesti, 1964], al menos en los climas templados.

A partir de datos experimentales se ha obtenido la siguiente ecuación empírica [Boithias, 1983] para calcular la ganancia efectiva total,  $G_e$ , en un enlace con dispersión troposférica, en función de la suma de la ganancia en el espacio libre de ambas antenas:

$$G_e = (G_t + G_r) \exp\left(-\frac{a^4}{1+a^4}\right) \quad (170)$$

donde:

$$a = \frac{G_t + G_r}{148}$$

Esta fórmula es válida si  $G_t + G_r < 120$  dB y cuando las dos antenas tienen una ganancia similar.

Un análisis numérico demuestra que la diferencia entre la fórmula de [Boithias, 1983] y el valor que se obtiene con la ecuación (10) de la Recomendación UIT-R P.617 tiene un valor medio de -0,24 dB y un valor eficaz de 0,61 dB para  $G_e$  entre 50 y 100 dB.

#### 4.2.2 Ejemplo de aplicación

En la Fig. 19 se muestra el perfil de un enlace con dispersión troposférica entre Kokubunji y Furukawa, en Japón.

Las latitudes y longitudes son:

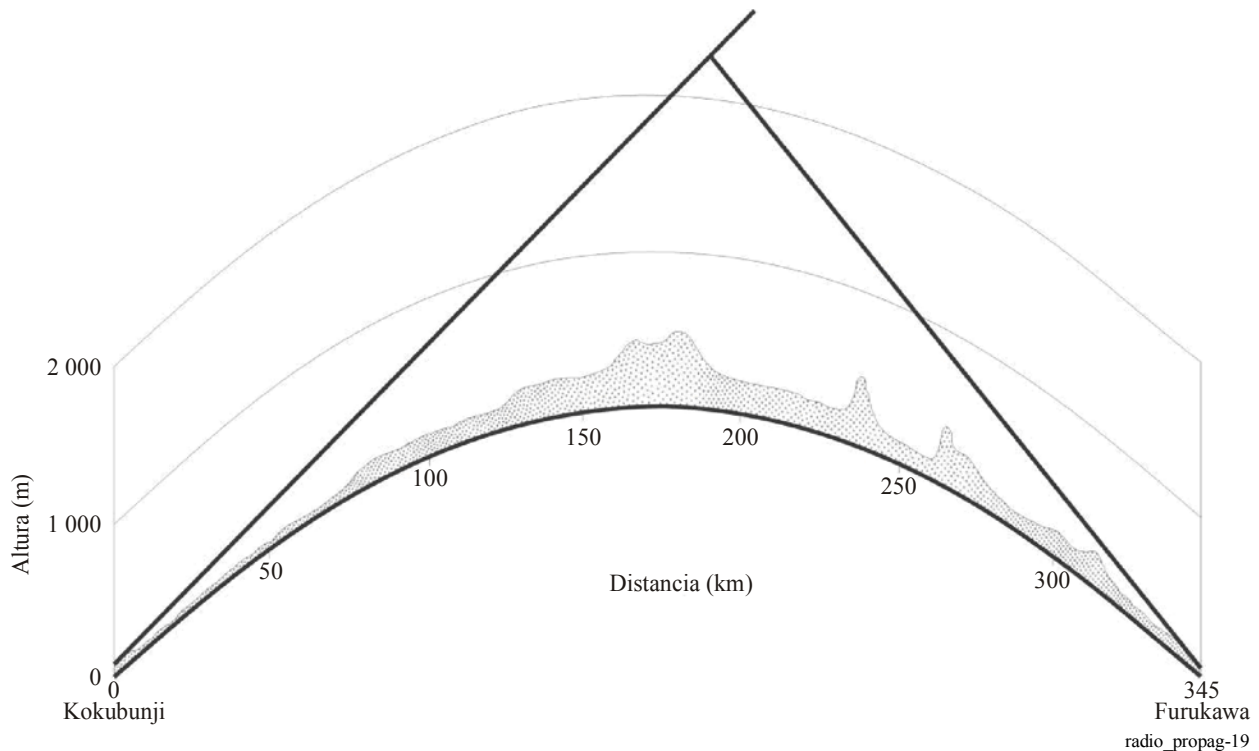
Kokubunji: 35° 42' 24" N; 139° 29' 18" E

Furukawa: 38° 34' 22" N; 140° 57' 51" E

Los parámetros básicos son:  $f = 600$  MHz;  $d = 345$  km;  $h_1 = 103$  m;  $h_2 = 25$  m;  $h'_1 = 104$  m;  $h'_2 = 80$  m;  $d_1 = 4$  km;  $d_2 = 8$  km;  $G_t + G_r = 56$  dB.

Se utiliza el procedimiento paso a paso que figura en la Recomendación UIT-R P.617 para calcular las pérdidas de transmisión.

FIGURA 19  
**Perfil del enlace con dispersión troposférica Kokubunji – Furukawa**



*Paso 1:* Se determina el clima correspondiente al enlace. Se trata de un enlace sobre tierra entre las latitudes 35° N y 39° N. El terreno circundante es áspero. La refractividad media mensual en la superficie tiene una gama anual amplia de unas 60 N-unidades. De acuerdo con la descripción de los climas de la Recomendación UIT-R P.617, el clima correspondiente a este enlace es de tipo 6, es decir, clima continental templado.

*Paso 2:* Se determinan los parámetros de la estructura meteorológica y atmosférica,  $M$  y  $\gamma$ . De acuerdo con la Recomendación UIT-R P.617, los dos parámetros para el clima 6 son:

$$M = 29,73 \text{ dB}; \quad \gamma = 0,27 \text{ km}^{-1} \quad (171)$$

*Paso 3:* Se calcula el ángulo de dispersión  $\theta$ . La disminución media anual de la refractividad en una capa de 1 km a partir de la superficie en la región circundante al enlace puede calcularse empleando la Recomendación UIT-R P.453 y es:

$$\Delta N \approx 40 N - \text{unidades} \quad (172)$$

Por consiguiente, el factor de radio ficticio de la Tierra para la refractividad media es:

$$k = 1/(1 - a \Delta N \times 10^{-6}) \cong 4/3 \quad (173)$$

donde  $a$  es el radio de la Tierra real, es decir, 6370 km. Los ángulos del horizonte del transmisor y receptor son, respectivamente:

$$\theta_t = (h'_1 - h_1)/d_1 - d_1 \cdot h_1/(2ka) \cong 0,2 \text{ mrad} \quad (174)$$

$$\theta_r = (h'_2 - h_2)/d_2 - d_2 \cdot h_2/(2ka) \cong 6,7 \text{ mrad} \quad (175)$$

De acuerdo con la Recomendación UIT-R P.617:

$$\theta = d \times 10^3 / (ka) + \theta_t + \theta_r = 47,7 \text{ mrad} \quad (176)$$



*Paso 4:* Se determina el efecto,  $L_N$ , de la altura del volumen común. De acuerdo con la Recomendación UIT-R P.617, con  $\gamma(\text{km}^{-1}) = 0,27$  (clima 6):

$$H = 10^{-3} \theta d/4 = 4,1 \text{ km} \quad (177)$$

$$h = 10^{-6} \theta^2 ka/8 = 2,4 \text{ km} \quad (178)$$

$$L_N = 20 \log(5 + \gamma H) + 4,34 \gamma h = 18,56 \text{ dB} \quad (179)$$

*Paso 5:* Se calcula el factor de conversión,  $Y(q)$ , para un porcentaje de no rebasamiento,  $q$ .  $Y(q)$  puede estimarse con la ecuación de la Recomendación UIT-R P.617:

$$Y(90) = -2,2 - (8,1 - 2,3 \times 10^{-4} f) \exp(-0,137 h) = -7,9 \text{ dB} \quad (180)$$

y, de acuerdo con la misma Recomendación:

$$Y(q) = C(q) \cdot Y(90) \text{ dB} \quad (181)$$

siendo  $C(50) = 0$ ,  $C(99) = 1,82$  y  $C(99,9) = 2,41$ . Por consiguiente:

$$Y(50) = 0 \text{ dB}; \quad Y(99) = -14,41 \text{ dB}; \quad Y(99,9) = -19,1 \text{ dB} \quad (182)$$

*Paso 6:* Se calcula la pérdida de acoplamiento entre la antena y el medio,  $L_C$ . Según la Recomendación UIT-R P.617:

$$L_C = 0,07 \cdot \exp[0,055 (G_t + G_r)] = 1,52 \text{ dB} \quad (183)$$

*Paso 7:* Se calculan las pérdidas de transmisión medias anuales,  $L(q)$ , no rebasadas durante el  $q\%$  del tiempo. De acuerdo con la ecuación (169), siendo  $M = 29,73$  (clima 6):

$$L(50) = 152,9 \text{ dB}; \quad L(90) = 160,8 \text{ dB} \quad (184)$$

$$L(99) = 167,3 \text{ dB}; \quad L(99,9) = 172 \text{ dB} \quad (185)$$

Los resultados de las mediciones de las pérdidas de transmisión anuales son:

$$L_{meas}(50) = 151,8 \text{ dB}; \quad L_{meas}(90) = 162,8 \text{ dB} \quad (186)$$

$$L_{meas}(99) = 169,8 \text{ dB} \quad (187)$$

y los errores de predicción son 0,9 dB, -2 dB y -2,5 dB para el 50%, el 90% y el 99% del tiempo, respectivamente.

En la Recomendación UIT-R P.617 también se presenta un método paso a paso para convertir la distribución anual en distribución del mes más desfavorable.

*Paso 8:* Se determina la diferencia,  $\Delta L(q)$ , entre las pérdidas de transmisión medias anuales y las pérdidas de transmisión medias en el mes más desfavorable durante el  $q\%$  del tiempo. La distancia equivalente puede obtenerse con la ecuación:

$$d_e = \theta ka \times 10^{-3} = 400 \text{ km} \quad (188)$$

En la Recomendación UIT-R P.617 se indican los siguientes valores para  $\Delta L(q)$  en el clima 6 para una distancia equivalente de 400 km:

$$\Delta L(50) = 5,9 \text{ dB}; \quad \Delta L(90) = 5,1 \text{ dB} \quad (189)$$

$$\Delta L(99) = 4,4 \text{ dB}; \quad \Delta L(99,9) = 4,0 \text{ dB} \quad (190)$$

*Paso 9:* Se calculan las pérdidas de transmisión medias en el mes más desfavorable,  $L_w(q)$ , durante el  $q\%$  del tiempo añadiendo la diferencia,  $\Delta L(q)$ , a las pérdidas de transmisión medias,  $L(q)$ :

$$L_w(50) = 158,6 \text{ dB}; \quad L_w(90) = 165,9 \text{ dB} \quad (191)$$

$$L_w(99) = 171,5 \text{ dB}; \quad L_w(99,9) = 176 \text{ dB} \quad (192)$$

No se dispone de datos para el mes más desfavorable.

#### 4.2.3 Resultados de las pruebas

Se han realizado pruebas con distintos métodos [Zhang, 1988; Rice y otros, 1967 y Boithias y Battesti, 1965]. En el Cuadro 6 se muestran los resultados de las pruebas donde, para simplificar, los métodos indicados se denominan I, II y III, respectivamente.

