

UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

Recomendación UIT-R P.1238-6
(10/2009)

**Datos de propagación y métodos de
predicción para la planificación de
sistemas de radiocomunicaciones
en interiores y redes de
radiocomunicaciones de área local
en la gama de frecuencias
de 900 MHz a 100 GHz**

Serie P
Propagación de las ondas radioeléctricas



Prólogo

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.

Política sobre Derechos de Propiedad Intelectual (IPR)

La política del UIT-R sobre Derechos de Propiedad Intelectual se describe en la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI a la que se hace referencia en el Anexo 1 a la Resolución UIT-R 1. Los formularios que deben utilizarse en la declaración sobre patentes y utilización de patentes por los titulares de las mismas figuran en la dirección web <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/es>, donde también aparecen las Directrices para la implementación de la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI y la base de datos sobre información de patentes del UIT-R sobre este asunto.

Series de las Recomendaciones UIT-R

(También disponible en línea en <http://www.itu.int/publ/R-REC/es>)

Series	Título
BO	Distribución por satélite
BR	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
BS	Servicio de radiodifusión sonora
BT	Servicio de radiodifusión (televisión)
F	Servicio fijo
M	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
P	Propagación de las ondas radioeléctricas
RA	Radio astronomía
RS	Sistemas de detección a distancia
S	Servicio fijo por satélite
SA	Aplicaciones espaciales y meteorología
SF	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
SM	Gestión del espectro
SNG	Periodismo electrónico por satélite
TF	Emisiones de frecuencias patrón y señales horarias
V	Vocabulario y cuestiones afines

Nota: Esta Recomendación UIT-R fue aprobada en inglés conforme al procedimiento detallado en la Resolución UIT-R 1.

Publicación electrónica
Ginebra, 2010

© UIT 2010

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

RECOMENDACIÓN UIT-R P.1238-6

Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de sistemas de radiocomunicaciones en interiores y redes de radiocomunicaciones de área local en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz

(Cuestión UIT-R 211/3)

(1997-1999-2001-2003-2005-2007-2009)

Cometido

En esta Recomendación se proporciona orientación sobre la propagación en interiores en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz, y se brinda información sobre:

- los modelos de pérdida de trayecto;
- los modelos de dispersión del retardo;
- los efectos del diagrama de radiación de antena y de la polarización;
- los efectos de la ubicación del transmisor y el receptor;
- los efectos de los materiales de construcción, los acabados y el mobiliario;
- los efectos del movimiento de los objetos en la sala;
- el modelo estadístico en caso de utilización estática.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que se están desarrollando muchas nuevas aplicaciones de comunicaciones personales de corto alcance (distancia de explotación inferior a 1 km), que funcionarán en interiores;
- b) que hay una gran demanda de redes radioeléctricas de área local (RLAN, *radio local area networks*) y de centralitas privadas empresariales inalámbricas (WPBX, *wireless private business exchanges*), como demuestran los productos existentes y la intensa actividad de investigación;
- c) que conviene establecer normas RLAN compatibles con las comunicaciones alámbricas e inalámbricas;
- d) que los sistemas de corto alcance que consumen poca potencia tienen muchas ventajas para el suministro de servicios en los entornos móviles y personales;
- e) que el conocimiento de las características de propagación dentro de los edificios y la interferencia ocasionada por múltiples usuarios en la misma zona es crítico para el diseño eficaz de los sistemas;
- f) que se requieren modelos generales (esto es, independientes de la instalación) y asesoramiento para comenzar a planificar los sistemas y evaluar la interferencia, así como para elaborar modelos determinísticos (para una instalación determinada), con el fin de realizar evaluaciones detalladas,

observando

a) que la Recomendación UIT-R P.1411 ofrece directivas sobre la propagación en exteriores de corto alcance en la gama de frecuencias comprendida entre 300 MHz y 100 GHz y que dicha Recomendación debe consultarse en las situaciones en que se presentan condiciones de propagación en interiores y en exteriores,

recomienda

1 que se adopte la información y los métodos consignados en el Anexo 1 para evaluar las características de propagación de los sistemas radioeléctricos de interiores entre 900 MHz y 100 GHz.

Anexo 1

1 Introducción

En el caso de los sistemas radioeléctricos de interiores, la predicción de la propagación difiere en cierta medida de la que se efectúa en relación con los sistemas de exteriores. El objetivo, como sucede en el caso de los sistemas de exteriores, es garantizar una cobertura eficaz de la zona deseada (para garantizar un trayecto fiable, cuando se trata de sistemas punto a punto) y evitar la interferencia tanto dentro del sistema como con otros sistemas. No obstante, en interiores la cobertura depende notablemente de la geometría de los edificios, cuyos límites afectan además a la propagación. Aparte de la reutilización de frecuencias en el mismo piso de un edificio, suele ser necesario reutilizar una frecuencia entre diferentes pisos del mismo edificio, por lo cual hay que considerar una tercera dimensión en las cuestiones de interferencia. Por último, la gama de ondas muy cortas, especialmente cuando se utilizan frecuencias de ondas milimétricas, implica que los pequeños cambios en el entorno inmediato del trayecto radioeléctrico pueden afectar sustancialmente a las características de propagación.

Debido a la complejidad de estos factores, sería necesario un conocimiento detallado del lugar de instalación como por ejemplo, geometría, materiales, mobiliario y normas de utilización previstas, para proyectar concretamente un sistema radioeléctrico en interiores. No obstante, durante la planificación inicial de un sistema hay que estimar el número de estaciones de base necesarias para proporcionar cobertura a estaciones móviles diseminadas dentro de la zona y estimar la interferencia que puede ocasionarse a otros servicios o producirse entre los sistemas. Para esa planificación de sistemas se necesitan modelos que representen en general las características de propagación en ese entorno. Ahora bien, el modelo no debe exigir la aportación de un gran volumen de información por parte del usuario para poder efectuar los cálculos necesarios.

En este Anexo se describen principalmente modelos generales independientes del lugar de instalación y se ofrece información cualitativa sobre los factores que pueden afectar a la propagación en un entorno radioeléctrico en interiores. Siempre que ha sido posible, hemos presentado modelos aplicables a una instalación determinada. En muchos casos, los datos disponibles para elaborar modelos son limitados, tanto en lo que concierne a las frecuencias como a los entornos de prueba; es de esperar que se amplíe la información contenida en este Anexo cuando se disponga de más datos. Asimismo, aunque la precisión de los modelos mejorará con la experiencia que se adquiera de su aplicación, este Anexo contiene la mejor información disponible hasta el momento.

2 Degradación de la propagación y mediciones de calidad de los sistemas radioeléctricos en interiores

Las degradaciones de la propagación en un canal radioeléctrico en interiores se deben principalmente a:

- la reflexión de los objetos (incluidas paredes y suelos) y la difracción en torno a éstos dentro de las salas;
- la pérdida de transmisión a través de paredes, suelos y otros obstáculos;
- la canalización de la energía, especialmente en pasillos a frecuencias elevadas;
- el movimiento de personas y objetos en la sala, lo que puede incluir uno o ambos extremos del enlace radioeléctrico;

y producir degradaciones tales como:

- la pérdida del trayecto – no sólo la pérdida en el espacio libre sino también la pérdida adicional debida a los obstáculos y la transmisión a través de materiales de construcción. La pérdida en el espacio libre se puede reducir mediante la distribución de canales;
- la variación temporal y espacial de la pérdida del trayecto;
- los efectos de los trayectos múltiples de los componentes reflejados y difractados de la onda;
- el desajuste de la polarización ocasionado por la alineación aleatoria del terminal móvil.

Los servicios de comunicaciones inalámbricas de interiores pueden caracterizarse por los siguientes aspectos:

- velocidad de datos alta/media/baja;
- zona de cobertura de cada estación de base (por ejemplo, habitación, piso, edificio);
- móvil/portátil/fijo;
- en tiempo real/casi real/no en tiempo real;
- topología de la red (por ejemplo, punto a punto, punto a multipunto, de cada punto a cada punto).

Conviene determinar las características de propagación de canal más adecuadas para describir su calidad con respecto a diferentes aplicaciones como, por ejemplo, los servicios de comunicación vocal, transferencia de datos a diferentes velocidades y vídeo. En el Cuadro 1 se indican las características más significativas de servicios típicos.

CUADRO 1

Servicios típicos y degradaciones de la propagación

Servicio	Características	Degradaciones perjudiciales de la propagación
Red de área local inalámbrica	Alta velocidad de datos, una o varias habitaciones, portátil, no en tiempo real, punto a multipunto o de cada punto a cada punto	Pérdida de trayecto – distribución temporal y espacial Retardo de propagación por trayectos múltiples Relación de intensidades en el modo deseado y en el no deseado
WPBX	Velocidad de datos media, múltiples habitaciones, uno o múltiples pisos, en tiempo real, móvil, punto a multipunto	Pérdida de trayecto – distribución temporal y espacial

CUADRO 1 (*fin*)

Servicio	Características	Degradaciones perjudiciales de la propagación
Radiobúsqueda en interiores	Baja velocidad de datos, múltiples pisos, no en tiempo real, móvil, punto a multipunto	Pérdida de trayecto – distribución temporal y espacial
Vídeo inalámbrico en interiores	Alta velocidad de datos, múltiples habitaciones, en tiempo real, móvil o portátil, punto a punto	Pérdida de trayecto – distribución temporal y espacial Retardo de propagación por trayectos múltiples

3 Modelos de pérdida de trayecto

La utilización del presente modelo de pérdida de transmisión en interiores supone que la estación de base y el terminal portátil están situados en el mismo edificio. La pérdida de trayecto radioeléctrico entre la estación básica y la móvil/portátil en interiores puede estimarse aplicando modelos generales o específicos para cada instalación.

