

UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

Recomendación UIT-R P.2040
(09/2013)

Efectos de los materiales y estructuras de construcción en la propagación de las ondas radioeléctricas por encima de unos 100 MHz

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	Radioastronomía
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, 2015

© UIT 2015

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.2040

Efectos de los materiales y estructuras de construcción en la propagación de las ondas radioeléctricas por encima de unos 100 MHz

(Cuestión UIT-R 211/3)

(2013)

Cometido

Esta Recomendación ofrece directrices sobre los efectos de las propiedades de los materiales de construcción y las estructuras en la propagación de las ondas radioeléctricas. También se discuten los principios básicos y las mediciones de pérdidas en edificios ocasionadas por los materiales y estructuras de construcción.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que las propiedades eléctricas de los materiales y sus estructuras afectan en gran medida a la propagación de las ondas radioeléctricas;
- b) que es necesario determinar las pérdidas en las ondas radioeléctricas causadas por los materiales y estructuras de construcción;
- c) que es preciso dar directrices a los ingenieros para evitar la interferencia causada por sistemas en el exterior a sistemas en el interior y viceversa;
- d) que debe proporcionarse a los usuarios una fuente unificada para calcular los efectos de los materiales y estructuras de construcción,

observando

- a) que la Recomendación UIT-R P.679 proporciona directrices sobre la planificación de los sistemas de radiodifusión por satélite,
- b) que la Recomendación UIT-R P. 1238 ofrece directrices sobre la propagación en interiores en la gama de frecuencias de 900 MHz a 100 GHz;
- c) que la Recomendación UIT-R P. 1406 presenta información sobre varios aspectos de la propagación relativos a los servicios móvil terrestre terrenal y de radiodifusión en las bandas de ondas métricas y decimétricas;
- d) que la Recomendación UIT-R P. 1411 indica métodos de propagación para trayectos cortos en situaciones en exteriores en la gama de frecuencias aproximada de 300 MHz a 100 GHz,

recomienda

que como guía para evaluar los efectos de las propiedades y estructuras de los materiales de construcción en las pérdidas de propagación de las ondas radioeléctricas se utilice la información y los métodos que figuran en el Anexo 1.

Anexo 1

1 Introducción

El objeto de la presente Recomendación es ofrecer directrices sobre los efectos de los materiales, las propiedades eléctricas y las estructuras de construcción en la propagación de las ondas radioeléctricas. Esta tarea se lleva a cabo en tres etapas. La primera, Introducción, proporciona un debate de alto nivel de las hipótesis de propagación de exteriores a interiores y de interiores a exteriores así como las definiciones de algunos términos importantes. La segunda etapa presenta los resultados teóricos cuantitativos y detallados sobre las interacciones de la onda en el plano electromagnético con semiplanos con pérdidas, capas, objetos de dispersión, aberturas y otras estructuras para determinar la dependencia con los valores de las propiedades del material, con la frecuencia, con el ángulo de incidencia y con la polarización. Además, se considerarán los resultados de la teoría de guías de ondas y cavidades resonantes que constituyen los límites de sistemas de coordenadas separables. La segunda etapa también proporcionará los resultados de la teoría de las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales para poder comprender la dependencia con la frecuencia (y con otros parámetros) de las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales. Por último, la tercera etapa ofrecerá métodos para medir e informar sobre las propiedades de los materiales, junto con recopilaciones de las propiedades medidas de los materiales comunes de construcción. El documento proporcionará al usuario una fuente unificada para determinar los efectos de los materiales y las estructuras de construcción sobre el comportamiento del sistema.