CUADRO 6

#### Errores de predicción en trayectos con dispersión troposférica

Trayecto N.º	Porcentaje de tiempo								
	50%			90%			99,9%		
	I	II	III	I	II	III	I	II	III
908	2,4	0,1	6,9	2,1	-2,4	5,3			
1440	-5,5	-10,5	-5,7	-6,9	-11,1	-9,0	-9,0	-12,7	-12,7
1441	-0,9	-6,0	-1,1	-1,1	-4,9	-2,4	-0,8	-3,8	-3,0
2064	1,7	-3,2	1,9	3,5	0,7	2,4	4,7	3,6	2,6
2272	-4,4	-6,3	1,5	-5,6	-10,2	-1,5	-5,3	-12,2	-2,8
2273	5,0	3,3	10,8	5,5	1,2	9,8	5,5	-1,0	8,6
2304	0,7	0,4	11,1	-2,3	-5,2	6,6	-2,7	-7,7	4,9
2305	0,6	-3,8	3,7	-0,1	-5,5	1,2	0,6	-5,8	0,3
2306	-4,9	-5,1	5,5	-3,1	-5,9	6,0	-0,8	-5,6	7,3
2307	0,9	-3,3	4,1	3,9	-1,3	5,5	7,3	1,2	7,6
4901	2,9	-0,2	6,1	3,3	2,7	8,2	6,3	7,7	12,6
5006	3,5	-1,2	5,0	7,1	3,5	7,2	4,1	1,4	3,0
5009	-2,0	-6,0	3,9	-2,3	-4,8	2,5	-6,9	-8,4	-3,2
9009	0,9	-0,9	14,9	-0,7	-2,7	12,4	-1,4	-3,6	10,8
9018	2,5	-1,6	2,5	1,1	0,1	1,1	0,3	1,9	0,3
9019	0,7	-1,2	5,6	1,5	0,8	5,4			
9034	3,7	1,8	10,8	1,8	-1,4	7,6	1,5	-2,9	6,1
9041	0,0	-2,6	6,4	7,4	5,9	10,0	10,5	10,0	10,0
9042	0,0	-1,1	-0,5	-4,1	-4,6	-4,7	-7,9	-7,9	-8,6
9043	0,0	0,7	4,6	6,9	7,6	-9,4			
9045	-0,4	-2,8	4,0	-3,2	-7,7	-0,7	-2,7	-8,9	-1,7
9046	0,1	-2,0	4,5	0,6	-3,2	3,9	2,5	-2,6	4,8
A	-3,7	-9,1	-2,7						
B	-0,6	-4,3	1,4						
C	-3,6	-7,6	-0,5						
<b>Error medio</b>	0,0	-2,9	4,2	0,7	-2,2	3,9	0,3	-3,0	2,5
<b>Valor eficaz del error</b>	2,7	4,4	6,2	4,0	5,2	6,5	5,2	6,8	7,0

## 4.2.4 Pérdida combinada y su variabilidad

### 4.2.4.1 Efecto de frecuencia

Se suele aceptar que las pérdidas de transmisión medias a largo plazo entre antenas isotropas (pérdidas de transmisión básicas) aumentan con la tercera potencia de la frecuencia hasta 3 GHz, y linealmente con la atenuación relativa en el espacio libre. Con un periodo de muestreo inferior a una hora, la dependencia con la frecuencia de la atenuación relativa en el espacio libre varía entre  $f^2$  y  $f^{1/3}$  [Eklund y Wickerts, 1968]. Además, las mediciones realizadas en Francia a 460 MHz y 2220 MHz sobre dos distancias, 325 km y 165 km, muestran que la ley de dependencia con la frecuencia es aproximadamente  $f^2$  para el 1% del tiempo y  $f$  para el 99% del tiempo en el enlace largo, y aproximadamente  $f^{1.5}$  para el 1% del tiempo y  $f^{0.5}$  para el 99% del tiempo en el enlace corto. Esta dependencia era algo mayor en verano que en invierno, especialmente en el enlace corto [Boithias y Battesti, 1983].

### 4.2.4.2 Variación de las pérdidas de transmisión a largo y a corto plazo

Se han observado variaciones tanto rápidas como lentas de la intensidad de campo. El desvanecimiento lento se debe a cambios generales de las condiciones de refractividad de la atmósfera, y el desvanecimiento rápido al movimiento de pequeñas irregularidades. Las variaciones lentas pueden describirse adecuadamente mediante las distribuciones de las pérdidas de transmisión medias por hora, que son aproximadamente lognormal con desviaciones típicas entre 4 dB y 8 dB, en función del clima.

El desvanecimiento rápido es el resultado de la superposición de una serie de variables, componentes incoherentes, cuya amplitud tiene una distribución de Rayleigh. Se ha visto que esto es casi cierto cuando se analiza la distribución durante periodos de hasta cinco minutos. Si otros tipos de señales contribuyen a la señal recibida, se modifica esta distribución. Se han observado desvanecimientos súbitos, profundos y rápidos cuando una perturbación frontal pasa sobre el enlace. Los reflejos de las aeronaves pueden producir un desvanecimiento rápido pronunciado.

El desvanecimiento rápido tiene una frecuencia de unos pocos desvanecimientos por minuto en ondas métricas y de unos pocos hertzios en ondas decimétricas. La frecuencia del desvanecimiento rápido se ha estudiado en términos de la función de autocorrelación temporal, que permite determinar la frecuencia de desvanecimiento media durante los cortos periodos de tiempo en que la señal es estacionaria. El valor mediano de la frecuencia de desvanecimiento media aumenta casi proporcionalmente con la longitud del trayecto y la frecuencia portadora; y disminuye ligeramente al aumentar el diámetro de la antena. La rapidez del desvanecimiento es particularmente importante en la transmisión de señales digitales. El efecto del desvanecimiento rápido puede reducirse mediante la recepción con diversidad.

La subdivisión del desvanecimiento en dos componentes (lento y rápido) es bastante arbitraria y sólo pretende facilitar el análisis matemático de este fenómeno. Es necesario añadir las fluctuaciones rápidas a las variaciones lentas en el nivel de recepción. De esa forma puede deducirse la ley resultante para la señal recibida habida cuenta de que el valor medio de la variable de Rayleigh es en sí mismo una variable aleatoria que obedece a una ley lognormal. Para las aplicaciones prácticas puede utilizarse un método gráfico que combina las distribuciones de desvanecimientos rápidos y lentos [Panther, 1972].

### 4.2.4.3 Variaciones estacionales y diurnas

En la mayoría de los climas, las pérdidas de transmisión presentan importantes variaciones estacionales a lo largo del año. En cuanto a las variaciones diurnas, las máximas pérdidas de transmisión aparecen al final de la tarde y las mínimas durante la mañana.

En los climas templados, las pérdidas medias mensuales tienden a ser más altas en invierno que en verano. La gama se sitúa entre 10 y 15 dB en trayectos de 150 a 200 km sobre tierra, pero se reduce al aumentar la distancia. Los trayectos sobre el mar tienen más posibilidades de verse afectados por la superrefracción y las capas elevadas que los trayectos sobre suelo y, por tanto, experimentan mayores variaciones. Esto mismo se aplica a las regiones costeras llanas a baja altitud de las zonas marítimas.

En los climas desérticos secos y cálidos, la atenuación alcanza su máximo en verano. La variación anual de las medias mensuales va de 15 a 20 dB en enlaces de entre 200 y 300 km, pero también disminuye al aumentar la distancia. En estos climas se han observado variaciones que superan los 20 dB entre valores medios por hora.

En los climas ecuatoriales, las variaciones anuales y diurnas son considerablemente más pequeñas, alcanzándose los mayores valores de pérdidas de transmisión durante la estación de lluvias.

En los climas monzónicos en los que se han efectuado mediciones (Senegal y Barbados), hay dos altos niveles por año, uno durante la estación seca y la otra durante la estación de lluvias. Cabe mencionar que en estos climas los valores máximos de  $N_S$  (refractividad cerca de la superficie de la Tierra) se producen durante la estación de lluvias.

## 5 Distorsión inducida por la propagación

La distorsión generada por retardos de trayectos múltiples causa un ruido de intermodulación en los enlaces analógicos y una interferencia entre símbolos en los enlaces digitales. El retardo por trayectos múltiples,  $T_m$ , es una medida de la anchura de la forma de onda recibida en el dominio de tiempo cuando se transmite una única función impulsiva por el canal. Su inversa se denomina anchura de banda de coherencia,  $B_c$ , que, desde el punto de vista práctico, define la anchura de banda disponible o de transmisión [Hall, 1979; Boithias, 1983]. No se observan efectos significativos si la anchura de banda de la señal transmitida,  $B$ , se encuentra dentro de  $B_c$  o si la duración del impulso de una señal digital transmitida es mucho más larga que  $T_m$ . Sin embargo, cuando la anchura de banda de la señal se amplía progresivamente o se aumenta paulatinamente la velocidad binaria de la señal digital, la señal recibida se distorsiona cada vez más, de manera que aumenta el ruido de intermodulación en los sistemas analógicos y crece la tasa de errores, causada por la interferencia entre símbolos, en los sistemas digitales.

El retardo por trayectos múltiples en la propagación con dispersión troposférica suele oscilar entre 0,1 y 1,0  $\mu$ s, en función de la geometría del trayecto y de la anchura del haz de la antenna. Este parámetro puede calcularse teóricamente [Bello, 1969]. No obstante, aparte de la complejidad matemática que presenta, su concordancia con los datos experimentales es sólo parcial [Roda, 1988]. Puede hacerse una primera estimación de  $T_m$  a partir de los cambios de fase relacionados con el tamaño del volumen común de los haces de las antenas, es decir la diferencia de trayecto,  $\Delta d$ , que se calcula de la siguiente manera:

$$\Delta d(m) = (\Omega^2 + \Omega\theta) \frac{d \times 10^3}{2} \quad (193)$$

donde  $\Omega$  es la anchura del haz de la antenna a 3 dB y  $\theta$  y  $d$  se muestran en la Fig. 14, midiéndose los ángulos en mrad y la distancia en km. Por consiguiente,  $T_m$  ( $\mu$ s) puede determinarse como sigue:

$$T_m(\mu s) = \Delta d / (3 \times 10^2) \quad (194)$$

En lo que respecta a los enlaces analógicos, la evaluación del ruido de intermodulación representa un problema bastante difícil, que no se ha podido resolver completamente. Existen algunos métodos aproximados [Medhurst, 1959; Beach y Trecker, 1963 y Sunde, 1964] y los estudios experimentales realizados en Francia [Battesti y Boithias, 1971] demuestran que:

- el aumento de la ganancia de la antenna amplía la anchura de banda de transmisión hasta tal punto que también aumenta la degradación de la ganancia (es decir, para ganancias superiores a unos 30 dB);
- si todos los demás parámetros son iguales, la anchura de banda de transmisión depende de la estructura atmosférica y, por tanto, de la zona climática en cuestión;
- la anchura de banda utilizable se estrecha a medida que aumenta la distancia, pero este fenómeno viene determinado por una ley que no es la misma en todos los climas;
- la anchura de banda utilizable se estrecha cuando los ángulos de salida son positivos, y se ensancha cuando estos ángulos son negativos.

En los enlaces digitales, para velocidades binarias de hasta 2 Mbit/s, la distorsión por trayectos múltiples no suele ser un problema. Sin embargo, cuando la velocidad binaria es superior, aumenta la tasa de errores en los bits en función de la relación  $T_m/T$ , donde  $T$  es la duración de los símbolos transmitidos. El aumento de la tasa de la proporción de bits erróneos (BER) es despreciable para una relación  $T_m/T$  de hasta 0,2 ~ 0,3 y, por encima de este límite aumenta rápidamente. La manera más eficaz de contrarrestar la distorsión por trayectos múltiples es combinar la recepción con diversidad y la ecualización adaptable. Este problema también puede reducirse si el ángulo de dispersión y la anchura de haz de la antena se mantienen al mínimo posible, minimizando así la diferencia de trayecto más amplia en el volumen común.