3.1 Modelos generales en cuanto al lugar de instalación

Los modelos que se describen en este punto se consideran generales en cuanto al lugar de instalación, ya que requieren poca información sobre el trayecto o el lugar de instalación. La pérdida de trayecto radioeléctrico en interiores se caracteriza por una pérdida de trayecto media y las estadísticas asociadas de desvanecimiento debido a sombras. Existen varios modelos de pérdida de trayecto en interiores que tienen en cuenta la atenuación de la señal a través de múltiples paredes y/o pisos. En el modelo descrito en este punto se considera la pérdida a través de varios pisos, a fin de tener presentes características tales como la reutilización de frecuencias entre distintos pisos. Los coeficientes de pérdida de potencia debida a la distancia que se indican a continuación tienen en cuenta implícitamente la transmisión a través de paredes así como a través de obstáculos y por encima de éstos, así como otros factores de pérdidas que pueden manifestarse en un solo piso de un edificio. Los modelos para instalaciones específicas podrían ofrecer la posibilidad de incorporar explícitamente la pérdida debida a cada pared, en lugar de incluirla en el modelo basado en la distancia.

El modelo básico se presenta como sigue:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad \text{dB} \quad (1)$$

donde:

N : coeficiente de pérdida de potencia debida a la distancia

f : frecuencia (MHz)

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

L_f : factor de pérdida de penetración en el suelo (dB)

n : número de pisos entre la estación de base y el terminal portátil ($n \geq 1$).

En los Cuadros 2 y 3 se indican los parámetros típicos basados en el resultado de algunas medidas que se han realizado. Al final de este punto se especifican adicionalmente directrices generales.

CUADRO 2

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

Frecuencia	Edificio residencial	Edificio de oficinas	Edificio comercial
900 MHz	–	33	20
1,2-1,3 GHz	–	32	22
1,8-2 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5,2 GHz	–	31	–
60 GHz ⁽¹⁾	–	22	17
70 GHz ⁽¹⁾	–	22	–

⁽¹⁾ Para llegar a los valores de 60 GHz y 70 GHz se parte de la hipótesis de la propagación dentro de una sola sala o espacio y no se tiene en cuenta en modo alguno la transmisión a través de las paredes. La absorción gaseosa en torno a los 60 GHz es significativa para distancias superiores a unos 100 m, lo que puede afectar a las distancias de reutilización de frecuencias (véase la Recomendación UIT-R P.676).

CUADRO 3

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

Frecuencia	Edificio residencial	Edificio de oficinas	Edificio comercial
900 MHz	–	9 (1 piso) 19 (2 pisos) 24 (3 pisos)	–
1,8-2 GHz	$4n$	$15 + 4(n - 1)$	$6 + 3(n - 1)$
5,2 GHz	–	16 (1 piso)	–

En las diferentes bandas de frecuencias en que no se disponga de un coeficiente de pérdida de potencia aplicable a los edificios residenciales, puede utilizarse el correspondiente a los edificios de oficinas.

Hay que señalar que puede haber un límite al aislamiento previsto a través de varios pisos. La señal puede pasar por otros trayectos externos para completar el enlace con una pérdida total inferior a la pérdida de penetración a través de un gran número de pisos.

Cuando se excluyen los trayectos externos, las mediciones en 5,2 GHz han demostrado que con incidencia normal la pérdida adicional media debida a un suelo de cemento reforzado típico con un techo falso suspendido es de 20 dB, con una desviación típica de 1,5 dB. Los dispositivos de iluminación aumentaron las pérdidas medias a 30 dB, con una desviación típica de 3 dB, y los conductos de aire bajo el suelo aumentaron las pérdidas medias a 36 dB, con una desviación típica de 5 dB. En modelos específicos al lugar tales como trazados de rayos deberán utilizarse estos valores en vez de L_f .

Las estadísticas de desvanecimiento debido a sombras en interiores son log-normales y los valores de desviación típica (dB) figuran en el Cuadro 4.

CUADRO 4

**Estadísticas de desvanecimiento debido a sombras, desviación típica (dB)
para el cálculo de la pérdida de transmisión en interiores**

Frecuencia (GHz)	Edificio residencial	Edificio de oficinas	Edificio comercial
1,8-2	8	10	10
5,2	–	12	–

Aunque las mediciones se han realizado en condiciones diferentes, lo cual dificulta las comparaciones directas, y sólo se han comunicado resultados sobre un número limitado de bandas de frecuencias, se pueden sacar unas cuantas conclusiones generales, especialmente en el caso de la banda 900-2 000 MHz.

- En los trayectos con un componente de visibilidad directa predomina la pérdida en el espacio libre y estos trayectos tienen un coeficiente de aproximadamente 20 de pérdida de potencia debida a la distancia.
- Las grandes salas abiertas tienen también un coeficiente de aproximadamente 20 de pérdida de potencia debida a la distancia; ello puede deberse a un importante componente de visibilidad directa en la mayoría de las zonas de la sala. A este respecto, pueden citarse los grandes almacenes, estadios deportivos y fábricas y oficinas sin separaciones interiores.
- En los pasillos se registra una pérdida de trayecto inferior a la que se produce en espacio libre, con un coeficiente típico de aproximadamente 18 de pérdida de potencia debida a la distancia. Las tiendas de alimentación con largas estanterías lineales presentan la pérdida característica de los pasillos.
- La propagación en torno a obstáculos y a través de paredes contribuye considerablemente a la pérdida que puede producirse al poder elevarse hasta un valor del orden de 40 el coeficiente de pérdida de potencia debida a la distancia en un entorno típico. A este respecto pueden citarse los espacios entre salas en edificios de oficinas con separaciones interiores.
- En el caso de largos trayectos sin obstrucciones, puede producirse el primer umbral de zona de Fresnel. A esa distancia, el coeficiente de pérdida de potencia debida a la distancia puede pasar de 20 a 40 aproximadamente.
- No siempre se observa o explica claramente la reducción del coeficiente de pérdida de trayecto con el aumento de la frecuencia para un entorno de oficina (Cuadro 2). Por otro lado, al aumentar la frecuencia, aumenta la pérdida debida a los obstáculos (por ejemplo, paredes, mobiliario), y las señales difractadas contribuyen menos a la potencia recibida; además, la zona de Fresnel está menos obstruida a frecuencias superiores, lo que produce una pérdida menor. La pérdida de trayecto real depende de estos mecanismos opuestos.

3.2 Modelos específicos en cuanto al lugar de instalación

Para estimar la pérdida de trayecto o la intensidad de campo, también conviene utilizar modelos específicos en cuanto al lugar de instalación. Se dispone de modelos para predecir la intensidad de campo en interiores basados en la teoría uniforme de la difracción y técnicas de trazado de rayos. Para calcular la intensidad de campo en interiores se necesita información detallada sobre la estructura del edificio. Estos modelos combinan elementos empíricos con el método electromagnético teórico de la teoría uniforme de la difracción. El método tiene en cuenta los rayos directos, con una sola reflexión y una sola difracción, y puede ampliarse a múltiples difracciones o múltiples reflexiones, así como a combinaciones de rayos difractados y reflejados. Al incluir los

rayos reflejados y difractados, la precisión de la predicción de la pérdida de trayecto aumenta considerablemente.

4 Modelos de dispersión del retardo

4.1 Trayectos múltiples

El canal radioeléctrico de propagación móvil/portátil varía con el tiempo, la frecuencia y el desplazamiento espacial. Incluso en situación estática en que el transmisor y el receptor están fijos, el canal puede ser dinámico ya que puede haber dispersores y reflectores en movimiento. La expresión trayectos múltiples se justifica por el hecho de que, debido a la reflexión, la difracción y la dispersión, las ondas radioeléctricas pueden viajar por muchos trayectos de un transmisor a un receptor. Hay asociado con cada uno de esos trayectos un retardo proporcional a la longitud de los mismos. (Se puede obtener una estimación muy aproximada del retardo máximo que cabe esperar en un determinado entorno, tomando simplemente las dimensiones de una sala y sabiendo que el tiempo (ns) que tarda un impulso radioeléctrico en recorrer la distancia d (m) es de aproximadamente $3,3 d$.) Estas señales retardadas, cada una de ellas con una amplitud asociada, forman un filtro lineal cuyas características varían con el tiempo.

4.2 Respuesta a los impulsos

El objetivo de la preparación de modelos de canales es ofrecer representaciones matemáticas precisas de la propagación radioeléctrica para utilizarlas en simulaciones de enlaces y sistemas radioeléctricos con el fin de elaborar modelos de instalación de sistemas. Como el canal radioeléctrico es lineal, queda descrito íntegramente por su respuesta a los impulsos. Una vez conocida la respuesta a los impulsos, puede determinarse la respuesta del canal radioeléctrico a cualquier elemento de entrada. En esto se basa la simulación de la calidad de funcionamiento de los enlaces.

La respuesta a los impulsos se representa normalmente como densidad de potencia en función del exceso de retardo, con respecto a la primera señal detectable. Esta función suele denominarse perfil de retardo de potencia y se ejemplifica en la Fig. 1 de la Recomendación UIT-R P.1407, aunque la escala de tiempo de los canales en interiores debe medirse en nanosegundos y no en microsegundos. Esta Recomendación también contiene definiciones de varios parámetros que caracterizan los perfiles de respuesta a los impulsos.