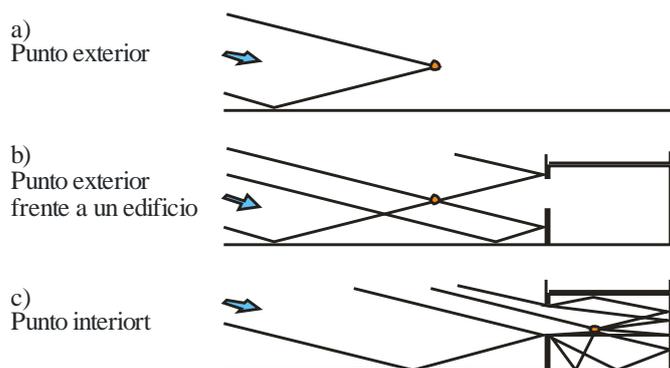
1.1 Descripción de las hipótesis

1.1.1 Propagación de exteriores a interiores: temas relativos al campo de referencia de pérdidas de entrada

Una dificultad que presenta la definición del campo de referencia de pérdidas de entrada es que la presencia del edificio modificará las intensidades de la señal fuera de él. La Fig. 1 ilustra de forma simplificada los casos que pueden aparecer. Las tres partes de la figura muestran:

- a) Un punto situado en el exterior relativamente aislado recibe un rayo directo y un rayo reflejado en el suelo. De hecho, en un entorno urbano ambos rayos pueden llegar procedentes de una fuente distante por difracción en un edificio situado a la izquierda de la figura. Para la propagación con pequeños ángulos respecto a la horizontal, habrá una estructura lobular sencilla y fundamentalmente vertical, es decir con máximos y mínimos cuando el punto se desplaza verticalmente.
- b) Sin desplazar el punto, se sitúa un edificio tras él. Ahora recibe dos rayos adicionales reflejados por el edificio, uno de los cuales también se refleja en el suelo. El diagrama lobulado tendrá en este caso una estructura fina tanto en dirección vertical como en dirección horizontal.
- c) El punto se desplaza en este caso al interior del edificio. A efectos ilustrativos se supone una frecuencia lo suficientemente alta como para que sólo sean significativos los rayos que atraviesan una ventana. A frecuencias inferiores, en las que la penetración a través de los muros es significativa, el diagrama de rayos sería distinto.

FIGURA 1
Diagrama de rayos simplificado para puntos exteriores e interiores

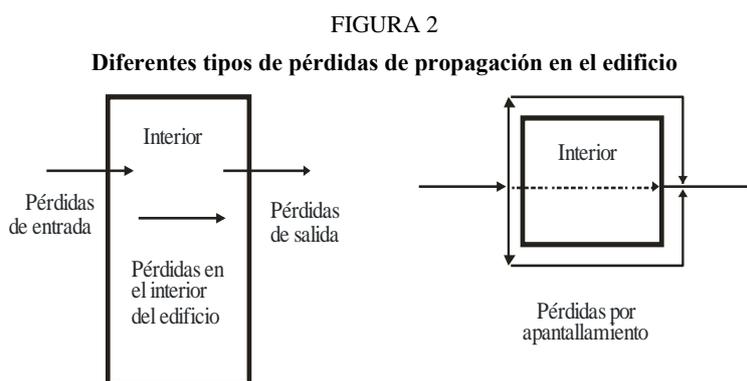


P.2040-01

Aunque la propagación multitrayecto causa lóbulos, la suma de potencia de múltiples rayos se aproxima al valor del campo promediado espacialmente. En consecuencia, por regla general, cabe esperar que la presencia de un edificio detrás un receptor incremente la intensidad de la señal recibida. En el interior del edificio, especialmente cerca del muro exterior iluminado, es probable que se reciba un gran número de rayos aunque muchos de ellos se verán atenuados por la transmisión, la reflexión o la difracción. Por consiguiente, es posible que la señal interior sea más intensa que la exterior.

1.1.2 Pérdidas de propagación en el edificio

La Fig. 2 muestra los distintos tipos de pérdidas en edificios que se producen en los casos exterior-interior e interior-exterior. En los siguientes puntos aparecen las definiciones.



P.2040-02

1.2 Definición de pérdidas de entrada en el edificio

Las pérdidas de entrada en el edificio es la diferencia entre el valor mediano espacial del nivel de la señal fuera de la cara iluminada de un edificio y el nivel de la señal dentro del edificio a la misma altura sobre el suelo, promediando espacialmente el desvanecimiento multitrayecto para ambas señales.