## 6 Técnicas de diversidad

El término diversidad se refiere a la recepción simultánea de dos o más señales que cursan la misma información. La recepción con diversidad es obligatoria en los radioenlaces con dispersión troposférica a fin de anular el efecto de la variabilidad de la señal recibida. Para mejorar la recepción, las señales de diversidad han de estar lo menos correlacionadas posible. Las configuraciones con diversidad típicas son: diversidad en el espacio, diversidad en frecuencia, diversidad en ángulo, diversidad de polarización y diversidad temporal.

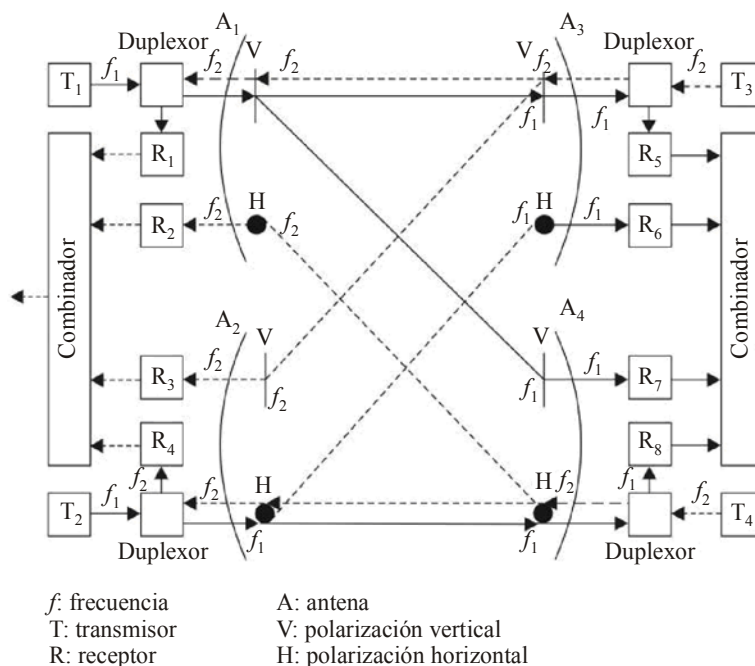
### 6.1 Diversidad en el espacio

Se trata de la configuración más utilizada. Los sistemas actuales suelen emplear la diversidad en el espacio-polarización cuádruple, con dos antenas con polarización cruzada en cada terminal para separar las dos señales que llegan a cada antena receptora, como se ve en la Fig. 20.

El diseño de este sistema de diversidad cuádruple es muy importante, pues los trayectos radioeléctricos son sólo parcialmente independientes y es necesario determinar cuidadosamente la separación de las antenas para obtener una descorrelación aceptable [Larsen, 1980]. En ocasiones se utiliza la diversidad en el espacio doble. Los ahorros que se logran con un terminal de diversidad doble en comparación con el de diversidad cuádruple van en detrimento de la fiabilidad, pues este último seguirá funcionando (con una calidad de funcionamiento reducida) aunque falle uno de sus transmisores [Roda, 1988].

FIGURA 20

Configuración de diversidad en el espacio cuádruple



El efecto de la diversidad en el espacio ha sido estudiado por Fehlhaver y Grosskopf [1967]. La adecuada separación,  $\Delta h$ , de dos antenas receptoras en un sistema con diversidad en el espacio depende de la longitud, definida por la función de correlación espacial y por el diámetro de la antena receptora. Dado el carácter estadístico de la longitud, se debe utilizar un valor rebasado durante el 1% del tiempo. En la Recomendación UIT-R P.617 se encuentran las formulas empíricas para determinar  $\Delta h$ , tanto para la separación vertical como horizontal.

## 6.2 Diversidad en frecuencia

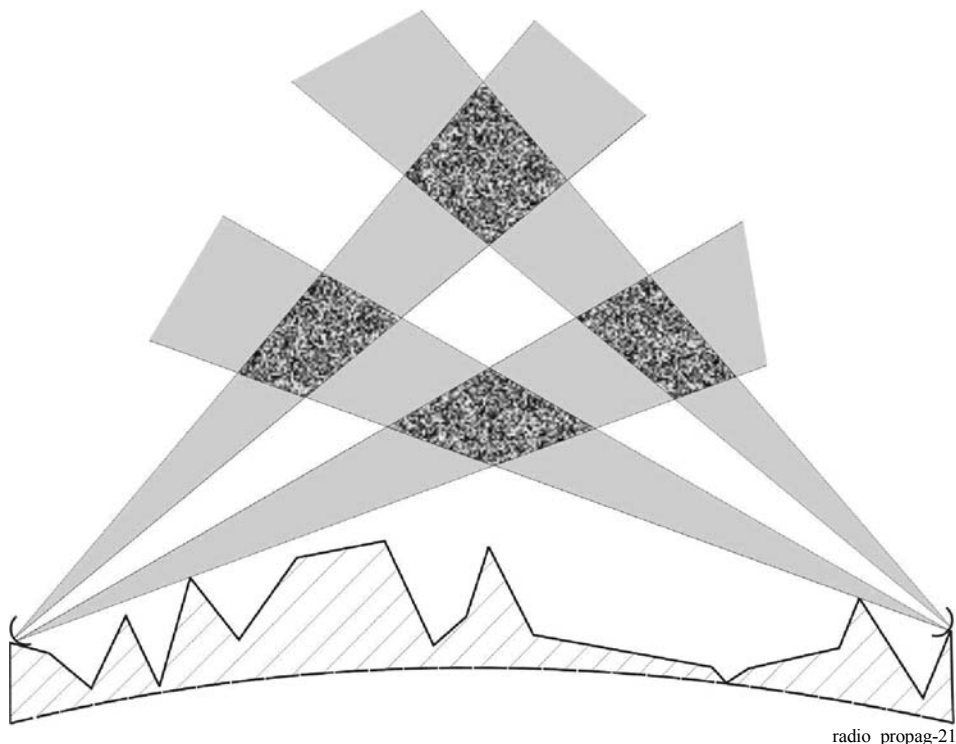
Por lo general, no se recomienda esta configuración a causa de la congestión del espectro radioeléctrico. Se ha estudiado la variación del coeficiente de correlación de frecuencia en función de la longitud del trayecto [Fehlhaver, 1967]. Este mismo autor ha estudiado la separación de frecuencia,  $\Delta f$ , adecuada. Como resultado de este estudio, en la Recomendación UIT-R P.617 se presenta una fórmula práctica como una función de la frecuencia, el diámetro de la antena, el ángulo de dispersión y la longitud en sentido vertical.

## 6.3 Diversidad en ángulo

En la antena receptora se utilizan alimentadores en disposición vertical para lograr distintos valores comunes con separación vertical, como ocurre con la diversidad en el espacio vertical. En los sistemas con diversidad doble, la señal se transmite por un haz y se recibe por dos haces separados con ángulos de llegada distintos. Aunque los dos haces también pueden tener una separación horizontal, se ha observado que con la separación vertical se consiguen mejores resultados [Roda, 1988]. En los sistemas con diversidad cuádruple, la señal se envía con la misma frecuencia por dos haces diferentes, creando así cuatro volúmenes comunes, como se ve en la Fig. 21.

Los distintos trayectos están razonablemente descorrelacionados, pero ha de tenerse cuidado, pues sus atenuaciones son diferentes. En la Recomendación UIT-R P.617 se presenta una fórmula práctica para determinar la separación angular entre haces.

FIGURA 21  
Diversidad en ángulo



## 6.4 Diversidad de polarización

Hay pruebas experimentales de que con esta configuración no se logra la ganancia de diversidad, aunque, cuando se utiliza junto con la diversidad en el espacio (véase la Fig. 21), la discriminación por polarización permite la separación de dos señales transmitidas en la misma frecuencia con polarizaciones ortogonales, y en la antena receptora mediante la utilización de sondas ortogonales en el alimentador.

## 6.5 Diversidad temporal

La señal de información se transmite repetitivamente a intervalos más largos que la inversa de la tasa de desvanecimiento media. Puede lograrse un tipo de diversidad temporal en caso de trayectos múltiples cuando se transmiten señales con suficiente anchura de banda,  $B > B_c$ , de manera que pueda considerarse que los trayectos múltiples crean una serie de ecos. Esta diversidad de trayectos múltiples, denominada diversidad implícita por Roda [1988], puede obtenerse empleando técnicas especiales de modulación, codificación de señal, etc. Los saltos de frecuencia y la ecualización adaptable son ejemplos prácticos de esta técnica.

## 6.6 Combinación de técnicas

En la práctica hay cuatro sistemas de combinación de diversidad:

- a) *Diversidad de exploración*: un dispositivo selector explora los canales siguiendo una secuencia fija hasta que encuentra una señal por encima de un umbral predeterminado, utiliza esa señal hasta que cae por debajo del umbral y, a continuación, explora los demás canales siguiendo la misma secuencia fija hasta que vuelve a encontrar una señal por encima del umbral.
- b) *Diversidad de selección*: es una versión más elaborada de la técnica descrita anteriormente, y en este caso se selecciona la mejor señal disponible.
- c) *Diversidad de relación máxima*: antes de la combinación, las señales de diversidad se amplifican de manera inversamente proporcional a la potencia de ruido con el objetivo de lograr una relación señal/ruido combinada que, en todo momento, es igual o superior que la mejor de las relaciones señal/ruido.
- d) *Diversidad de ganancia igual*: todas las señales de diversidad se combinan tras obtener la misma ganancia de amplificación.

En las Figs. 22 y 23 se presenta una comparación entre las técnicas de selección, de relación máxima y de ganancia igual en ejemplos de diversidad doble y cuádruple, respectivamente [Brennan, 1959].

El combinador de relación máxima es el método más utilizado, aunque la técnica de ganancia igual puede simplificar el equipo y su mantenimiento, sacrificando apenas (alrededor de 1 dB en el caso de la diversidad cuádruple) la calidad de funcionamiento.

## 6.7 Ganancia de diversidad

Como se puede ver en las Figs. 22 y 23, la utilización de la diversidad da como resultado una ganancia de diversidad para cada porcentaje de tiempo y esta ganancia aumenta al hacerlo el porcentaje en cuestión. Por ejemplo, con diversidad doble de selección la ganancia de diversidad es de 15 dB para el 99,9% del tiempo, pues una señal de 28 dB por debajo de la media aumenta hasta 13 dB por debajo de la media.

No obstante, cabe señalar que el término ganancia de diversidad, generalmente empleado para describir la eficacia de las diversas configuraciones de diversidad, no es una definición normalizada. Por ejemplo, en algunos casos, este término significa diversidad que reduce la fracción de tiempo durante la cual la señal cae a niveles no utilizables.