La respuesta de un canal a los impulsos varía con la posición del receptor y puede hacerlo también con el tiempo. En consecuencia, se mide y considera normalmente como una media de perfiles medidos en una longitud de onda para reducir los efectos del ruido, o en varias longitudes de onda para determinar un promedio espacial. Es importante definir claramente de qué media se habla e indicar cómo se ha calculado esa media. El procedimiento de promediación recomendado consiste en preparar un modelo estadístico de la siguiente forma: para cada estimación de la respuesta a los impulsos (perfil de retardo de potencia), hay que precisar los tiempos antes y después del retardo medio, T_D , (véase la Recomendación UIT-R P.1407, por encima del cual la densidad de potencia no excede valores específicos (-10, -15, -20, -25, -30 dB) con respecto a la densidad de potencia máxima. El modelo queda constituido por el valor mediano y, si se desea, por el percentilo del 90% de las distribuciones de estos tiempos.

4.3 Valor cuadrático medio (r.m.s.) de la dispersión del retardo

Como se ha indicado anteriormente, los perfiles del retardo de potencia suelen caracterizarse por uno o varios parámetros. Estos parámetros deberían calcularse a partir de perfiles promediados en un área cuyas dimensiones son equivalentes a varias longitudes de onda (aunque el parámetro del

valor r.m.s. de la dispersión del retardo se halla algunas veces a partir de ciertos perfiles y los valores resultantes se promedian, pero en general el resultado no es el mismo que el que arroja un perfil promediado). Habría que comunicar un umbral de exclusión de ruido o criterio de aceptación, de, por ejemplo, 30 dB por debajo del valor máximo del perfil, junto con la dispersión del retardo resultante, que depende de este umbral.

Aunque el valor r.m.s. de la dispersión del retardo se utiliza con gran frecuencia, no siempre define adecuadamente el perfil del retardo. En entornos de trayectos múltiples en los cuales la dispersión del retardo sobrepasa la duración de los símbolos, la BER para la MDP depende no tanto del valor r.m.s. de la dispersión del retardo como de la relación entre la potencia recibida de la onda deseada y la de la no deseada. Esto es particularmente evidente en el caso de sistemas de alta velocidad de símbolos, pero también se registra incluso a velocidades de símbolos bajas en las que hay una fuerte señal dominante entre los componentes de trayectos múltiples (desvanecimiento de Rice).

Con todo, si se parte de un perfil de disminución exponencial, basta para expresar el valor r.m.s. de la dispersión del retardo en lugar del perfil de retardo de potencia. En este caso, la respuesta a los impulsos puede reconstruirse aproximadamente de la siguiente forma:

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{para } 0 \leq t \leq t_{\text{máx}} \\ 0 & \text{en otros casos} \end{cases} \quad (2)$$

donde:

S : valor r.m.s. de la dispersión del retardo

$t_{\text{máx}}$: retardo máximo

$t_{\text{máx}} \gg S$.

La utilización del valor r.m.s. de la dispersión del retardo como parámetro de salida del modelo tiene la ventaja de que ese modelo puede expresarse simplemente en forma de cuadro. En el Cuadro 5 se indican una serie de parámetros característicos de la dispersión del retardo, estimados a partir de perfiles de retardo promediados para tres entornos en interiores. Estos valores se basan en mediciones realizadas a 1 900 MHz y 5,2 GHz, con antenas omnidireccionales. (Hay pocos indicios de que estos parámetros dependan mucho de la frecuencia cuando se utilizan antenas omnidireccionales. Para otros diagramas de antena, véanse las consideraciones del § 5.) En el Cuadro 5, la columna B contiene valores medianos que se registran con frecuencia, la columna A contiene valores inferiores pero no extremos que también se registran a menudo, mientras que la columna C contiene valores muy elevados que se obtienen rara vez. Los valores que figuran en el Cuadro representan las dimensiones más grandes que pueden tener las salas en cada entorno.

CUADRO 5

Parámetros del valor r.m.s. de la dispersión del retardo

Frecuencia	Entorno	A (ns)	B (ns)	C (ns)
1 900 MHz	Edificios residenciales, interiores	20	70	150
1 900 MHz	Oficinas, interiores	35	100	460
1 900 MHz	Edificios comerciales, interiores	55	150	500
5,2 GHz	Oficinas, interiores	45	75	150

Dentro de un determinado edificio la dispersión del retardo tiende a aumentar con la distancia entre las antenas y, por tanto, con la pérdida del trayecto. El aumento de la distancia entre las antenas trae consigo una mayor probabilidad de que se obstruya el trayecto y de que la señal recibida consista únicamente en trayectos dispersados.

El valor r.m.s. de la dispersión del retardo, S , es aproximadamente proporcional a la superficie del suelo, F_s , y está dado por la ecuación (3).

$$10 \log S = 2,3 \log(F_s) + 11,0 \quad (3)$$

donde las unidades de F_s y S son m^2 y ns, respectivamente.

Esta ecuación se basa en las mediciones realizadas en la banda de 2 GHz para diversos tipos de salas, como oficina, hall, pasillo y gimnasio. La máxima superficie de suelo considerada para las mediciones fue de $1\,000\ m^2$. El valor mediano de error de estimación es de $-1,6\ ns$ y la desviación típica de $24,3\ ns$.

Cuando la dispersión del retardo S se representa en dB, la desviación típica de S se encuentra aproximadamente entre $0,7$ y $1,2\ dB$.

4.4 Modelos estadísticos

En los modelos estadísticos se resumen los resultados de un gran número de mediciones de forma tal que puedan utilizarse para la simulación de transmisiones. Así, por ejemplo, estas simulaciones pueden efectuarse recurriendo a un modelo de canal discreto de dispersión realmente estacionaria sin correlación (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scattering*). Una forma de hacerlo es reemplazar el gran número de trayectos dispersados que pueden existir en un canal real por sólo unos pocos, N , componentes de trayectos múltiples en el modelo. A continuación, la superposición de componentes de trayectos múltiples indeterminados que llegan con ángulos diferentes y retardos próximos al retardo, τ_n , del n -ésimo componente de trayectos múltiples del modelo, se representa por medio de un modelo gaussiano complejo $g_n(t)$ variable con el tiempo. La respuesta de impulsos $h(t)$ viene dada por:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{p_n} g_n(t) \delta(t - \tau_n) \quad (4)$$

donde p_n es la potencia recibida del n -ésimo componente de trayectos múltiples del modelo. Los modelos estadísticos de este tipo requieren parámetros adecuados para cada componente.

4.5 Modelos para una instalación determinada

Aunque los modelos estadísticos permiten obtener directrices de planificación, los modelos determinísticos (o para una instalación determinada) son muy útiles para los diseñadores de sistemas. Existen varias técnicas determinísticas para modelar la propagación. En el caso de aplicaciones en interiores, se ha estudiado especialmente la técnica de dominio temporal con diferencias finitas y la técnica de óptica geométrica. Esta última es más eficaz a efectos de cálculo que el dominio temporal con diferencias finitas.

Hay dos enfoques básicos de la técnica de óptica geométrica, a saber, el de imagen y el de lanzamiento de rayos. En el de imagen se utilizan las imágenes del receptor con respecto a todas las superficies reflectantes del entorno. Se calculan las coordenadas de todas las imágenes y, a continuación, se trazan rayos hacia dichas imágenes.

El lanzamiento de rayos consiste en lanzar cierto número de rayos de manera uniforme en el espacio en torno a la antena del transmisor. Los rayos son seguidos hasta que alcanzan el receptor o su amplitud se reduce por debajo de un límite especificado. Comparado con el enfoque de imagen, el de lanzamiento de rayos es más flexible, ya que los rayos difractados y dispersados pueden examinarse junto con las reflexiones especulares. Asimismo, la técnica de partición de rayos o el método de variación, permite ahorrar tiempo de cálculo, cuando se mantiene una resolución adecuada. El enfoque de lanzamiento de rayos es una técnica apropiada para predecir en una zona la respuesta de un canal a los impulsos, mientras que el enfoque de imagen se adecua a la predicción punto a punto.

En los modelos determinísticos se hacen, por regla general, hipótesis sobre los efectos de los materiales de construcción a las frecuencias de que se trate (véase el § 7 relativo a las propiedades de los materiales de construcción). En un modelo para una instalación determinada debería tenerse en cuenta la geometría del entorno, así como la reflexión, la difracción y la transmisión a través de las paredes. La respuesta a los impulsos en un determinado punto viene dada por la siguiente fórmula:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \left[\left(\prod_{u=1}^{M_{rn}} \Gamma_{nu} \times \prod_{v=1}^{M_{pn}} P_{nv} \right) \frac{1}{r_n} \cdot e^{-j\omega \tau_n} \cdot \delta(t - \tau_n) \right] \quad (5)$$

donde:

- $h(t)$: respuesta de impulso
- N : número de rayos incidentes
- M_{rn} : número de reflexiones del rayo n
- M_{pn} : número de penetraciones del rayo n
- Γ_{nu} : coeficiente de reflexión del rayo n contra la u -ésima pared
- P_{nv} : coeficiente de penetración del rayo n por la v -ésima pared
- r_n : longitud del trayecto del rayo n
- τ_n : retardo del rayo n .

Los rayos reflejados por las paredes y otras superficies, o que penetran a través de las mismas, se calculan recurriendo a las ecuaciones de Fresnel. En el § 7 se indican los valores medidos de la permitividad de ciertos materiales de construcción.

Además de los rayos que son reflejados o que penetran descritos en la ecuación (5), habría que incluir también los rayos difractados y dispersados para modelar adecuadamente las señales recibidas. Este caso se da sobre todo en corredores con esquinas y otras situaciones similares de propagación. Es posible aplicar la teoría uniforme de la difracción para calcular los rayos difractados.