1.3 Definición de pérdidas por apantallamiento de un edificio

Las pérdidas por apantallamiento de un edificio es la diferencia entre el valor mediano de la variabilidad de emplazamiento del nivel de la señal fuera de la cara iluminada de un edificio y el nivel

de la señal fuera de la cara opuesta del edificio a la misma altura sobre el nivel del suelo, promediando espacialmente el desvanecimiento multitrayecto para ambas señales. Pueden considerarse como las pérdidas de transmisión a través de un edificio.

1.4 Definición de penetración (por ejemplo, de un muro)

Las señales fuera del edificio entran a un edificio cerrado por penetración principalmente a través de los muros. La penetración por los muros también se conoce como penetración a través de las divisiones en el interior del edificio. Dentro de los edificios las pérdidas por penetración en el muro es la diferencia entre el valor mediano de la variabilidad de emplazamiento del nivel de la señal en un lado del muro y el nivel de la señal en el lado opuesto del muro a la misma altura sobre el nivel del suelo, promediando espacialmente el desvanecimiento multitrayecto para ambas señales. Pueden considerarse como las pérdidas de transmisión a través de un muro.

1.5 Definición de penetración por abertura

La penetración por abertura es la penetración de las señales desde un lado de un muro al otro lado a través de aberturas en el muro, como por ejemplo ventanas.

1.6 Definición de pérdidas de salida del edificio

Las pérdidas de salida del edificio, que es la definición inversa a la de pérdidas de entrada en el edificio, es la diferencia entre el valor mediano de la variabilidad de emplazamiento del nivel de la señal dentro la cara iluminada de un edificio y el nivel de la señal fuera del edificio a la misma altura sobre el nivel del suelo, promediando espacialmente el desvanecimiento multitrayecto para ambas señales.

2 Principios básicos y teoría

Las ondas radioeléctricas que interactúan con un edificio sufrirán pérdidas que dependen de las propiedades eléctricas de los materiales y la estructura de la construcción del edificio. En este punto, se discuten los efectos teóricos de las propiedades eléctricas y la estructura de la construcción sobre la propagación de las ondas radioeléctricas.

2.1 Teoría de las propiedades eléctricas del material

2.1.1 Introducción

Este punto describe el desarrollo de fórmulas sencillas dependientes de la frecuencia para determinar la permitividad y la conductividad de los materiales habitualmente empleados en la construcción de edificios. Las fórmulas se basan en un ajuste de curvas a un cierto número de resultados de medición publicados, principalmente en la gama de frecuencias 1-100 GHz. El objetivo es encontrar una parametrización sencilla para su empleo en el modelo de trazado de rayos del interior al exterior.

La caracterización de las propiedades eléctricas de los materiales se presenta de diversas formas en los textos técnicos, que se describen en el § 2.1.2 para que los datos medidos puedan reducirse a un formato común.

2.1.2 Método

2.1.2.1 Definiciones de constantes eléctricas

El método sólo trata materiales no ionizados y no magnéticos y se fija el valor de la densidad de carga libre, ρ_f , a cero y la permeabilidad del material, μ , a la permeabilidad en espacio libre μ_0 .

Las principales cantidades de interés con la permitividad eléctrica, ϵ , y la conductividad σ . Existen muchas formas de cuantificar estos parámetros en los textos técnicos por lo que en primer lugar haremos referencia explícita a estas diferentes representaciones y a las relaciones entre ellas.

2.1.2.2 Obtención

El punto de partida es la ecuación de onda obtenida de las ecuaciones de Maxwell. Con esta hipótesis, la ecuación de onda para el campo eléctrico \vec{E} es:

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial \vec{J}_f}{\partial t} \quad (1)$$

siendo

\vec{E} : intensidad de campo eléctrico (vector) (V/m)

J_f : densidad de corriente de cargas libres (A/m²)

ϵ : permitividad dieléctrica (F/m)

μ_0 : permeabilidad en espacio libre (N/A²) = $4\pi \times 10^{-7}$ por definición.

En un conducto, \vec{J}_f está relacionado con \vec{E} mediante la ley de Ohm:

$$\vec{J}_f = \sigma \vec{E} \quad (2)$$

siendo:

σ : conductividad (S/m).