FIGURA 22  
Curvas de distribución con diversidad doble

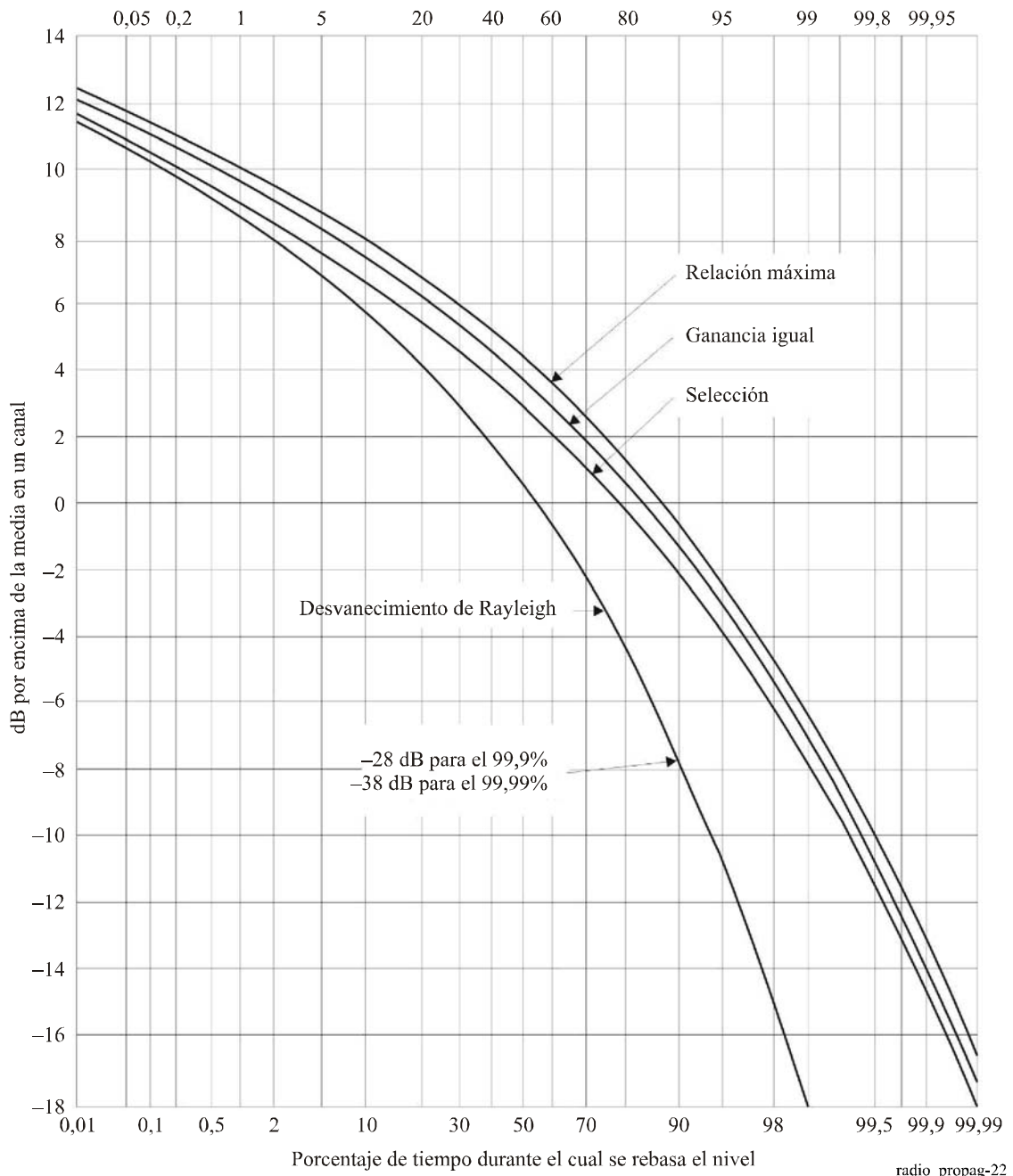
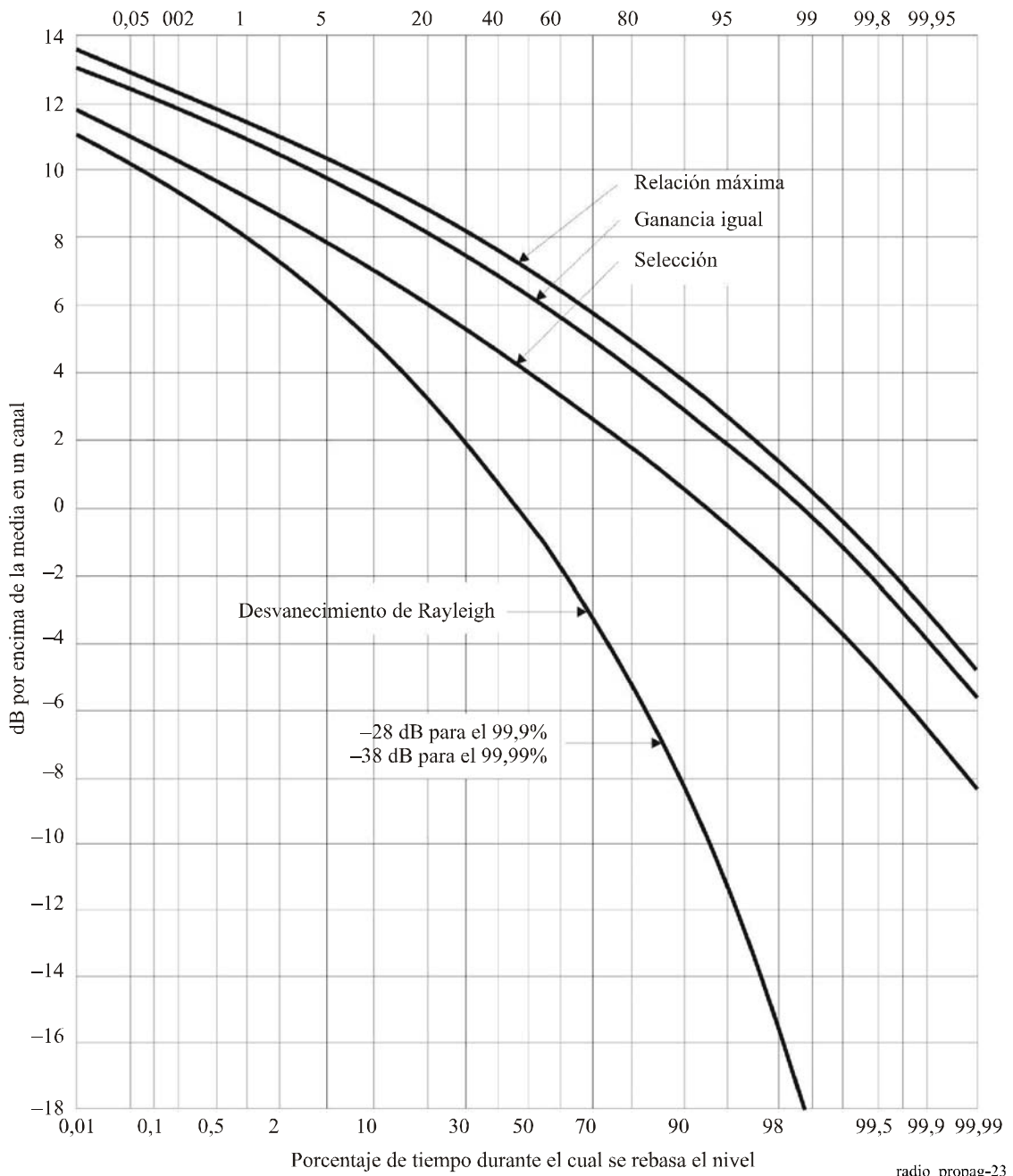




FIGURA 23  
Curvas de distribución con diversidad cuádruple



## Referencias

- ASSIS, M. S. [1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 19, p. 292-295.
- ASSIS, M. S. [1982] Effect of lateral profile on diffraction by natural obstacles. *Radio Sci.*, Vol. 17, 5, p. 1051-1054.
- ASSIS, M. S. [1986] Tropospheric propagation at low latitude areas. IEEE Global Telecommunications Conference, Houston, TX, Estados Unidos de América.
- BARNETT, W. T. [1979] Microwave line-of-sight propagation with and without frequency diversity. *Bell BSTJ*, Vol. 49, 8, p. 1827-1871.
- BATTESTI, J. y BOITHIAS, L. [1971] Nouveaux éléments sur la propagation par hétérogénéités de l'atmosphère. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 26, p. 15-20.
- BEACH, C. D. y TRECKER, J. M. [1963] A method for predicting interchannel modulation due to multipath propagation in FM and PM tropospheric radio systems. *BSTJ*, Vol. 42, p. 1-36.
- BELLO, P. A. [1969] A troposcatter channel model. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. 17, p. 130-137.
- BOITHIAS, L. [1983] *Propagation des Ondes Radioélectriques dans l'Environnement Terrestre*. Editions Dunod, Paris, Francia.
- BOITHIAS, L. y BATTESTI, J. [1964] Etude expérimentale de la baisse de gain d'antenne dans les liaisons transhorizon. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 19, 9-10, p. 221-229.
- BOITHIAS, L. y BATTESTI, J. [1965] Les faisceaux hertziens transhorizon de haute qualité. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 20, 7-8, p. 138-150.
- BOITHIAS, L. y BATTESTI, J. [1983] Propagation due to tropospheric inhomogeneities. *Proc. IEE*, Vol. 130, Part F, 7, 657-664.
- BOOKER, H. G. y GORDON, W. E. [1950] A theory of radio scattering in the troposphere. *Proc. IRE*, Vol. 38, p. 401-412.
- BORN, M. y WOLF, E. [1970] *Principles of optics*. Pergamon Press, Oxford, Reino Unido.
- BREMMER, H. [1949] *Terrestrial Radio Waves*. Elsevier Publishing Co., Amsterdam, Países Bajos.
- BRENNAN, D. G. [1959] Linear diversity combining techniques. *Proc. IRE*, Vol. 47, p. 1075-1102.
- BULLINGTON, K. [1947] Radio propagation at frequencies above 30 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 35, 10, p. 1122-1136.
- CRYSDALE, J. H. [1958] Comparison of some experimental terrain diffraction losses with predictions based on Rice's theory for diffraction by a parabolic cylinder. *IRE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 6, p. 293-295.
- DEYGOUT, J. [1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 14, p. 480-489.
- DOUGHERTY, H. T. y MALONEY, L. J. [1964] Application of diffraction by convex surfaces to irregular terrain situations. *Radio Sci.*, J. Res. NBS, Vol. 68D, p. 239-250.
- DOUGHERTY, H. T. y WILKERSON, R. E. [1967] Determination of antenna height for protection against microwave diffraction fading. *Radio Sci.*, Vol. 2, p. 161-165.
- DU CASTEL, F. [1966] *Tropospheric radiowave propagation beyond the horizon*. Pergamon Press, New York, Estados Unidos de América.
- EKLUND, F. y WICKERTS, S. [1968] Wavelength dependence of microwave propagation far beyond the radio horizon. *Radio Sci.*, Vol. 3, 11, 1066-1074.
- ELIADES, D. E. [1993] Alternative derivation of the cascaded cylinder diffraction model. *Proc. IEE*, Part H, Vol. 140, p. 279-284.
- EPSTEIN J. y PETERSON, D. W. [1953] An experimental study of wave propagation at 850 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 41, 5, p. 595-611.
- FEHLHABER, L. [1967] Selektiver Schwund, übertragbare Bandbreite und Frequenzdiversity auf troposphärischen Scatterstrecken im Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 10 GHz. *Tech. Ber. FTZ*, No. 5589.