5 Efectos de la polarización y diagrama de radiación de la antena

En interiores no sólo hay un trayecto directo sino también trayectos reflejados y difractados entre el transmisor y el receptor. Las características de reflexión de los materiales de construcción dependen de la polarización, el ángulo de incidencia y la permitividad compleja de los materiales, como se representa en la fórmula de reflexión de Fresnel. Los ángulos de incidencia de los componentes de trayectos múltiples se distribuyen en función de las anchuras de banda de la antena, las estructuras del edificio y el emplazamiento del transmisor y el receptor. En consecuencia, la polarización y el

diagrama efectivo de radiación de antena pueden afectar significativamente las características de propagación en interiores.

5.1 Visibilidad directa

5.1.1 Efecto de la polarización

5.1.1.1 Dispersión del retardo

Es bien sabido que en los canales con visibilidad directa las antenas direccionales reducen la dispersión cuadrática media del retardo en comparación con las antenas omnidireccionales, y que la polarización circular también la reduce con respecto a la polarización lineal. De ahí que en este caso una antena de polarización circular direccional represente un medio eficaz para reducir la dispersión del retardo.

El principal motivo de que la dispersión dependa de la polarización es que, cuando la señal de polarización circular incide en una superficie reflejante con un ángulo de incidencia inferior al ángulo de Brewster, se invierte el sentido de polarización de la señal de polarización circular reflejada. La inversión de la señal de polarización circular en cada reflexión significa que los componentes de trayectos múltiples que llegan después de una reflexión están polarizados ortogonalmente con respecto al componente de visibilidad directa, lo cual elimina una parte considerable de la interferencia por trayectos múltiples. Este efecto es independiente de la frecuencia como se ha predicho teóricamente y ha quedado demostrado en una serie de experimentos sobre propagación en interiores en la gama de 1,3 GHz a 60 GHz, y se aplica tanto en interiores como en exteriores. Como todos los materiales de construcción actuales tienen ángulos de Brewster superiores a 45°, los trayectos múltiples debidos a reflexiones puntuales (esto es, la fuente principal de componentes de trayectos múltiples) se suprimen, de hecho, en la mayoría de las salas, con independencia de la estructura interior y los materiales de la misma. Las posibles excepciones están constituidas por entornos en que ángulos de incidencia muy grandes predominan en los trayectos múltiples, por ejemplo en largos vestíbulos. Las variaciones de la dispersión cuadrática media del retardo en un enlace en movimiento se reducen asimismo al utilizar antenas de polarización circular.

5.1.1.2 Tasa de discriminación por polarización cruzada

Las componentes de la señal con polarización cruzada se generan por reflexión y difracción. Es bien sabido que las características de la atenuación entre antenas con polarización ortogonal tienen un coeficiente de correlación muy pequeño. Se han elaborado sistemas MIMO (múltiples entradas, múltiples salidas) y técnicas de diversidad de polarización en antenas con polarización ortogonal que emplean estas características de la atenuación. Una de las soluciones para mejorar la potencia recibida es utilizar la técnica de diversidad de polarización, cuyo efecto depende sobremanera de la característica XPR. Por otra parte, la capacidad del canal puede mejorarse si se seleccionan adecuadamente las componentes de polarización cruzada en los sistemas MIMO. Así pues, la calidad de la comunicación en un sistema inalámbrico puede mejorarse utilizando eficazmente la información relativa a las ondas con polarización cruzada.

En el Cuadro 6 se indican los resultados de la medición de la mediana y el valor medio de XPR en cada entorno.

CUADRO 6

Ejemplos de valores de XPR

Frecuencia (GHz)	Ambiente	Configuración de la antena	XPR (dB)	Observaciones
5,2	Oficina	Caso 1	N/A	Datos medidos
		Caso 2	6,39 (mediana) 6,55 (media)	
		Caso 3	4,74 (mediana) 4,38 (media)	
	Sala de conferencias	Caso 1	8,36 (mediana) 7,83 (media)	
		Caso 2	6,68 (mediana) 6,33 (media)	
		Caso 3	N/A	

Caso 1: Antenas transmisora y receptora situadas por encima de la altura de los obstáculos.

Caso 2: Antena transmisora situada por encima de la altura de los obstáculos y la receptora a una altura similar a la de los obstáculos.

Caso 3: Antenas transmisora y receptora situadas a una altura similar a la de los obstáculos.

5.1.2 Efecto del diagrama de radiación de la antena

Como los componentes de la propagación por trayectos múltiples tienen ángulos de incidencia diferentes, los componentes que quedan fuera de la anchura del haz de las antenas se filtran espacialmente si se utilizan antenas direccionales, a fin de reducir la dispersión del retardo. La medición de la propagación y las simulaciones de trazado de rayos efectuadas a 60 GHz en interiores, con una antena de transmisión omnidireccional y cuatro tipos diferentes de antenas receptoras (omnidireccional, de haz ancho, de bocina normal y de haz estrecho) dirigidas hacia la antena transmisora, revelan que la supresión de los componentes del retardo es más eficaz con anchuras de haz estrechas. En el Cuadro 7 se dan varios ejemplos de cómo depende de la directividad de la antena del valor r.m.s. de la dispersión estática del retardo no excedida en el percentilo del 90% y obtenida con simulaciones de trazado de rayos a 60 GHz en una oficina vacía. Hay que señalar que la reducción del valor r.m.s. de la dispersión del retardo no siempre es deseable, ya que puede entrañar un aumento de las gamas dinámicas del desvanecimiento de las señales de banda ancha, como resultado de la ausencia inherente de diversidad de frecuencias. Asimismo, hay que señalar que ciertos planes de transmisión se benefician de los efectos de los trayectos múltiples.

CUADRO 7

**Ejemplo de dependencia del valor r.m.s. de la dispersión del retardo
con respecto a la directividad de la antena**

Frecuencia (GHz)	Antena de transmisión	Anchura de haz de la antena de recepción (grados)	Valor r.m.s. de la dispersión estática del retardo (percentilo del 90%) (ns)	Dimensión de la sala (m)	Observaciones
60	Omnidireccional	Omnidireccional	17	13,5 × 7,8 Oficina vacía	Trazado de rayos
		60	16		
		10	5		
		5	1		

5.2 Trayecto obstruido

Cuando el trayecto directo está obstruido, puede ser más complicado determinar la dependencia de la dispersión del retardo con respecto a la polarización y la directividad de la antena que en un trayecto de visibilidad directa. Se dispone de varios resultados de experimentos con trayectos obstruidos pero el resultado obtenido en un experimento a 2,4 GHz indica que la dependencia de la dispersión del retardo con respecto a la polarización y la directividad de la antena en el trayecto obstruido es muy diferente de la correspondiente a un trayecto de visibilidad directa. Por ejemplo, una antena omnidireccional polarizada horizontalmente en el transmisor y una antena receptora de polarización circular direccional arrojan un valor r.m.s. de las dispersiones del retardo más reducidas y el exceso de retardo máximo más bajo en el trayecto obstruido.

5.3 Orientación del terminal móvil

En los sistemas radioeléctricos portátiles los factores más importantes de la propagación son generalmente la reflexión y la dispersión de la señal. La energía suele dispersarse de la polarización transmitida a polarizaciones ortogonales. En esas condiciones, el acoplamiento de polarización cruzada aumenta la probabilidad de obtener niveles de recepción adecuados en aparatos de radio portátiles orientados aleatoriamente. Las mediciones del acoplamiento de polarización cruzada efectuadas a 816 MHz indican un alto nivel de acoplamiento.

6 Efectos de la ubicación del transmisor y el receptor

Se han hecho sólo unas pocas investigaciones experimentales y teóricas sobre los efectos de la ubicación del transmisor y el receptor sobre las características de propagación en interiores. Sin embargo, en general puede decirse que la estación de base debe situarse lo más alto posible cerca del techo de la sala para alcanzar trayectos de visibilidad directa lo más lejos posible. Tratándose de terminales portátiles, es evidente que la posición del terminal de usuario dependerá del movimiento del usuario más que de las limitaciones inherentes del diseño del sistema. Sin embargo, en el caso de los terminales portátiles se sugiere que la antena esté situada a una altura suficiente para garantizar visibilidad directa con la estación de base, siempre que sea posible. Asimismo, la elección del emplazamiento de la estación es un factor muy importante de los parámetros de configuración del sistema como, por ejemplo, los arreglos de diversidad espacial, la configuración de la zona, etc.

7 Efectos de los materiales de construcción, los acabados y el mobiliario

Las características de propagación en interiores se ven afectadas por la reflexión en los materiales de construcción y la transmisión a través de éstos. Las características de reflexión y transmisión de esos materiales dependen de la permitividad compleja de los mismos. Es probable que los modelos de predicción de la propagación para una ubicación determinada necesiten que se introduzcan datos básicos con información sobre la permitividad compleja de los materiales de construcción y sobre la estructura del edificio.

En el Cuadro 8 se consigna la permitividad compleja de los materiales de construcción típicos, obtenidas por experimentación a 1, 57,5, 78,5 y 95,9 GHz. Estas permisividades revelan diferencias apreciables entre un material y otro, pero dependen poco de la frecuencia en la gama de frecuencias de 60-100 GHz, excepto en el caso del suelo cuya permitividad varía en un 10%.