Combinando las ecuaciones (1) y (2) se obtiene:

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3)$$

Representando \vec{E} en notación exponencial:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad (4)$$

siendo:

\vec{E}_0 : valor de \vec{E} para $t = \vec{r} = 0$ (V/m)

\vec{k} : magnitud (m⁻¹) del número de onda (vector) = $2\pi/\lambda$ siendo λ la longitud de onda en m.

ω : frecuencia angular (s⁻¹) = $2\pi f$ siendo f la frecuencia en s⁻¹

Sustituyendo en la ecuación (3) se obtiene:

$$k^2 - \epsilon \mu_0 \omega^2 + j \omega \mu_0 \sigma = 0 \quad (5)$$

Siendo k la magnitud de \vec{k} .

La ecuación (5) muestra que la intensidad de campo eléctrico se propaga como una onda sinusoidal atenuada.

2.1.2.3 Dieléctrico no conductor

En un dieléctrico no conductor ($\sigma = 0$) el campo no se atenúa y a partir de la ecuación (5) se obtiene la velocidad de propagación $v (= \omega/k)$:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} \quad (6)$$

ϵ se representa convencionalmente en términos de permitividad relativa, ϵ_r , y la permitividad en espacio libre ϵ_0 , como:

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (7)$$

de donde se obtiene la velocidad de propagación:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

siendo c la velocidad de la luz en espacio libre ($= 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$). En otras palabras, $\sqrt{\epsilon_r}$ es el índice de refracción del medio dieléctrico.

2.1.2.4 Dieléctrico conductor

Cuando $\sigma \neq 0$, la onda se atenúa a medida que se propaga. Se puede ampliar la ecuación (8) para incluir este caso definiendo una permitividad relativa compleja ϵ_r^c mediante la ecuación (8), con $v = \omega/k$ que se expresa de manera más general por la ecuación (5):

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0\omega} \quad (9)$$

Esto demuestra que la permitividad relativa, ϵ_r (definida para un dieléctrico puro) se convierte en la parte real de la permitividad relativa compleja, más general ϵ_r^c definida para un dieléctrico conductor. Un problema es que no existen símbolos universalmente aceptados para estos términos y los textos contienen un cierto número de definiciones diferentes. El propio símbolo ϵ_r se utiliza a veces para denominar la permitividad relativa compleja y a veces su parte real.

Para evitar esta ambigüedad, escribiremos ϵ_r^c en la forma:

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (10)$$

y se utilizara el símbolo ϵ_r^c para la permitividad relativa compleja y ϵ_r' para su parte real, evitando el uso del símbolo ϵ_r . Mediante la ecuación (9) se determina la parte imaginaria de ϵ_r^c simplemente como:

$$\epsilon_r'' = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \quad (11)$$

Obsérvese que el signo de la parte imaginaria de ϵ_r^c es arbitrario y refleja nuestro convenio de signos en la ecuación (4). En unidades prácticas, la ecuación (9) realiza una conversión de ϵ_r'' a σ :

$$\sigma = 0.05563 \epsilon_r'' f_{\text{GHz}} \quad (12)$$

Otra formulación de la parte imaginaria de ϵ_r^c es en términos de la *tangente de pérdidas*, definida como:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (13)$$

y por tanto:

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon \omega} \quad (14)$$

De la ecuación (10) se obtiene de forma inmediata:

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r' (1 - j \tan \delta) \quad (15)$$

y en unidades practicas:

$$\sigma = 0.05563 \epsilon_r' \tan \delta f_{\text{GHz}} \quad (16)$$

Otro término que aparece a veces es el Q del medio, que se define como:

$$Q = \frac{\epsilon \omega}{\sigma} \quad (17)$$

y es la relación entre la densidad de corriente de desplazamiento $\partial D / \partial t$ y la densidad de corriente de conducción J_f . Para no conductores, $Q \rightarrow \infty$. De la ecuación (14):

$$Q = 1 / \tan \delta \quad (18)$$

Otro termino que puede aparecer en el índice de refracción complejo n^c que se define como $\sqrt{\epsilon_r^c}$.
Escribiendo n^c en términos de sus partes real e imaginaria:

$$n^c = n' - jn'' = \sqrt{\epsilon_r^c} \quad (19)$$

ϵ_r' , ϵ_r'' se obtiene de las ecuaciones (10) y (12):

$$\begin{aligned} \epsilon_r' &= (n')^2 - (n'')^2 \\ \epsilon_r'' &= 2n'n'' \\ \sigma &= 0.1113n'n'' f_{\text{GHz}} \end{aligned} \quad (20)$$