- FEHLHABER, L. y GROSSKOPF, J. [1967] Das elektromagnetische Feld am Empfangsort einer troposphärischen Scatterstrecke. *NTZ*, Vol. 20, p. 511-520.
- FOCK, V. A. [1965] *Electromagnetic diffraction and propagation problems*. Pergamon Press, New York, Estados Unidos de América.
- FRIIS, H. T., CRAWFORD, A. B. y HOGG, D. C. [1957] A reflection theory for propagation beyond the horizon. *BSTJ*, Vol. 36, p. 627-644.
- FURUTSU, K. [1963] On the theory of radio wave propagation over inhomogeneous earth. *J. Res. NBS*, Vol. 67D, p. 39-62.
- FURUTSU, K. y WILKERSON, R. E. [1970] Obstacles gain in radio-wave propagation over inhomogeneous earth. *Proc. IEE*, Vol. 117, p. 887-893.
- FURUTSU, K. y WILKERSON, R. E. [1971] Optical approximation for the residue series for terminal gain in radio-wave propagation over inhomogeneous earth. *Proc. IEE*, Vol. 118, p. 1197-1202.
- GIOVANELI, C. L. [1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 32, p. 297-301.
- HALL, M. P. M. [1979] *Effects of the troposphere on radio communications*. Peter Peregrinus Ltd, Stevenage, Reino Unido.
- HUFFORD, G. A. [1952] An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface. *Quart. J. Appl. Math.*, Vol. 9, p. 391-404.
- LARSEN, R. [1980] Quadruple space diversity in troposcatter systems. *Marconi Rev.*, p. 28-55.
- MEDHURST, R. G. [1959] Echo distortion in frequency modulation. *Electron. Radio Eng.*, Vol. 36, p. 253-259.
- MILLINGTON, G. [1949a] Ground wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. *Proc. IEE*, Part III, Vol. 96, p. 53-64.
- MILLINGTON, G. [1949b] Ground wave propagation across a land/sea boundary. *Nature*, Vol. 163, p. 128.
- MILLINGTON, G. y ISTEAD, G. A. [1950] Ground wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. *Proc. IEE*, Part III, Vol. 97, p. 209-222.
- MILLINGTON, G.; HEWITT, R. y IMMIRZI, F. S. [1962] Double knife-edge diffraction in field-strength prediction. *Proc. IEE*, Vol. 109C, p. 419-429.
- MONTEATH, G. D. [1951] Applications of the compensation theorem to certain radiation and propagation problems. *Proc. IEE*, Vol. 98, p. 23-30.
- OTT, R. H. [1971] An alternative integral equation for propagation over irregular terrain II. *Radio Sci.*, Vol. 6, p. 429-435.
- OTT, R. H. y BERRY, L. A. [1970] An alternative integral equation for propagation over irregular terrain. *Radio Sci.*, Vol. 5, p. 767-771.
- PANTHER, P. F. [1972] *Communications systems design – Line-of-sight and troposcatter systems*. McGraw-Hill, New York, Estados Unidos de América.
- POGOZELSKI, R. J. [1980] A note on some common diffraction links models. *Radio Sci.*, Vol. 17, p. 1536-1540.
- RICE, P. L.; LONGLEY, A. G.; NORTON, K. A. y BARSIS, A. P. [1965 (Rev. 1967)] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Tech. Note 101, Vols. 1 and 2, U.S. Dep. of Commerce. (Disponible como AD687-820, Natl. Tech Inf. Serv., Springfield, Va.)
- RODA, G. [1988] *Troposcatter radio links*. Artech House, Boston, Estados Unidos de América.
- SHARPLES, P. A. y MEHLER, M. J. [1989] Cascaded cylinder model for predicting terrain diffraction loss at microwave frequencies. *Proc. IEE*, Part H, Vol. 136, p. 331-337.
- SUNDE, E. D. [1964] Intermodulation distortion in analog FM troposcatter systems. *BSTJ*, Vol. 43, p. 399-435.
- SURENIAN, D. [1965] Experimental results of angle diversity system tests. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. 13, p. 208-219.

- VOGLER, L. E. [1982] An attenuation function for multiple knife-edge diffraction. *Radio Sci.*, Vol. 17, **6**, p. 1541-1546.
- WAIT, J. R. [1974] Recent analytical investigations of electromagnetic ground wave propagation over inhomogeneous earth models. *Proc. IEEE*, Vol. 62, p. 1061-1072.
- WAIT, J. R. y CONDA, A. M. [1959] Diffraction of electromagnetic waves by smooth obstacles for grazing angles. *J. Res. NBS*, Vol. 63D, p. 181-197.
- ZHANG, M. [1977] Tropospheric scatter propagation. Monograph of China Research Institute of Radiowave Propagation.
- ZHANG, M. [1988] An Improved method for predicting the transmission loss due to troposcatter. International Symposium on Radio Propagation, Beijing, P. R. China.

## PARTE 3

### ENLACES ÓPTICOS EN EL ESPACIO LIBRE

#### 1 Introducción

Esta parte del Manual UIT-R se refiere a la planificación y diseño de enlaces ópticos en el espacio libre (FSO). Se proporciona información sobre los métodos de cálculo de las diversas aportaciones a la atenuación total en este tipo de enlaces, que se presentan en la Recomendación UIT-R P.1817. También se tratan brevemente otros temas que se han de tener en cuenta al diseñar sistemas FSO, así como un ejemplo de aplicación.

#### 2 Consideraciones iniciales para el diseño de un enlace FSO

A la hora de diseñar enlaces FSO han de tenerse en cuenta diversos efectos como las pérdidas debidas a la absorción atmosférica, la dispersión y las turbulencias, los microclimas y los efectos localizados, la distancia del enlace, los errores de puntería, la selección de la longitud de onda, la velocidad de datos, los posibles daños para la vista y la atenuación solar ambiente.

El funcionamiento de un sistema FSO requiere que haya visibilidad directa. Al hacer las pruebas de visibilidad directa, como los sistemas FSO utilizan la expansión de haz y un haz colimado, la zona despejada necesaria entre el centro del haz y cualquier obstáculo es igual al radio del haz, contrariamente a los sistemas de RF, donde se necesita una zona despejada de Fresnel.

El principal inconveniente de los sistemas FSO es su vulnerabilidad a los efectos de la atmósfera, como la atenuación y el centelleo, que pueden reducir la disponibilidad del enlace. Del mismo modo, la alineación del terminal de comunicaciones por láser es más importante que en los sistemas de RF normales, dada la estrechez del haz.

Un parámetro clave en el diseño de los enlaces FSO es la consideración del balance de potencia. El margen del enlace,  $M_{link}$  (dB), que es la potencia disponible por encima de la sensibilidad del receptor, puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$M_{enlace} = P_e - S_r - A_{geo} - A_{atmo} - A_{centelleo} - A_{sistema} \quad (195)$$

donde:

- $P_e$ : potencia total del emisor (dBm)
- $S_r$ : sensibilidad del receptor, que depende de la anchura de banda (velocidad de datos) (dBm)
- $A_{geo}$ : atenuación geométrica del enlace debida al ensanchamiento del haz transmisor (dB)
- $A_{atmo}$ : atenuación atmosférica debida a la absorción y la dispersión (dB)
- $A_{centelleo}$ : atenuación debida a las turbulencias atmosféricas (dB)
- $A_{sistema}$ : representa las demás pérdidas dependientes del sistema (dB), como la pérdida debida a errores de puntería, la pérdida óptica del receptor, la pérdida por fluctuación lenta de fase del haz, la atenuación por la luz ambiente (radiación solar), etc.

A continuación figuran la definición y el cálculo de estos términos, así como las consideraciones iniciales para la planificación de un enlace FSO.

La elección el emplazamiento adecuado para el enlace es un punto importante para el correcto funcionamiento de un sistema FSO. La instalación de enlaces FSO ha de tener en cuenta las condiciones meteorológicas predominantes, los obstáculos físicos y el tipo de superficie a lo largo del trayecto, así como las disposiciones de montaje del transceptor, para garantizar el óptimo funcionamiento del enlace.

**Condiciones meteorológicas**

- Las condiciones meteorológicas, y en especial la climatología local, en las cercanías del trayecto del enlace elegido influirán en la posibilidad de que de aparezca nieve, lluvia, niebla, neblinas, aerosoles y polvo/arena que puedan contribuir a la absorción y dispersión de la señal transmitida.

**Características del trayecto**

- Han de evitarse por todos los medios los obstáculos físicos en el trayecto entre el transmisor y el receptor. Conviene tener en cuenta que los árboles grandes pueden crecer entre 0,5 y 1 m al año y su follaje varía en densidad a lo largo del año.
- Los enlaces entre edificios habrán de tener en cuenta las salidas de ventilación que pueden provocar elevaciones de aire caliente por el trayecto, causando turbulencias que pueden dar lugar a un nivel significativo de centelleo en el receptor.
- La topografía y el tipo de superficie del terreno subyacente a un trayecto FSO con visibilidad directa pueden afectar de manera importante la calidad de funcionamiento del enlace. Los enlaces situados sobre valles fluviales o zonas de mar abierto normalmente experimentarán más incidencias debidas a la niebla. Las estructuras de los edificios por debajo de un enlace pueden dar lugar a actividades térmicas adicionales en el aire que los rodea, lo que, a su vez, puede aumentar el centelleo de la señal recibida.

**Montaje del transceptor**

- La mayoría de sistemas FSO tienen haces muy estrechos y, por tanto, la precisión del montaje de los transceptores reviste una importancia capital: todo error en la alineación causará una importante pérdida de la señal. El montaje ha de ser estable y hacerse directamente en muros sólidos o en lo alto de una única columna. Esto se considera esencial para la fiabilidad del funcionamiento durante un periodo de tiempo. Ha de minimizarse cualquier posibilidad de movimiento resultante de la expansión térmica diferencial o del viento.

**3 Atenuación geométrica**

Incluso en condiciones de cielo despejado, el haz diverge y el detector recibe menos potencia. La atenuación debida a la mayor dispersión del haz de transmisión se denomina atenuación geométrica y se determina con la ecuación (196):

$$A_{geo}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{S_d}{S_{\text{captura}}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{\frac{\pi}{4} (d \theta)^2}{S_{\text{captura}}} \right) \quad (196)$$

donde:

$S_d$ : área de la superficie del haz de transmisión a distancia,  $d$

$S_{\text{capture}}$ : superficie de captura del receptor ( $\text{m}^2$ )

$\theta$ : divergencia del haz (mrad)

$d$ : distancia entre el transmisor y el receptor (km).

**4 Atenuación atmosférica debida a la absorción y la dispersión**

Los enlaces ópticos en el espacio libre (FSO) se ven afectados por la absorción y la dispersión de la luz causadas por la atmósfera de la Tierra. La atmósfera interactúa con la luz debido a su composición, que suele consistir en diversas especies moleculares diferentes, pequeñas partículas en suspensión (aerosoles, niebla) y partículas en precipitación (lluvia, nieve y granizo).

La atenuación de la potencia del láser se describe con la ley de Beer [Weichel, 1990]:

$$\tau(\lambda, d) = \frac{P(\lambda, d)}{P(\lambda, 0)} = \exp\{-\gamma(\lambda) \cdot d\} \quad (197)$$

donde:

- $\tau(\lambda, d)$ : transmitancia a la distancia  $d$  para una longitud de onda  $\lambda$
- $P(\lambda, d)$ : potencia del láser a la distancia  $d$
- $P(\lambda, 0)$ : potencia del láser en la fuente
- $\gamma(\lambda)$ : coeficiente de atenuación o extinción total por unidad de longitud.

El coeficiente de extinción se compone de dos partes:

$$\gamma(\lambda) = A_a + S_a \quad (198)$$

donde  $A_a$  es el coeficiente de absorción ( $A_a$  representa la suma de todos los coeficientes de absorción posibles, es decir, absorción molecular y absorción por aerosoles) y  $S_a$  es el coeficiente de dispersión ( $S_a$  representa la suma de todos los coeficientes de dispersión posibles, es decir, dispersión molecular, dispersión por aerosoles, dispersión por niebla, etc.).

la atenuación atmosférica  $A_{atmo}$  puede expresarse como la suma de dos términos:

$$A_{atmo} = A_{cielo\_despejado} + A_{exceso} \quad (199)$$

donde:

- $A_{cielo\_despejado}$ : atenuación en condiciones de cielo despejado (debida a la presencia de moléculas gaseosas)
- $A_{exceso}$ : atenuación debida a la presencia ocasional de niebla, neblina, bruma, llovizna, lluvia, nieve o granizo.