CUADRO 8

Permitividad compleja de los materiales de construcción para interiores *

	1 GHz	57,5 GHz	70 GHz	78,5 GHz	95,9 GHz
Hormigón	7-j0,85	6,5-j0,43	–	–	6,2-j0,34
Hormigón ligero	2-j0,5	–	–	–	–
Revestimiento de suelos (resina sintética)	–	3,91-j0,33	–	3,64-j0,37	3,16-j0,39
Revestimiento de yeso	–	2,25-j0,03	2,43-j0,04	2,37-j0,1	2,25-j0,06
Revestimiento de techos (lana mineral)	1,2-j0,01	1,59-j0,01	–	1,56-j0,02	1,56-j0,04
Vidrio	6,76-j0,09	6,76-j0,16	6,76-j0,17	-6,76-j0,18	-6,76-j0,19
Fibra de vidrio	1,2-j0,1	–	–	–	–

* Los valores para el vidrio se obtienen de las ecuaciones (6a) a (6d). Los demás valores se han obtenido a partir de mediciones.

Puede obtenerse una fórmula empírica de la permitividad compleja, η , del vidrio para la gama de frecuencias de 0,9 GHz a 100 GHz de la siguiente manera:

$$\eta = (n_{cr} - jn_{ci})^2 \quad (6a)$$

donde:

$$n_{cr} = 2,60 \quad (6b)$$

$$n_{ci} = 10^{-1,773 + 0,153x - 0,027x^2 - 0,011x^3 + 0,014x^4} \quad (6c)$$

$$x = \log_{10} f, \quad 0,9 \text{ GHz} < f < 100 \text{ GHz} \quad (6d)$$

Partiendo de las mediciones publicadas se ha obtenido una fórmula sencilla de la (parte real de la) permitividad ϵ_r , y la conductividad σ de distintos materiales de construcción. La permitividad relativa es independiente de la frecuencia, mientras que la conductividad viene dada por:

$$\sigma = c f^d \quad \text{S/m} \quad (6e)$$

siendo f la frecuencia expresada en GHz. En el Cuadro 9 figuran los valores de la permitividad relativa y las constantes c y d .

CUADRO 9
Parámetros de la permitividad relativa y la conductividad
de distintos materiales de construcción

Tipo de material	Permitividad relativa	Conductividad		Gama de frecuencias (GHz)
		c	d	
Hormigón	5,31	0,0326	0,8095	1-100
Ladrillo	3,75	0,038	0,0	1-10
Placa de yeso	2,94	0,0116	0,7076	1-100
Madera	1,99	0,0047	1,0718	0,001-100
Vidrio	6,27	0,0043	1,1925	0,1-100
Revestimiento de techos	1,50	0,0005	1,1634	1-100
Aglomerado	2,58	0,0217	0,7800	1-100
Revestimiento de suelos	3,66	0,0044	1,3515	50-100
Metal	1	10^7	0,0	1-100

Los límites de frecuencia indicados en el Cuadro 9 no son estrictos, sino más bien indicativos de los datos que se utilizaron para obtener los modelos.

En caso necesario, la parte imaginaria de la permitividad relativa ϵ_i puede calcularse a partir de la conductividad y la frecuencia:

$$\epsilon_i = 17,98 \sigma / f \tag{6f}$$

La atenuación, A , que experimenta una onda electromagnética cuando se propaga a través de materiales debido a las pérdidas óhmicas viene dada por:

$$A = 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r} \text{ dB/m} \tag{6g}$$

Las características de reflexión y de transmisión se pueden calcular por medio de los coeficientes de reflexión y transmisión, definidos por:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i}, \quad R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i}, \quad T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i}, \quad T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i} \tag{6h}$$

donde E representa la amplitud compleja de los campos electromagnéticos y los superíndices i , r , y t se refieren a los campos electromagnéticos incidente, reflejado y transmitido, respectivamente. Los subíndices N y P representan las componentes de campo electromagnético normal y paralela al plano de reflexión, siendo éste el plano que contiene tanto a los rayos incidente como reflejado (véase la Fig. 1 para la geometría). Los campos electromagnéticos incidente y reflejado se definen con respecto a la superficie de reflexión mientras que el campo electromagnético transmitido se define con respecto a la superficie opuesta a la superficie de reflexión. Las direcciones de referencia para E_P , E_N , y la dirección de propagación forman siempre un sistema de coordenadas ortogonales

a derechas en este orden. Las direcciones de referencia E_N para los campos electromagnéticos, incidente, reflejado y transmitido, se definen de manera que sean idénticas.

A partir de la permitividad compleja η , el coeficiente de reflexión viene dado por:

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad \text{(Componente de campo electromagnético normal al plano de reflexión)} \quad (7a)$$

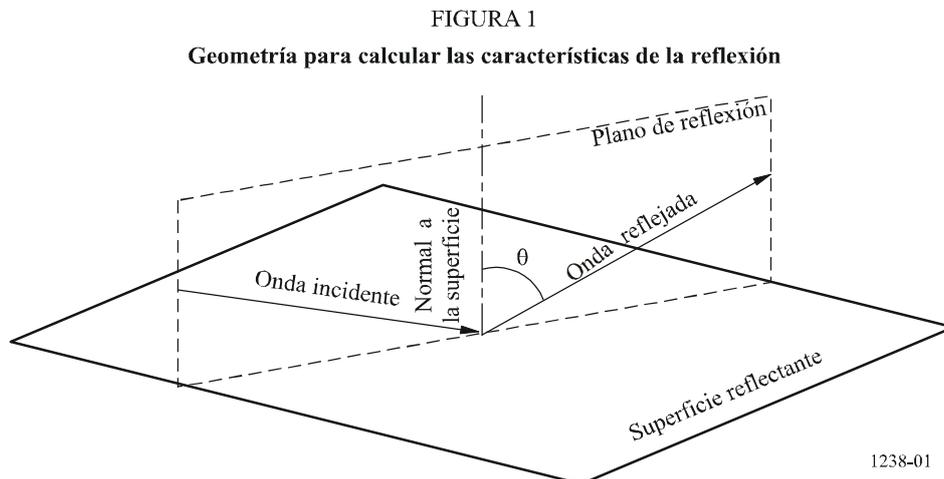
$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}} \quad \text{(Componente de campo electromagnético paralela al plano de reflexión)} \quad (7b)$$

donde θ es el ángulo entre el rayo incidente y la normal a la superficie de reflexión, como se ilustra en la Fig. 1.

Para el caso especial en que el campo electromagnético incidente tiene polarización circular, los cambios de amplitud y fase de la señal recibida del campo electromagnético reflejado se pueden representar por medio del coeficiente de reflexión R_C para polarización circular, que viene dado por:

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad \text{(Polarización circular)} \quad (7c)$$

Las ecuaciones anteriores se aplican cuando las pérdidas de penetración del material de construcción son de tal magnitud que no se refleja ninguna onda significativa en la superficie reflectante. Si este no es el caso debe tenerse el efecto de reflexiones internas múltiples dentro del material de construcción.



Cuando el material de construcción está representado por N planos dieléctricos y el espesor y la permitividad compleja de la m -ésima capa ($m = 1, 2, \dots, N$) se representan como d_m y η_m respectivamente, los coeficientes de reflexión y transmisión vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$R_N = \frac{B_0}{A_0}, \quad R_P = \frac{G_0}{F_0}, \quad T_N = \frac{1}{A_0}, \quad T_P = \frac{1}{F_0} \quad (8a)-(8d)$$

En este caso $A_0, B_0, F_0,$ y $G_0,$ se determinan mediante las siguientes ecuaciones de recursión:

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1+Y_{m+1}) + B_{m+1}(1-Y_{m+1})] \quad (9a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1-Y_{m+1}) + B_{m+1}(1+Y_{m+1})] \quad (9b)$$

$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})] \quad (9c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})] \quad (9d)$$

$$A_{N+1} = 1, \quad B_{N+1} = 0, \quad F_{N+1} = 1, \quad G_{N+1} = 0 \quad (10a)-(10d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}}, \quad Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}}, \quad \eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (11a)-(11c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m, \quad \delta_0 = 0, \quad k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m}, \quad k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (12a)-(12d)$$

donde:

λ : longitud de onda en el espacio libre

θ_m : ángulo de refracción en la m -ésima capa

θ_{N+1} : ángulo de refracción en el aire a la derecha del último plano límite.

Para el caso especial en que hay solo una capa, las ecuaciones (8) pueden simplificarse de la siguiente manera:

$$R = \frac{1 - \exp(-j2\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} R' \quad (\text{Coeficiente de reflexión}) \quad (13a)$$

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{Coeficiente de transmisión}) \quad (13b)$$

siendo:

$$\delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\eta - \sin^2 \theta} \quad (14)$$

donde d es el espesor del material de construcción. En las ecuaciones (13a) y (13b), R' viene dado por R_N o R_P , dependiendo de la polarización de la onda del campo electromagnético incidente.

R_N y R_P se pueden utilizar como coeficientes de reflexión Γ_{nu} mientras T_N y T_P se pueden utilizar como coeficientes de penetración P_{nv} , tal como se definen en el § 4.5, si todos los planos de reflexión definidos para el trayecto de un rayo son idénticos, como en el caso de un modelo determinístico bidimensional. R_C se puede utilizar como Γ_{nu} sólo para la primera reflexión a lo largo

de un trayecto, ya que una onda con polarización circular, en general, se transforma en una onda con polarización elíptica después de la reflexión. De manera general, el campo electromagnético incidente se descompone en componentes normales o paralelas al plano de reflexión y R_N y T_N o R_P y T_P se aplican a cada componente respectivamente, a fin de determinar los campos electromagnéticos reflejado y transmitido.

En bandas de ondas milimétricas, el acabado de una superficie, como por ejemplo la pintura, debe considerarse como una de las capas de dieléctrico.