2.1.2.5 Tasa de atenuación

Un conductor dieléctrico atenuará las ondas electromagnéticas a medida que se propagan. Para cuantificar este fenómeno se sustituye la ecuación (5) en la ecuación (4) y se simplifica utilizando la ecuación (14):

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \exp \left\{ j \left(\omega t - \sqrt{\epsilon_r' (1 - j \tan \delta)} \vec{k}_0 \cdot \vec{r} \right) \right\} \quad (21)$$

siendo

\vec{k}_0 : número de onda (vector) (m^{-1}) en espacio libre.

La parte imaginaria bajo la raíz cuadrada supone un decrecimiento exponencial del campo eléctrico con la distancia:

$$\vec{E} \propto \vec{E}_0 \exp(-|\vec{r}|/\Delta) \quad (22)$$

Mediante una sencilla operación algebraica se demuestra que la distancia de atenuación, Δ , a la cual la amplitud del campo eléctrico cae a $1/e$ es:

$$\Delta = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \sqrt{\frac{2 \cos \delta}{(1 - \cos \delta)}} \quad (23)$$

Esto puede evaluarse calculando $\text{tg } \delta$ a partir de ϵ_r' y σ e invirtiendo para obtener $\cos \delta$. Sin embargo, es posible realizar una evaluación más directa en los dos límites de $\sigma \rightarrow 0$ (límite dieléctrico) y $\sigma \rightarrow \infty$ (límite de conductor bueno). Eligiendo la aproximación adecuada del término bajo el signo de la raíz cuadrada en la ecuación (21) estos límites son:

$$\Delta_{\text{dielectric}} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \frac{2}{\tan \delta} \quad (24)$$

y:

$$\Delta_{conductor} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\epsilon_r'}} \sqrt{\frac{2}{\tan \delta}} \quad (25)$$

Las ecuaciones (24) y (25) tiene una precisión del 3% aproximadamente para $\tan \delta < 0.5$ (dieléctrico) $\tan \delta > 15$ (conductor). $\Delta_{conductor}$ se denomina generalmente "profundidad de penetración".

A efectos prácticos, la tasa de atenuación es una cantidad más útil que la distancia de atenuación y ambos valores están relacionados mediante la ecuación

$$A = \frac{20 \log_{10} e}{\Delta} = 8.686 / \Delta \quad (26)$$

siendo:

A : tasa de atenuación en dB/m (con Δ en m.).

Sustituyendo las ecuaciones (24) y (25) en la ecuación (26) y pasando a unidades prácticas se obtiene

$$\begin{aligned} A_{dielectric} &= 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r'} \\ A_{conductor} &= 545.8 \sqrt{\sigma f_{GHz}} \end{aligned} \quad (27)$$

2.1.3 Dependencia con la frecuencia de las propiedades del material

En los textos técnicos, siempre se indica la parte real de la constante dieléctrica, ϵ_r' , pero a menudo no se especifica la frecuencia. En la práctica, en muchos materiales el valor de ϵ_r' es constante desde la DC hasta unos 5-10 GHz, frecuencia a partir de la cual su valor empieza a disminuir.

El valor de σ normalmente depende en gran medida de la frecuencia en la banda de interés, aumentando con la frecuencia. Esta puede ser una de las razones por las que en los textos técnicos a menudo se especifica la parte imaginaria de la constante dieléctrica, o la tangente de pérdidas; las ecuaciones (12) y (16) muestran que estos términos eliminan una dependencia lineal con la frecuencia en comparación con la dependencia con la frecuencia de σ .

Para cada material puede obtenerse un modelo de regresión sencillo para la dependencia con la frecuencia de σ ajustando los valores medidos de σ para un cierto número de frecuencias.