La atmósfera es un medio de transmisión que varía con el tiempo y, por consiguiente,  $A_{atmo}$  es un proceso estocástico. No obstante, la imposición de límites a la disponibilidad del sistema y, por tanto, a sus efectos, se suele realizar sobre una base estadística. El margen del enlace,  $M_{enlace}$ , representa la cantidad de atenuación que puede tolerar un sistema dado en una distancia dada.

#### 4.1 Atenuación en condiciones de cielo despejado

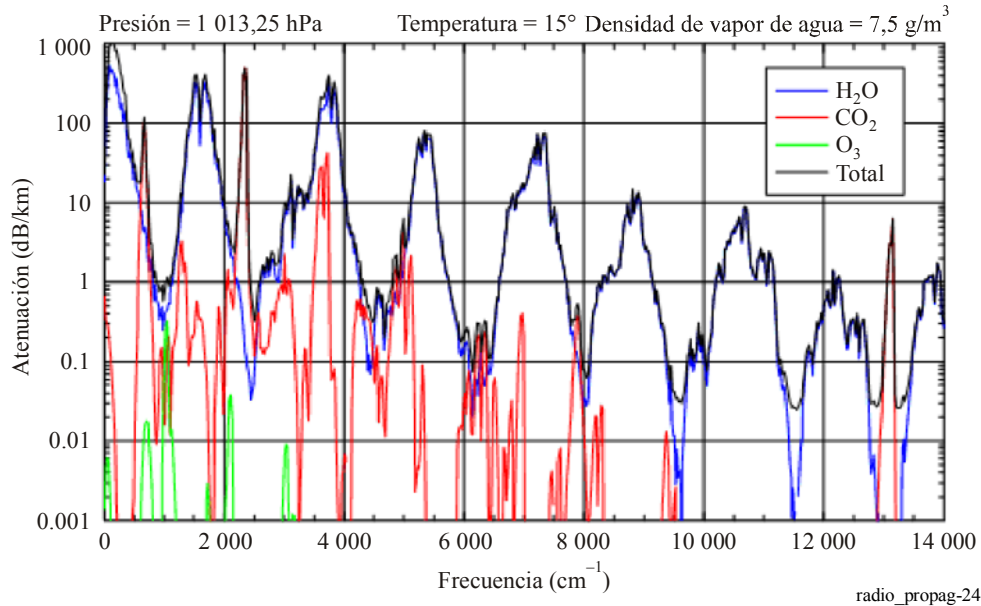
La atenuación en condiciones de cielo despejado es principalmente la atenuación debida a la absorción por las moléculas gaseosas. La absorción de radiaciones que se propagan con una longitud de onda óptica específica en la atmósfera es el resultado de la interacción entre fotones y átomos o moléculas ( $N_2$ ,  $O_2$ ,  $H_2$ ,  $H_2O$ ,  $CO_2$ ,  $O_3$ , etc.), que causan la desaparición del fotón incidente y una elevación de la temperatura. El coeficiente de absorción depende del tipo de moléculas gaseosas y de su concentración.

La absorción molecular es un fenómeno selectivo que da lugar a que la transmisión espectral de la atmósfera presente zonas transparentes, denominadas ventanas de transmisión atmosférica, y zonas opacas, denominadas ventanas de bloqueo atmosférico [Bouchet y otros, 2005 y Andrews y Phillips, 2005]. Las moléculas atmosféricas más importantes que tienen una alta absorción en la banda del infrarrojo (IR) incluyen el agua, el  $CO_2$ , el ozono y el  $O_3$ . En la Fig. 24 se presenta la atenuación específica, calculada utilizando el programa LOWTRAN 7, debida a los gases atmosféricos en la gama de frecuencias (número de onda  $1/\lambda$ ) 20-14 000  $cm^{-1}$  – 600 GHz-420 THz [Gibbins, 1999]. Al ser las moléculas gaseosas mucho más pequeñas que la longitud de onda, la atenuación por dispersión causada por las moléculas gaseosas es despreciable [Pratt, 1969].

Normalmente, las longitudes de onda del láser se eligen de manera que se encuentren en las ventanas de transmisión atmosférica, de manera que  $A_{cielo\_despejado}$  sea despreciable [Weichel, 1990]. Las longitudes de onda generalmente utilizadas en los sistemas FSO son 690, 780, 850 y 1550 nm. Sin embargo, las

aplicaciones en zonas urbanas densas con alto contenido de aerosoles pueden mejorarse ligeramente con una longitud de onda diferente, en comparación con los emplazamientos suburbanos relativamente libres de contaminación.

FIGURA 24

**Atenuación gaseosa en longitudes de onda infrarrojas****4.2 Atenuación en exceso**

Se considera atenuación en exceso la causada por la presencia ocasional de partículas de niebla, neblina, bruma, llovizna, lluvia y nieve. La presencia de estas partículas provoca una redistribución angular del flujo incidente, conocida como dispersión, y reduce la propagación del flujo en el sentido original. No obstante, no hay pérdida de energía, como en el caso de la absorción. El tamaño físico de los dispersores con respecto a la longitud de onda del láser de transmisión determina el tipo de dispersión. En el Cuadro 5 se muestran los tres regímenes de dispersión distintos, en función del tamaño del dispersor y la relación aproximada entre la longitud de onda y el coeficiente de atenuación del dispersor (sección transversal efectiva). En el Cuadro 7 se muestran los tipos de dispersores correspondientes a cada régimen para las longitudes de onda visible e infrarroja (IR) [Kim y otros, 2000; McCartney, 1976 y Wallace y Hobbs, 1977].

CUADRO 7

**Regímenes de dispersión en función del tamaño del dispersor  $r$  con respecto a la longitud de onda  $\lambda$  y relación aproximada entre la longitud de onda y el coeficiente de atenuación del dispersor  $Q(\lambda)$**

	<b>Dispersión de Rayleigh</b>	<b>Dispersión de Mie</b>	<b>Dispersión no selectiva o geométrica</b>
	$r \ll \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^{-4}$	$r \approx \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^{-1,6}$ a $Q(\lambda) \sim \lambda^0$	$r \gg \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^0$
<b>Tipo de dispersor</b>	Moléculas de aire Bruma	Bruma Niebla Aerosol	Niebla Lluvia Nieve Granizo



Dado que en el régimen de Rayleigh la relación es  $Q(\lambda) \sim \lambda^{-4}$ , la contribución de la dispersión molecular aérea al coeficiente de atenuación total es despreciable [Pratt, 1969].

Cuando las partículas son mucho mayores que la longitud de onda, la dispersión puede describirse según la óptica geométrica y no hay dependencia con la longitud de onda del láser. Las gotas de lluvia, la nieve, el granizo, las partículas de nubes y la niebla densa dispersarán geoméricamente la luz láser [Wallace y Hobbs, 1977].

Cuando las partículas tienen un tamaño comparable a la longitud de onda, puede aplicarse el régimen de dispersión de Mie. Esta teoría es complicada pero bien conocida. Las partículas de niebla y de aerosoles son las que más contribuyen al proceso de dispersión de Mie.

Se puede utilizar un método analítico en el que los cálculos de predicción de  $\gamma(\lambda)$  se realizan basándose en la sección transversal efectiva de las partículas atmosféricas, deducida teóricamente, con unas supuestas distribuciones del tamaño de las partículas. Sin embargo, no es fácil modelar o incluso medir la distribución del tamaño de las partículas de los aerosoles o la niebla, que es el parámetro fundamental para determinar sus propiedades físicas y ópticas.

#### 4.2.1 Dispersión de Mie (estimación de la atenuación por niebla)

Dado que no suele ser práctico emplear un método analítico para calcular la atenuación debida a la dispersión de Mie, los expertos en FSO han adoptado métodos empíricos en los que el coeficiente de atenuación debida a la dispersión de Mie está relacionado con la visibilidad.

La definición técnica de visibilidad o alcance visual es la distancia a la que la luz queda reducida a un 2% de su energía original; y visibilidad cualitativa es la distancia a la cual es apenas posible distinguir un objeto oscuro contra el horizonte [Middleton, 1952]. El parámetro de visibilidad puede medirse y almacenarse fácilmente en una estación meteorológica o una base de datos de un aeropuerto, permitiendo así realizar una evaluación geolocal de la calidad de funcionamiento de estos sistemas de telecomunicaciones empleando la distribución de este parámetro. No obstante, cabe señalar que los datos de visibilidad recopilados en los aeropuertos no necesariamente representan las condiciones que se dan en entornos urbanos o en entornos rurales, donde la topografía y la proximidad al agua pueden ser muy distintas.

La siguiente ecuación empírica simplificada, que utilizan desde hace mucho tiempo los expertos en FSO para calcular el coeficiente de atenuación debida a la niebla,  $\gamma_{niebla}(\lambda)$  (dB/km), puede encontrarse en [Weichel, 1990]:

$$\gamma_{niebla}(\lambda) = \frac{3,91}{V} \left( \frac{\lambda}{550 \text{ nm}} \right)^{-q} \tag{200}$$

donde:

$V$ : visibilidad (km)

$\lambda$ : longitud de onda (nm)

$q$ : coeficiente que depende de la distribución del tamaño de las partículas de dispersión.

Se ha determinado a partir de datos experimentales [Kim, 1997; Middleton, 1952], pero sigue siendo objeto de estudio. Aparece en [Weichel, 1990 y Pratt, 1969] como:

$$\begin{aligned} q &= 1,6 && \text{si } V > 50 \text{ km} \\ &= 1,3 && \text{si } 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km} \\ &= 0,585V^{1/3} && \text{si } V < 6 \text{ km} \end{aligned} \tag{201}$$

Para obtener el valor de atenuación rebasada durante un determinado porcentaje de tiempo,  $p$  (es decir, una determinada probabilidad), se necesita el valor de la visibilidad no rebasada durante tal porcentaje,  $p$ , de acuerdo con la ecuación (205). Recientemente, se han propuesto algunas mejoras para calcular la atenuación debida a la niebla, pero siguen en estudio [Al Naboulsi y otros, 2004 y Kim y otros, 2000]. En el Cuadro 8 se muestra el Código Internacional de Visibilidad (IVC), que relaciona las condiciones meteorológicas con una gama de visibilidad [Chu y Hogg, 1968 y McCartney, 1976].