Las reflexiones especulares de los materiales del suelo tales como entarimado de suelo y placas de hormigón se reducen considerablemente en las bandas de ondas milimétricas cuando los materiales se recubren con alfombras de superficie rugosa. Pueden obtenerse disminuciones similares poniendo cortinas en las ventanas. En consecuencia, cabe esperar que los efectos propios de los materiales cobren importancia a medida que aumenta la frecuencia.

Además de las estructuras esenciales del edificio, el mobiliario y otros accesorios pueden afectar también significativamente a las características de propagación en interiores. Pueden considerarse como obstrucciones y se consideran en el modelo de pérdida de trayecto del § 3.

El Apéndice 1 proporciona un método de cálculo de las características de reflexión y transmisión para materiales de capas múltiples, por medio de la formulación de una matriz ABCD como un método informático alternativo.

8 Efecto de los movimientos de los objetos en una sala

El movimiento de personas y objetos en una sala ocasiona variaciones temporales de las características de propagación en interiores. Sin embargo, estas variaciones son muy lentas en comparación con la velocidad de datos utilizada normalmente y, en consecuencia, pueden considerarse prácticamente como una variable aleatoria independiente del tiempo. Aparte de las personas situadas a proximidad de las antenas o en el trayecto directo, el movimiento de las personas en las oficinas y otros lugares dentro y fuera del edificio tienen un efecto desdeñable en las características de propagación.

Las mediciones efectuadas con ambos terminales del enlace en posición fija indican que el desvanecimiento se produce en ráfagas (los datos estadísticos recogidos tienen un carácter marcadamente no estacionario), y se debe bien a la perturbación de las señales de trayectos múltiples en las zonas que rodean a un determinado enlace, o al ensombrecimiento provocado por el paso de personas a través del enlace.

Las mediciones realizadas a 1,7 GHz indican que una persona que se introduce en el trayecto de una señal de visibilidad directa ocasiona una disminución de 6 a 8 dB del nivel de potencia recibida, y que el valor K de la distribución de Nakagami-Rice se reduce considerablemente. En condiciones sin visibilidad directa, el movimiento de personas cerca de las antenas no afecta apreciablemente al canal.

En el caso de un terminal portátil, la proximidad de la cabeza y el cuerpo del usuario afecta al nivel de la señal recibida. A 900 MHz y con una antena dipolo, las mediciones revelan que la intensidad de la señal recibida se reduce de 4 a 7 dB cuando el terminal se mantiene a nivel de la cintura, y de 1 a 2 dB cuando el terminal se mantiene a la altura de la cabeza del usuario, con respecto a la intensidad de la señal recibida cuando la antena está situada a varias longitudes de onda del cuerpo.

Cuando la altura de la antena es inferior a 1 m aproximadamente, por ejemplo, en el caso de una aplicación característica de ordenador portátil o de mesa, el trayecto de visibilidad directa puede verse ensombrecido por personas que se desplazan en la vecindad del terminal del usuario. Para estas aplicaciones de datos revisten interés tanto la profundidad como la duración de los desvanecimientos. Las mediciones efectuadas a 37 GHz en un entorno de oficina interior han

demostrado que con frecuencia se observan desvanecimientos de 10 a 15 dB. La duración de estos desvanecimientos debidos al ensombrecimiento producido por los cuerpos de personas que se mueven continuamente de manera aleatoria a través del trayecto con visibilidad directa sigue una distribución log-normal, en virtud de la cual la desviación media y normalizada dependen de la profundidad del desvanecimiento. Para esas mediciones, a una profundidad de desvanecimiento de 10 dB, la duración media fue de 0,11 s y la desviación normalizada de 0,47 s. A una profundidad de desvanecimiento de 15 dB, la duración media fue de 0,05 s y la desviación normalizada de 0,15 s.

Las mediciones a 70 GHz han demostrado que la duración media del desvanecimiento debida al apantallamiento de un cuerpo es de 0,52 s, 0,25 s y 0,09 s para una profundidad de desvanecimiento de 10 dB, 20 dB y 30 dB, respectivamente, estimándose la velocidad media del movimiento de las personas a 0,74 m/s en direcciones aleatorias, y suponiendo que el grosor del cuerpo humano es de 0,3 m.

Las mediciones indican que el número medio de sucesos de apantallamiento de un cuerpo en una hora causado por el movimiento humano en un entorno de oficina puede obtenerse con la fórmula:

$$\bar{N} = 260 \times D_p \quad (15)$$

donde D_p ($0,05 \leq D_p \leq 0,08$) es el número de personas por metro cuadrado en la sala. Por consiguiente, la duración total del desvanecimiento por hora se obtiene con la fórmula:

$$T = \bar{T}_s \times \bar{N} \quad (16)$$

donde \bar{T}_s es la duración media del desvanecimiento.

El número de sucesos de apantallamiento de un cuerpo en una hora en una sala de exposiciones es de 180 a 280, siendo D_p de 0,09 a 0,13.

La dependencia de las pérdidas de trayecto con respecto a la distancia en una sala subterránea se ve afectada por el apantallamiento de cuerpos humanos. Las pérdidas de trayecto en una sala subterránea pueden estimarse mediante la siguiente ecuación, utilizando los parámetros del Cuadro 10.

$$L(x) = -10 \cdot \alpha \{1,4 - \log_{10}(f) - \log_{10}(x)\} + \delta \cdot x + C \quad \text{dB} \quad (17)$$

donde:

f : frecuencia (MHz)

x : distancia (m).

Los parámetros en el caso de NLOS se verifican en la banda de 5 GHz, y los del caso LOS son aplicables a la gama de frecuencias de 2 GHz a 20 GHz. La distancia x oscila entre 10 m y 200 m.

El entorno de una sala subterránea es de tipo compartimentado, formado por pasillos rectos con paredes de vidrio o cemento armado. El pasillo principal tiene 6 m de ancho, 3 m de alto y 190 m de largo. Se supone que un cuerpo humano típico mide 170 cm de altura y su envergadura entre los hombros es de 45 cm. La densidad de los pasantes es de aproximadamente 0,008 persona/m² y 0,1 persona/m² en un periodo de calma (temprano por la mañana o en horas bajas) y en periodo agitado (hora de comer o en horas punta), respectivamente.

CUADRO 10

**Parámetros para modelar la función de pérdidas
de trayecto en la sala subterránea Yaesu**

	LOS			NLOS		
	α	δ (m^{-1})	C (dB)	α	δ (m^{-1})	C (dB)
Hora baja	2,0	0	-5	3,4	0	-45
Hora punta	2,0	0,065	-5	3,4	0,065	-45

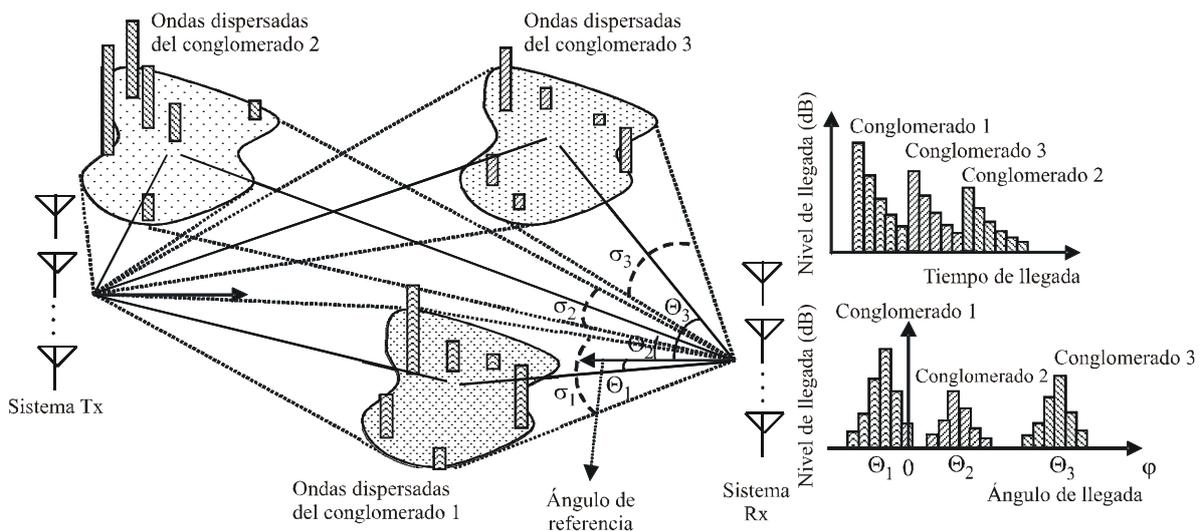
9 Modelos de dispersión angulas

9.1 Modelo de conglomerado

En un modelo de propagación para sistemas de banda ancha que utilizan sistemas de antenas, se puede aplicar un modelo de conglomerado que combina las distribuciones temporal y angular. El conglomerado abarca las ondas dispersas que llegan al receptor dentro de un ángulo y un tiempo limitado, según se ilustra en la Fig. 2. En el § 4 se indican las características de retardo temporal. La distribución del ángulo de llegada del conglomerado Θ_i basado en el ángulo de referencia (que se podría elegir arbitrariamente) para un entorno de interiores se expresa aproximadamente mediante una distribución uniforme en $[0, 2\pi]$.