2.1.4 Modelos de la dependencia con la frecuencia de las propiedades del material

Para determinar la dependencia de las propiedades del material con la frecuencia, los valores de las constantes eléctricas de los materiales pueden caracterizarse en términos de frecuencia de medición, parte real (ϵ_r') y parte imaginaria (ϵ_r'') de la permitividad relativa, tangente de pérdidas ($\tan \delta$) y conductividad (σ). Obsérvese que la tangente de pérdidas puede obtenerse a partir de la conductividad y la parte imaginaria de la permitividad relativa.

Para la conductividad, existe normalmente una evidencia estadísticamente significativa del incremento con la frecuencia. En este caso, la tendencia de ha modelado utilizando la siguiente fórmula sencilla:

$$\sigma = \alpha f^\beta \quad (28)$$

donde f es la frecuencia en GHz. Se trata de una línea recta en un gráfico $\log(\sigma)$ – $\log(f)$. La línea de tendencia es el mejor ajuste para todos los datos disponibles.

Para la permitividad relativa, puede suponerse una dependencia con la frecuencia similar:

$$\varepsilon_r' = a f_{\text{GHz}}^b \quad (29)$$

Sin embargo, en casi todos los casos no hay evidencia de una tendencia de la permitividad relativa con la frecuencia. En estos casos puede utilizarse un valor constante para todas las frecuencias. El valor constante es la media de todos los valores trazados. En el Cuadro 4 del § 3 aparecen algunos ejemplos.

2.2 Efectos de la estructura del material sobre la propagación de las ondas radioeléctricas

2.2.1 Reflexión y transmisión de la onda plana en una sola interfaz

2.2.1.1 Incidencia oblicua sobre un medio dieléctrico

Se considera el caso de una onda plana sinusoidal que incide oblicuamente en una interfaz plana que separa dos medios dieléctricos uniformes. Hay tres importantes teoremas para este caso derivados de consideraciones geométricas.

- 1) Los números de onda de vector de las ondas reflejada y transmitida (refractada) se encuentran en el plano de incidencia; es decir, el plano definido por el número de onda k_1 de la onda incidente y la normal a la interfaz. Es el plano x - z de la Fig.3.
- 2) Los ángulos de incidencia y reflexión son iguales (ambos son θ_1 en la Fig.3).
- 3) El ángulo de refracción θ_2 está relacionado con el ángulo de incidencia por la ley de Snell.

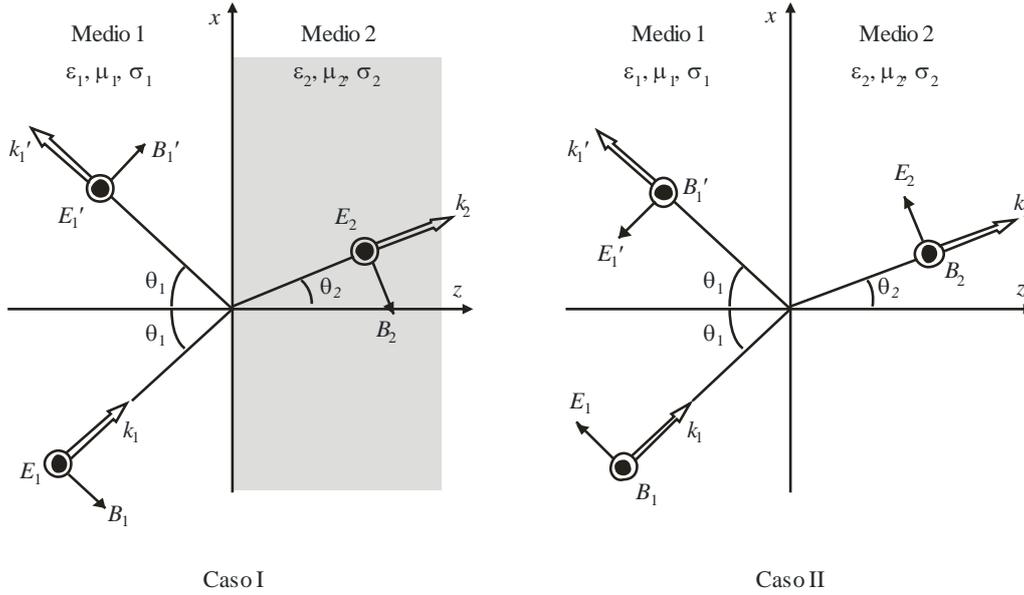
$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2 \quad (30)$$

siendo $c_1 = c/(\varepsilon_1\mu_1)^{1/2}$ y $c_2 = c/(\varepsilon_2\mu_2)^{1/2}$ las respectivas velocidades de onda en los dos medios, ε_1 y ε_2 representan la permitividad relativa compleja de los dos medios y μ_1 y μ_2 representan la permeabilidad relativa de los dos medios.