CUADRO 8

**Código Internacional de Visibilidad: condiciones meteorológicas [McCartney, 1976]  
y precipitaciones [Chu y Hogg, 1968] y su correspondiente visibilidad**

Condiciones meteorológicas	Precipitación		Visibilidad	
		mm/hr		
Niebla densa			0 m	
			50 m	
Niebla espesa			200 m	
			500 m	
Niebla moderada			770 m	
	-   - Nieve   -	Tormenta	100	1 km
		1,9 km		
Niebla ligera		Lluvia torrencial	25	2 km
				2,8 km
Niebla fina		Lluvia media	12,5	4 km
				5,9 km
Neblina		Lluvia ligera	2,5	10 km
				18,1 km
Bruma		Llovizna	0,25	20 km
				23 km
Tiempo despejado			50 km	
Tiempo muy despejado				

#### 4.2.2 Atenuación debida a la lluvia

La atenuación específica debida a la lluvia (dB/km) suele determinarse por la relación [Carbonneau y Wisely, 1998; Hiromoto, 1997 y Akiba y otros, 2004]:

$$\gamma_{lluvia} = k \cdot R^\alpha \quad (202)$$

Los parámetros  $\alpha$  y  $k$  son dependientes del emplazamiento; en el Cuadro 9 se presentan los valores medidos:

CUADRO 9

**Parámetros utilizados para estimar la atenuación específica debida a la lluvia**

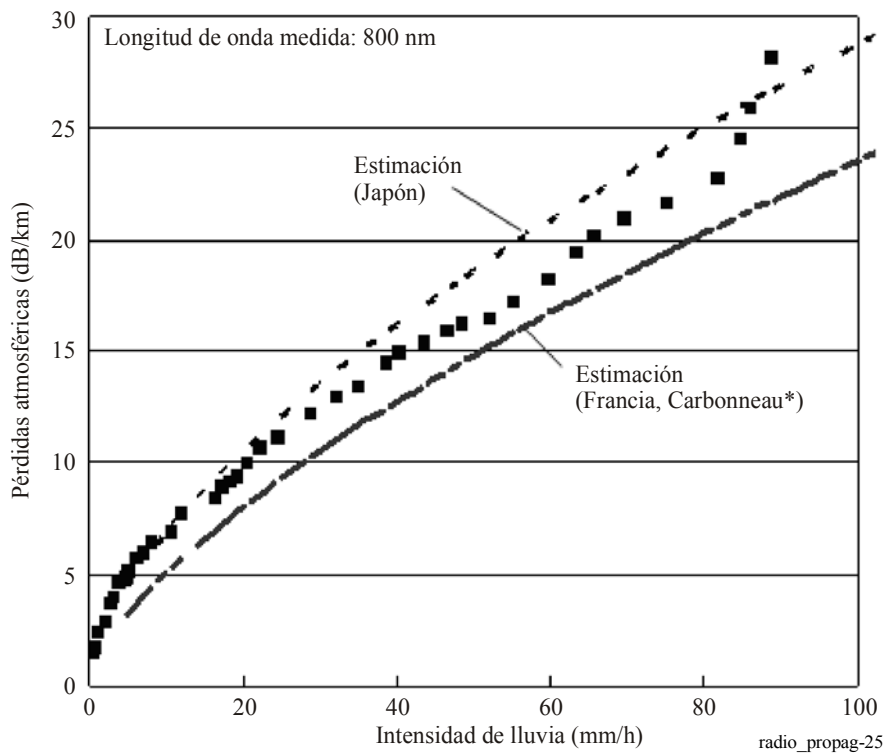
Emplazamiento	$k$	$\alpha$
Japón	1,58	0,63
Francia	1,076	0,67

En la Recomendación UIT-R P.837 figura la intensidad de lluvia,  $R(p)$  (mm/h), rebasada durante determinados porcentajes de tiempo del año medio,  $p$ , y para cualquier emplazamiento. A partir de ahí, con la ecuación (206) se obtiene el valor del nivel de atenuación específica rebasado durante el porcentaje  $p$ .

En la Fig. 25 se muestra la relación entre  $\gamma_{lluvia}$  y la intensidad de lluvia,  $R$ , empleando los parámetros del Cuadro 7 para los datos medidos en Japón.

FIGURA 25

**Atenuación atmosférica debida a la lluvia**



**4.2.3 Atenuación debida a la nieve**

La atenuación, como función de la tasa de precipitación de nieve, se obtiene con la siguiente relación:

$$\gamma_{nieve} = a \cdot S^b \tag{203}$$

donde:

$\gamma_{nieve}$ : atenuación específica debida a la nieve (dB/km)

$S$ : tasa de precipitación de nieve (mm/h)

$a$  y  $b$ : funciones de la longitud de onda, que se obtienen con la siguiente relación, en función de la longitud de onda  $\lambda$  (nm).

CUADRO 10

**Parámetros utilizados para estimar la atenuación específica debida a la nieve**

	<i>a</i>	<i>b</i>
Nieve húmeda	$0,0001023\lambda + 3,7855466$	0,72
Nieve seca	$0,0000542\lambda + 5,4958776$	1,38

**5 Efectos del centelleo**

El segundo mayor fenómeno atmosférico que afecta a la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicaciones por láser es el centelleo atmosférico inducido por las turbulencias, que causa fuertes fluctuaciones en la potencia de la señal recibida.

Las turbulencias atmosféricas originan bolsas temporales de aire con temperaturas ligeramente diferentes, distintas densidades y, por tanto, distintos índices de refracción. Es posible perder datos a causa de la fluctuación lenta de fase del haz y del centelleo a medida que el haz de láser se propaga con deformaciones causadas por estas heterogeneidades del índice de refracción. La importancia de cada efecto dependerá del tamaño de las células de turbulencia con respecto al diámetro del haz del láser.

Si las células de turbulencia son más grandes que el diámetro del haz, todo él se curvará aleatoriamente, pudiendo causar una pérdida de la señal, si llega a salirse de la apertura del receptor [Weichel, 1990 y Kim y otros, 1998]. Con longitudes de onda más largas, la fluctuación lenta de fase del haz será inferior a la de las longitudes de onda más cortas, aunque la dependencia con la longitud de onda es escasa. Si bien mantener un haz estrecho en una traza puede resultar problemático, la tasa de fluctuación es lenta (por debajo de 1 ó 2 kHz), de manera que puede emplearse un sistema de seguimiento.

Suele ser más común que las células de turbulencia sean más pequeñas que el diámetro del haz del láser y, en este caso, la curvatura del rayo y la difracción causan distorsiones en la onda frontal del haz [Weichel, 1990], lo que da lugar a fluctuaciones temporales, conocidas como centelleos, de la intensidad del haz en el receptor en un espectro de frecuencias comprendido entre 0,01 Hz y 200 Hz.

Los efectos de centelleo troposférico generalmente se estudian a partir del logaritmo de la amplitud,  $\chi$  (dB), de la señal observada ("log-amplitud"), definida como la relación, en decibelios, entre su amplitud instantánea y su valor medio. La intensidad y la velocidad de las fluctuaciones (frecuencia de centelleo) aumentan con la frecuencia de las ondas. Para una onda plana, bajas turbulencias y un receptor específico, la varianza de centelleo,  $\sigma_x^2$  (dB<sup>2</sup>), puede expresarse con la siguiente ecuación:

$$\sigma_x^2 = 23,17 \cdot k^{7/6} \cdot C_n^2 \cdot L^{11/6} \quad (204)$$

donde:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} : \text{número de onda (m}^{-1}\text{)}$$

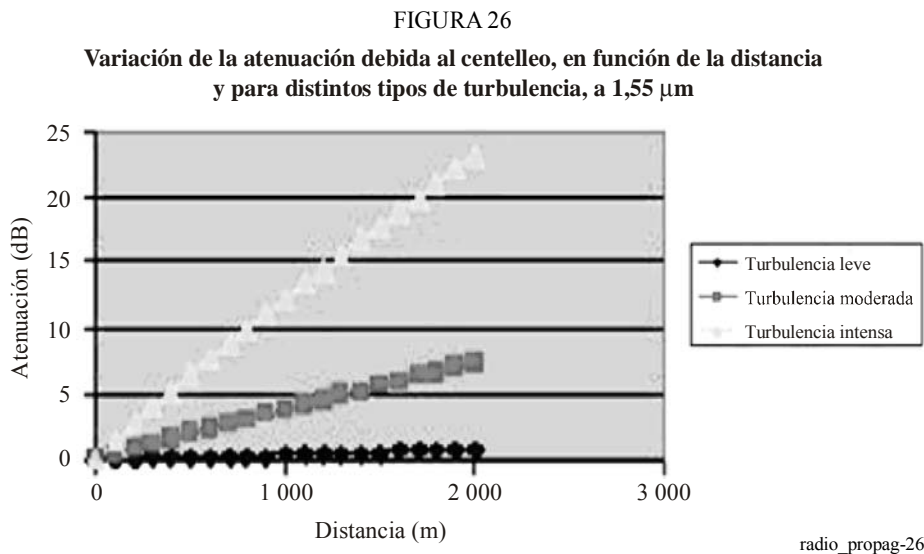
$L$ : longitud del enlace (m)

$C_n^2$ : parámetro de estructura del índice de refracción (m<sup>-2/3</sup>).

Los centelleos tienen una amplitud máxima de  $4\sigma_x$  y la atenuación relacionada con el centelleo es igual a  $2\sigma_x$ . En caso de fuertes turbulencias, se observa una saturación de la varianza obtenida con la relación anterior [Bataille, 1992]. El parámetro  $C_n^2$  tienen un valor distinto en longitudes de onda ópticas [Vasseur y otros, 1997] que en longitudes de onda milimétricas. El centelleo en longitudes de onda milimétricas se debe principalmente a fluctuaciones de humedad, mientras que en el caso de las longitudes de onda ópticas es

sobre todo una función de la temperatura. En ondas milimétricas se obtiene un valor de  $C_n^2$  igual a unos  $10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ , que es la turbulencia media (en general, para ondas milimétricas el valor es de  $10^{-14} < C_n^2 < 10^{-12}$ ) y en ondas ópticas se obtiene un valor de  $C_n^2$  alrededor de  $2 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$  cuando la turbulencia es escasa (en general, para ondas ópticas el valor es de  $10^{-16} < C_n^2 < 10^{-13}$ ) [Bataille, 1992].

En la Fig. 26 se presenta la variación de la atenuación de un haz óptico de  $1,55 \mu\text{m}$  de longitud de onda con distintos tipos de turbulencia para distancias de hasta 2000 m. Evidentemente, la atenuación aumenta con la turbulencia. En el Cuadro 11 se recapitulan los efectos de las turbulencias en la propagación de las ondas ópticas y radioeléctricas. Cabe señalar que el centelleo tiene efectos más graves en las longitudes de onda más bajas de los haces ópticos.



CUADRO 11  
Resumen de la atenuación debida al centelleo

	Turbulencia		
	Leve	Moderada	Intensa
$C_n^2$ ondas ópticas ( $\text{m}^{-2/3}$ )	$10^{-16}$	$10^{-14}$	$10^{-13}$
Atenuación ( $0,98 \mu\text{m}$ ) (dB)	0,51	5,06	16,00
Atenuación ( $1,55 \mu\text{m}$ ) (dB)	0,39	3,87	12,25
$C_n^2$ ondas milimétricas ( $\text{m}^{-2/3}$ )	$10^{-15}$	$10^{-13}$	$10^{-12}$
Atenuación (40 GHz) (dB)	0,03	0,09	0,27
Atenuación (60 GHz) (dB)	0,03	0,11	0,35

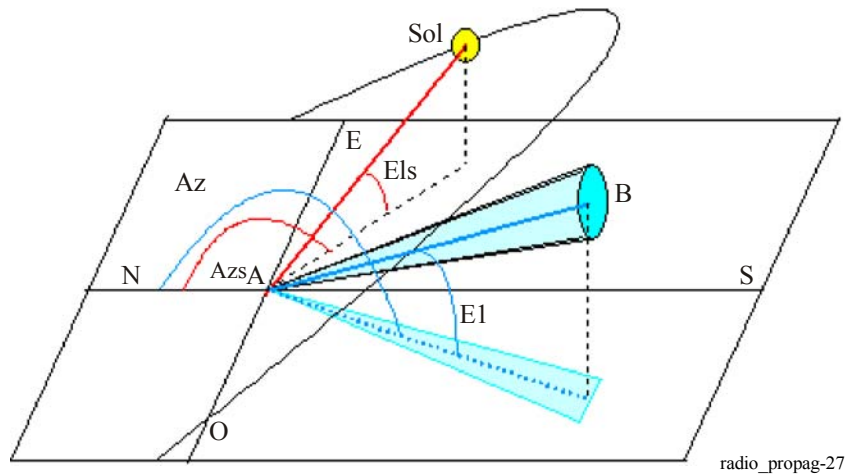
Es posible reducir las fluctuaciones de centelleo utilizando múltiples haces de transmisión o aperturas de recepción más grandes [Churnside, 1991 y Kim y otros, 1997]. Del mismo modo, para minimizar los efectos del centelleo en el trayecto de transmisión, no se deben instalar sistemas FSO cerca de superficies calientes. Dado que el centelleo decrece con la altitud, se recomienda instalar estos sistemas FSO algo por encima del nivel de los tejados ( $>1 \text{ m}$ ) y alejados de cualquier pared, si la instalación se efectúa en un entorno desértico.