FIGURA 2

Imagen de un modelo de conglomerado



- Θ_i : Ángulo de llegada de conglomerado, i
 σ_i : Desviación normalizada de la dispersión angular dentro de un conglomerado, i

9.2 Distribución angular de las ondas de llegada dentro del conglomerado i -ésimo

La función de densidad de probabilidad de la distribución angular de las ondas de llegada dentro de un conglomerado se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$P_i(\varphi - \Theta_i) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_i} \cdot \exp\left(-\sqrt{2} \frac{|\varphi - \Theta_i|}{\sigma_i}\right) \quad (18)$$

siendo φ el ángulo de llegada de las ondas de llegada dentro de un conglomerado en grados con referencia al ángulo de referencia y σ_i la desviación normalizada de la dispersión angular (grados).

En el Cuadro 11 se indican los parámetros de la dispersión angular en un entorno en interiores.

CUADRO 11

Parámetros de la dispersión angular en un entorno en interiores

	LOS		NLOS	
	Media (grados)	Gama (grados)	Media (grados)	Gama (grados)
Sala	23,7	21,8-25,6	–	–
Oficina	14,8	3,93-28,8	54,0	54
Hogar	21,4	6,89-36	25,5	4,27-46,8
Corredor	5	5	14,76	2-37

10 Modelo estadístico en caso de utilización estática

Cuando los terminales inalámbricos, tales como teléfonos celulares y WLAN, se utilizan en interiores, su posición suele ser estática. En este caso, el terminal inalámbrico no se mueve, pero el entorno que lo rodea cambia debido al movimiento de objetos que bloquean las señales, como por ejemplo personas. Para calcular con precisión la calidad de la comunicación en este entorno proporcionamos un modelo de canal para condiciones estáticas en interiores, que presenta las características estadísticas de la función de densidad de probabilidad (FDP) y la función de autocorrelación de la variación del nivel recibido al mismo tiempo.

Se analizan los modelos de canales para entornos NLoS y LoS en interiores.

10.1 Definición

- $N_{persona}$: número de personas en movimiento
- Δw : diámetro equivalente a una persona en movimiento (m)
- v : velocidad de desplazamiento de la persona (m/s)
- P_m : potencia total de trayectos múltiples
- $S(x,y)$: disposición de la zona de movimiento
- f_T : desplazamiento máximo de frecuencia para el terminal móvil estático.
- r_p : potencia recibida en el terminal móvil
- f : frecuencia (Hz)

- $p(r_p, k)$: función de densidad de probabilidad (PDF) de la potencia recibida, definida como una distribución Nakagami-Rice con el factor K
- K : factor K definido en la distribución Nakagami-Rice
- $R(\Delta t)$: función de autocorrelación de la función al nivel recibido
- $R_N(\Delta t)$: coeficiente de correlación al nivel recibido
- $P(f)$: espectro de potencias
- $P_N(f)$: espectro de potencias normalizado a la potencia $P(0)$.

10.2 Modelo del sistema

En la Fig. 3 se muestra el modelo de sistema. Se considera que los únicos objetos que se mueven son personas; la i -ésima persona se representa por un disco de diámetro Δw (m) separado del terminal móvil (MT) una distancia r_i (m). Cada persona camina en dirección aleatoria entre 0 y 2π a una velocidad constante de v (m/s) y se desplaza dentro de una superficie arbitraria $S(x, y)$ alrededor del MT. El número de personas que se mueven es $N_{persona}$ y cada una de ellas absorbe una parte de la energía de los trayectos que atraviesan su anchura, Δw . Los trayectos múltiples llegan al terminal de manera uniforme desde todas las direcciones horizontales. En las Figs. 4 y 5 se muestra una representación típica de las habitaciones consideradas, rectangulares y circulares, respectivamente.

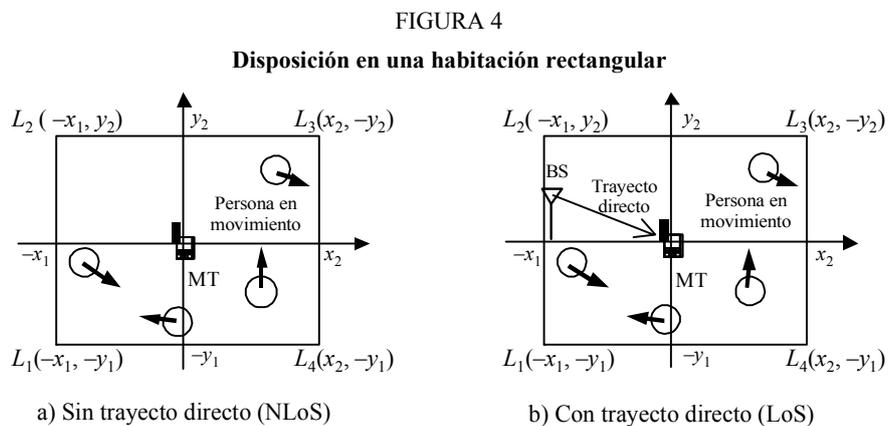
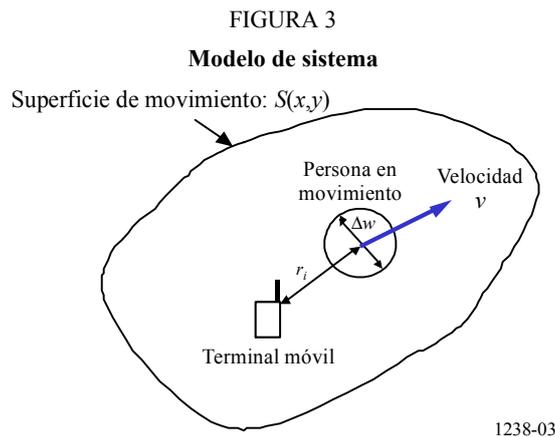
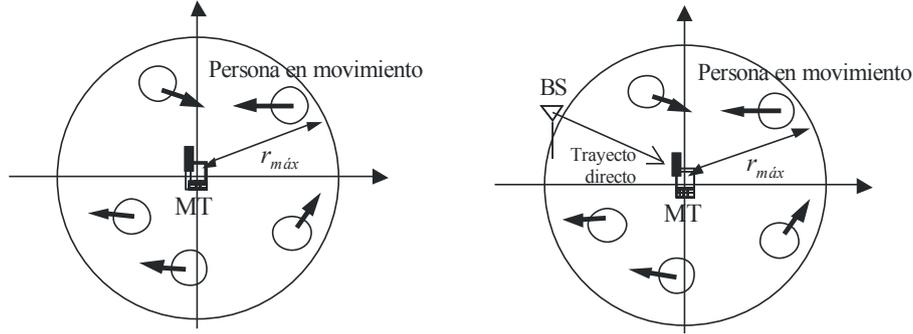


FIGURA 5

Disposición en una habitación circular



a) Sin trayecto directo (NLoS)

b) Con trayecto directo (LoS)
1238-05

10.2.1 Función de densidad de probabilidad de la potencia recibida

La FDP de la potencia recibida r_p en el terminal móvil viene dada por la distribución Nakagami-Rice siguiente:

$$p(r_p, K) = (K + 1) \exp[-(K + 1)r_p - K] I_0(\sqrt{4(K + 1)Kr_p}) \quad (19)$$

siendo $I_0(x)$ la primera función Bessel modificada de orden 0 y K el siguiente factor:

$$K \equiv K(x) = \frac{|e_{Directa}(x) + e_s(x)|^2}{\left(\frac{N_{persona} P_m \Delta w S_{Forma}}{2\pi} \right)} \quad (20)$$

donde:

$$S_{Forma} = \begin{cases} \frac{1}{(x_2 + x_1)(y_2 + y_1)} \begin{pmatrix} -y_1 \log(-x_1 + \sqrt{x_1^2 + y_1^2}) - x_1 \log(-y_1 + \sqrt{x_1^2 + y_1^2}) \\ + y_1 \log(x_2 + \sqrt{x_2^2 + y_1^2}) - x_2 \log(-y_1 + \sqrt{x_2^2 + y_1^2}) \\ - y_2 \log(-x_1 + \sqrt{x_1^2 + y_2^2}) + x_1 \log(y_2 + \sqrt{x_1^2 + y_2^2}) \\ + y_2 \log(x_2 + \sqrt{x_2^2 + y_2^2}) + x_2 \log(y_2 + \sqrt{x_2^2 + y_2^2}) \end{pmatrix} & \text{(para una habitación rectangular)} \\ \frac{2}{r_{máx}} & \text{(para una habitación circular)} \end{cases} \quad (21)$$

En esta ecuación $e_{Directo}(x)$ representa la envolvente compleja del trayecto directo y $e_s(x)$ la envolvente compleja de trayectos múltiples sin objetos en movimiento alrededor del TM en la posición x , que depende sólo del entorno estático que lo rodea; sus valores no dependen del tiempo t . P_m representa la potencia total de los múltiples trayectos. S_{Forma} es un valor constante que queda determinado por la forma y dimensiones de la habitación.

10.2.2 Función de autocorrelación del nivel de seña recibido

La función de autocorrelación $R(\Delta t)$ del nivel de la seña compleja recibida en el intervalo de tiempo Δt viene dado por la siguiente expresión:

$$R(\Delta t) = \begin{cases} P_m \left(\frac{|e_{Directo}(x) + e_s(x)|^2}{P_m} + \frac{N_{persona} \Delta w S_{Forma}}{2\pi} \left(1 - \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} \right) \right) & (v|\Delta t| \leq \Delta w) \\ P_m \left[\frac{|e_{Directo}(x) + e_s(x)|^2}{P_m} + \frac{N_{persona} \Delta w S_{Forma}}{2\pi} \left\{ 1 - \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} - \frac{2}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{1}{f_T |\Delta t|} \right) + \frac{2f_T |\Delta t|}{\pi} \operatorname{sen} \left(\cos^{-1} \left(\frac{1}{f_T |\Delta t|} \right) \right) \right\} \right] & (v|\Delta t| \leq \Delta w) \end{cases} \quad (22)$$

siendo:

$$f_T = v / \Delta w \quad (23)$$

En esta ecuación f_T viene dado por la velocidad de desplazamiento v y la anchura Δw de la persona en movimiento y puede considerarse como el desplazamiento máximo de frecuencia para el terminal móvil estático.

10.2.3 Espectro de potencia de la seña recibida

El espectro de potencia $P(f)$ en función de la frecuencia, que determina la variación de la envolvente compleja, viene dado por la transformada de Fourier de la función de autocorrelación $R(\Delta t)$ indicada en la ecuación (22), esto es:

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t \quad (24)$$

El espectro de potencia $P_N(f)$, normalizado a la potencia $P(0)$ a la frecuencia $f=0$ Hz, puede aproximarse por el siguiente valor.

$$P_N(f) = P(f) / P(0) \approx \frac{\left(K(x) \delta(f) + 0,02 f_T^{-0,87} \times \begin{cases} \left((1 - 0,78 f_T^{-0,21}) \delta(f) + 0,78 f_T^{0,21} \exp(-5,3|f|/f_T) \right) & \left(|f| \leq \frac{f_T}{\sqrt{2}} \right) \\ 0,0092 f_T^{1,8} |f|^{-2} & \left(|f| > \frac{f_T}{\sqrt{2}} \right) \end{cases} \right)}{K(x) = 0,02 f_T^{-0,87}} \quad (25)$$

Siendo $\delta(f)$ la función delta de Dirac.

10.2.4 Valores

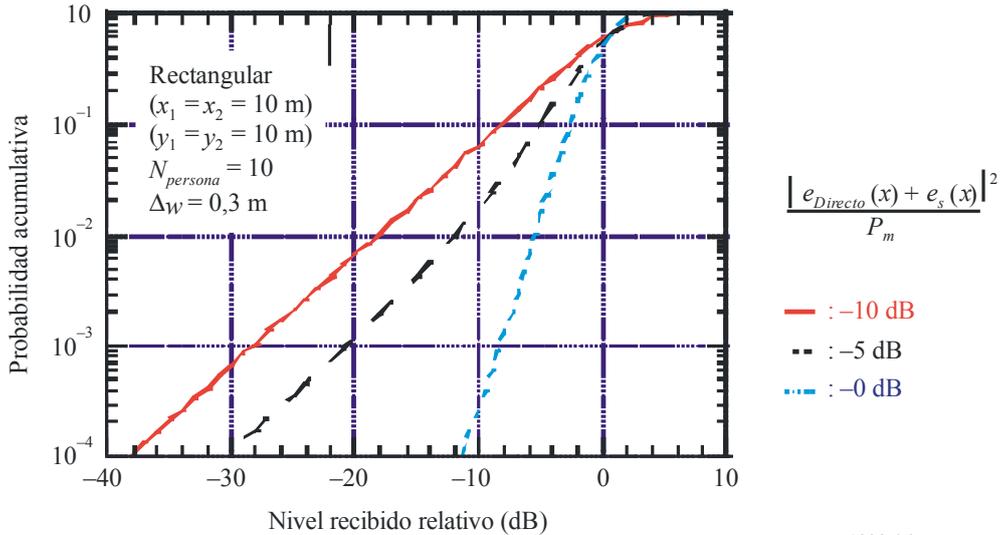
Se recomienda un valor de Δw igual a 0,3 m, que es representativo de un hombre adulto medio.

10.2.5 Ejemplos

Suponiendo Δw , v y $N_{persona}$ igual a 0,3 m, 1 m/s, y 10, respectivamente, y $r_{m\acute{a}x}$ igual 10 m en el caso de la sala circular, los valores de la DFP $p(r_p, K(x))$, la funci3n de autocorrelaci3n $R_N(\Delta t)$ y el espectro de potencia $P_N(f)$, obtenidos a partir de las ecuaciones (19), (20) y (25), se indican en las Figs. 6, 7 y 8, respectivamente.

FIGURA 6

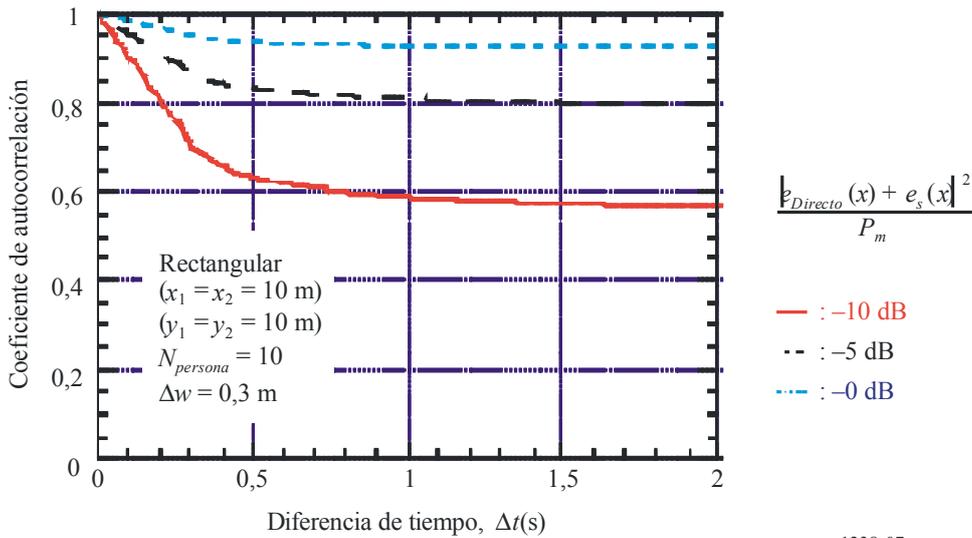
Probabilidad acumulativa del nivel recibido en una sala circular



1238-06

FIGURA 7

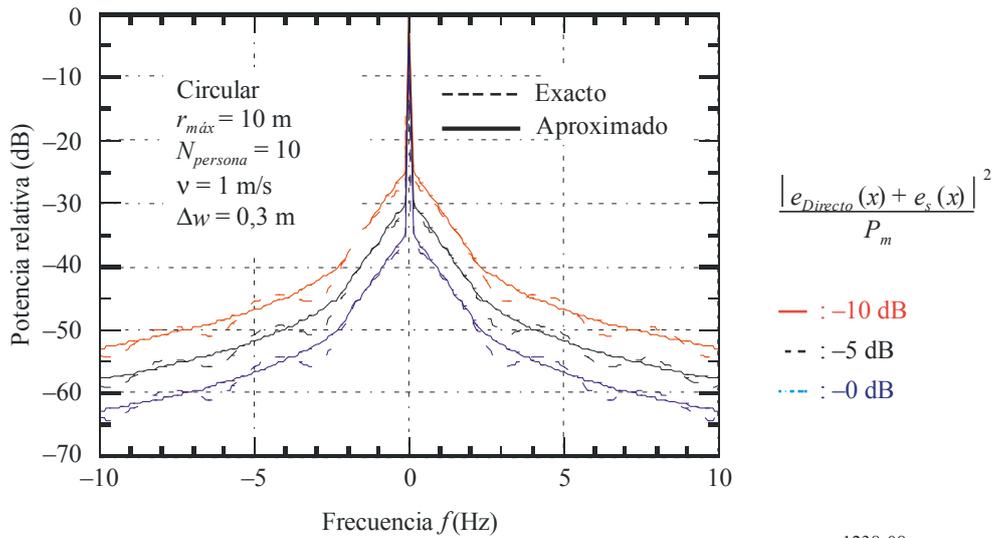
Coefficiente de autocorrelaci3n del nivel recibido en una sala circular



1238-07

FIGURA 8

Espectro de potencia en una sala circular



Apéndice 1 al Anexo 1

Método alternativo para obtener los coeficientes de reflexión y transmisión de materiales de construcción representados por N franjas dieléctricas basándose en la formulación de una matriz ABCD

A continuación, se indican fórmulas alternativas a las ecuaciones (8)-(14) del § 7 a fin de obtener los coeficientes de reflexión (R) y de transmisión (T) para un material de construcción representado por N franjas dieléctricas, basándose en la formulación de una matriz ABCD. Se supone que las superficies de ambos lados del material de construcción están libres. Obsérvese que este método alternativo produce exactamente los mismos resultados que se obtienen en el § 7.

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (26a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (26b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (26c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (26d)$$

En este caso, A , B y C son los elementos de la matriz ABCD dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (27a)$$

donde:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m), \quad B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m) \quad (27b)-(27c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m}, \quad D_m = A_m \quad (27d)-(27e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m \left[1 - \left(\frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0 \right)^2 \right]^{1/2} \quad (27f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad k_m = k_0 \sqrt{\eta_m} \quad (27g)-(27h)$$

En las ecuaciones (27b)-(27h), λ es la longitud de onda en espacio libre, k_0 es el número de onda en espacio libre, η_m y k_m son la permitividad compleja y el número de ondas en la m -ésima franja, β_m es la constante de propagación en la dirección perpendicular al plano de la franja y d_m es la anchura de la m -ésima franja.

Las impedancias de onda Z_N y Z_P para los campos electromagnéticos perpendicular y paralelo al plano de reflexión están dadas por:

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (28a)$$

y

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m \quad (28b)$$

siendo χ_m la impedancia intrínseca de la m -ésima franja dada por:

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}} \quad (28c)$$

donde:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1, \quad \theta_0 = \theta_{N+1} = \theta \quad \text{y} \quad Z_0 = Z_{N+1}.$$