## 6 Atenuación debida a la luz ambiente

Se da una conjunción solar cuando el Sol, o su imagen reflejada, se encuentra dentro o cerca del campo instantáneo de visión (IFOV) de un receptor óptico. El IFOV del receptor suele ser, como mínimo, tan grande como la divergencia de transmisión. El problema se agrava cuando el Sol se encuentra en paralelo al enlace óptico y la energía solar que penetra en el receptor es superior a la potencia recibida del emisor.

La interferencia solar se suele reducir ubicando el receptor de manera que el Sol se encuentre siempre fuera de su eje. En la Fig. 27 se representa la geometría del trayecto solar en el cielo con respecto a un enlace óptico en el espacio libre (A es el receptor y B el emisor).

FIGURA 27  
Esquema del trayecto solar con respecto a un enlace óptico en el espacio libre



radio\_propag-27

La potencia radiada por el Sol,  $P_{radiada}$  ( $W/m^2$ ), se define mediante la siguiente ecuación:

$$P_{radiada} = 1200 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - E_{ls}\right) \quad (205)$$

donde  $E_{ls}$  es la altura del Sol (rad).

La potencia recibida se determina de la siguiente manera:

$$P_{solar} = F_{solar} \cdot P_{radiada} \cdot S_{captura} \cdot W_{receptor} / 100 \quad (206)$$

donde:

- $F_{solar}$ : potencia espectral solar en función de la longitud de onda
- $S_{captura}$ : superficie de captura del receptor ( $m^2$ )
- $W_{receptor}$ : anchura de banda del receptor (nm).
- $F_{solar}$ : se define mediante la siguiente relación:

$$\begin{aligned} F_{solar} = & 8,97162055148876 \times 10^{-13} \lambda^5 - 4,64912739129745 \times 10^{-9} \lambda^4 \\ & + 9,37072684333339 \times 10^{-6} \lambda^3 - 9,066632383289905 \times 10^{-3} \lambda^2 \\ & + 4,05479801934347 \lambda - 5,70237282654237 \end{aligned} \quad (207)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda (nm).

## 7 Otros factores

Entre otros factores que se han de tener en cuenta al diseñar un sistema FSO cabe señalar:

- los reglamentos de seguridad internacionales, que limitan estrictamente la máxima potencia de salida de los sistemas ópticos. Para 1550 nm, los organismos reguladores permiten una potencia aproximadamente 100 veces superior en los láseres «seguros para la vista». El problema de este tipo de láser es principalmente su coste, en comparación con láseres de longitud de onda más corta, que funcionan a unos 850 nm.
- los transeptores FSO pueden estar ubicados detrás de ventanas. El ángulo que el haz forma con la ventana es fundamental. Este ángulo ha de ser lo más perpendicular posible, o estar apenas inclinado ( $5^\circ$ ), a fin de reducir el rebote del haz hacia el receptor. También hay que tener en cuenta que algunas ventanas tienen cristales o cubiertas que reducen los brillos. Al estar específicamente diseñadas para filtrar los rayos infrarrojos, estas cubiertas pueden atenuar la señal un 60% o más.
- la baja visibilidad reducirá la eficacia y disponibilidad de los sistemas FSO. Puede haber baja visibilidad durante un periodo específico del año o del día. También puede ser resultado de un fenómeno localizado (niebla costera). Puede solucionarse el efecto negativo de la baja visibilidad acortando la distancia entre los terminales, con lo que se consigue un mayor margen del enlace para hacer frente a las malas condiciones atmosféricas.

## 8 Ejemplo de aplicación

Se utiliza el procedimiento paso a paso recomendado por la Recomendación UIT-R P.1814 a fin de calcular el margen del enlace en sistemas con las siguientes características:

Parámetros del sistema		
Sistema A	Sistema B	Sistema C
Longitud de onda, $\lambda = 850 \text{ nm}$	Longitud de onda, $\lambda = 850 \text{ nm}$	Longitud de onda, $\lambda = 850 \text{ nm}$
Potencia total de salida, $P_e = 100 \text{ mW}$	Potencia total de salida, $P_e = 100 \text{ mW}$	Potencia total de salida, $P_e = 100 \text{ mW}$
Sensibilidad del receptor, $S_r = -46 \text{ dBm}$	Sensibilidad del receptor, $S_r = -46 \text{ dBm}$	Sensibilidad del receptor, $S_r = -46 \text{ dBm}$
Superficie de captura del receptor, $S_{captura} = 0.005 \text{ m}^2$	Superficie de captura del receptor, $S_{captura} = 0.005 \text{ m}^2$	Superficie de captura del receptor, $S_{captura} = 0.005 \text{ m}^2$
Divergencia del haz, $\theta = 2 \text{ mrad}$	Divergencia del haz, $\theta = 2 \text{ mrad}$	Divergencia del haz, $\theta = 2 \text{ mrad}$
Pérdida del sistema, $A_{sistema} = 3 \text{ dB}$	Pérdida del sistema, $A_{sistema} = 3 \text{ dB}$	Pérdida del sistema, $A_{sistema} = 3 \text{ dB}$
Emplazamiento: Francia	Emplazamiento: Francia	Emplazamiento: Francia
Longitud del trayecto, $d = 500 \text{ m}$	Longitud del trayecto, $d = 1000 \text{ m}$	Longitud del trayecto, $d = 1000 \text{ m}$

**En condiciones de cielo despejado:**

$$M_{enlace} = P_e - S_r - A_{sistema} - A_{geo} - \gamma_{cielo\_despejado} \cdot d^*$$

Parámetros del sistema		
Sistema A	Sistema B	Sistema C
Atenuación geométrica $A_{geo} = 21,96$ dB	Atenuación geométrica $A_{geo} = 27,98$ dB	Atenuación geométrica $A_{geo} = 40,02$ dB
$M_{enlace} = 41,04$ dBm	$M_{enlace} = 35,02$ dBm	$M_{enlace} = 22,98$ dBm

\* La atenuación específica en condiciones de cielo despejado se considera despreciable.

**En condiciones de niebla:**

$$M_{enlace} = P_e - S_r - A_{sistema} - A_{geo} - \gamma_{cielo\_despejado} \cdot d - \gamma_{niebla} \cdot d$$

**Visibilidad  $V = 200$  m**

Parámetros del sistema		
Sistema A	Sistema B	Sistema C
$M_{enlace} = 32,61$ dBm	$M_{enlace} = 18,15$ dBm	$M_{enlace} = -44,49$ dBm

**Visibilidad  $V = 1000$  m**

$M_{enlace} = 39,52$ dBm	$M_{enlace} = 31,98$ dBm	$M_{enlace} = 10,83$ dBm
--------------------------	--------------------------	--------------------------

**En condiciones de lluvia ligera (intensidad de lluvia,  $R = 2,5$  mm/h):**

$$M_{enlace} = P_e - S_r - A_{sistema} - A_{geo} - \gamma_{cielo\_despejado} \cdot d - \gamma_{lluvia} \cdot d$$

Parámetros del sistema		
Sistema A	Sistema B	Sistema C
$M_{enlace} = 40,05$ dBm	$M_{enlace} = 33,03$ dBm	$M_{enlace} = 15,02$ dBm

**En condiciones de lluvia torrencial (intensidad de lluvia,  $R = 25$  mm/h):**

$$M_{enlace} = P_e - S_r - A_{sistema} - A_{geo} - \gamma_{cielo\_despejado} \cdot d - \gamma_{lluvia} \cdot d$$

Parámetros del sistema		
Sistema A	Sistema B	Sistema C
$M_{enlace} = 36,39$ dBm	$M_{enlace} = 25,72$ dBm	$M_{enlace} = -14,22$ dBm



## Referencias

- AKIBA, M., WAKAMORI, K. e ITO, S. [2004] Measurement of optical propagation characteristics for free-space optical communication during rainfall. *IEICE Trans. Comm.*, Vol. E87-B, 7, p. 2053-2056.
- AL NABOULSI, M., SIZUN, H. y DE FORNEL, F. [2004] Fog attenuation prediction for optical and infrared waves. *Opt. Eng.*, Vol. 43, 2, p. 319-329.
- ANDREWS, L. C. y PHILLIPS, R. L. [2005] *Laser Beam Propagation through Random Media*. SPIE, Bellingham, Washington, Estados Unidos de América.
- BATAILLE, P. [1992] Analyse du comportement d'un système de télécommunications optique fonctionnant à 0,83  $\mu\text{m}$  dans la basse atmosphère. Tesis doctoral, Universidad de Rennes, Francia.
- BOUCHET, O., SIZUN, H., BOISROBERT, C., DE FORNEL, F. y FAVENNEC, P. N. [2005] *Free-Space Optics: Propagation and Communication*. Hermes, p. 214. ISBN: 978-1-905209-02-6 / 1-905209-02-9.
- CARBONNEAU, T. H. y WISELY, D. R. [1998] Opportunities and challenges for optical wireless; the competitive advantage of free space telecommunications links in today's crowded market place. SPIE Conference on optical wireless communications, Vol. 3232, Boston, Massachusetts, Estados Unidos de América.
- CHU, T. S. y HOGG, D. C. [1968] Effects of precipitation on propagation at 0.63, 3.5 and 10.6 microns. *BSTJ*, Vol. 47, p. 723-759.
- CHURNSIDE, J. H. [1991] Aperture averaging of optical scintillations in the turbulent atmosphere. *Appl. Opt.*, 30, p. 1982-1994.
- GIBBINS, C. J. [1999] Propagation in the millimetric, submillimetric and infrared wavelength regions. A study for RACAL research. CCLRC RCRU-Rutherford Appleton Laboratory.
- HIROMOTO, N. [1997] Novel detector technologies for infrared communication and sensing. CRC International Topic Workshop on Space Laser Communication- Current Status and Future Perspectives, p. 90-95.
- KIM, I. I. y otros [1997] Measurement of scintillation and link margin for the TerraLink™ laser communication system. Wireless Technologies and Systems: Millimeter Wave and Optical. Proc. SPIE, 3232, p. 100-118.
- KIM, I. I., McARTHUR, B. y KOREVAAR, E. [2000] Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1 550 nm in fog and haze for optical wireless communications. Optical Wireless Communications III. Proc. SPIE, 4214, p. 26-37.
- McCARTNEY, E. J. [1976] *Optics of the Atmosphere*. J. Wiley & Sons, New York, Estados Unidos de América.
- MIDDLETON, W. E. K. [1952] *Vision Through the Atmosphere*. University of Toronto Press.
- ONTAR [1999] *Fascode Atmospheric code: Pcln/Fascod 3P*. Published by ONTAR Corporation, North Andover, Massachusetts, Estados Unidos de América.
- PRATT, W. K. [1969] *Laser Communications Systems*. J. Wiley & Sons, New York, Estados Unidos de América.
- VASSEUR H. V., OESTGES, C. y VANDER VORST, A. [1997] Influence de la troposphère sur les liaisons sans fil aux ondes millimétriques et optiques. Propagation électromagnétique du décimétrique à l'angström, 3ièmes journées, Rennes, Francia.
- WALLACE, J. M. y HOBBS, P. V. [1977] *Atmospheric Science: An Introductory Survey*. Academic Press, Orlando, Estados Unidos de América.
- WEICHEL, H. [1990] *Laser Beam Propagation in the Atmosphere*. SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, WA, Estados Unidos de América.
-







\* 3 3 6 1 8 \*

Impreso en Suiza  
Ginebra, 2009  
ISBN 92-61-12773-8  
Derechos de las fotografías:  
Shutterstock