Estos teoremas aseguran que los factores espacio-tiempo exponenciales, $\exp\{j(\omega t - k \cdot r)\}$ para estas tres ondas ($k \rightarrow k_1, k_1', k_2$, respectivamente) son idénticos en todos los puntos de la interfaz.

FIGURA 3

Reflexión y refracción de las ondas planas en una interfaz plana



P.2040-03

Los coeficientes de reflexión y refracción se consideran por separado en los dos casos siguientes:

Caso I – El campo eléctrico incidente, E_1 , es normal al plano de incidencia.

Caso II – El campo eléctrico incidente, E_1 , es paralelo al plano de incidencia.

Caso I – (vector E normal al plano de incidencia).

Los coeficientes de reflexión y refracción, R_N y T_N se obtienen de las ecuaciones (31a) y (31b) basadas en la condición de frontera electromagnética.

$$R_N = \frac{-\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} -\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)} \quad (31a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2 \cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2)} \quad (31b)$$

Las formas simplificadas mostradas para materiales magnéticamente equivalentes se aplican al caso especial común de materiales no magnéticos. Además, los ángulos θ_1 y θ_2 no son independientes y están relacionados por la ley de Snell como indica la ecuación (30). Estos coeficientes pueden representarse como:

$$R_N = \frac{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (32a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \eta_{12} \cos \theta_1}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\eta_{12} \cos \theta_1}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (32b)$$

Caso II – (vector E paralelo al plano de incidencia)

Los coeficientes de reflexión y refracción para el Caso II, RP y TP, se obtienen de forma similar basándose en la condición de frontera electromagnética:

$$R_P = \frac{-\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\tan(\theta_1 - \theta_2)}{\tan(\theta_1 + \theta_2)} \quad (33a)$$

$$T_P = \frac{2\varepsilon_1 \sin \theta_1 / \cos \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2 \cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2) \cos(\theta_1 - \theta_2)} \quad (33b)$$

$$R_P = \frac{\mu_2 \cos \theta_1 - \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (34a)$$

$$T_P = \frac{2\mu_2 \cos \theta_1}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (34b)$$

siendo η_{12} la permitividad compleja del Medio 2 basado en el Medio 1.

$$\eta_{12} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_2 - j\sigma_2/\omega}{\varepsilon_1 - j\sigma_1/\omega}} \quad (35)$$

σ_1 y σ_2 representan la conductividad de los dos medios y ω es la frecuencia angular.

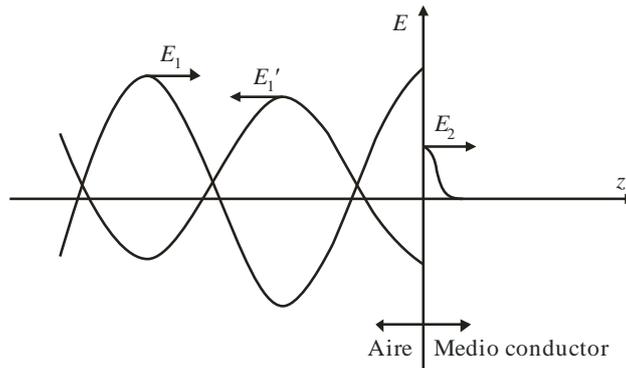
Las formulas dan los coeficientes de reflexión y refracción para las ondas electromagnéticas en un plano.

2.2.1.2 Incidencia normal en un conductor

Se considera el caso especial de una onda en el vacío (\approx aire) impactando en un buen conductor ($g \gg \omega \varepsilon_0 \kappa_e$) con una incidencia normal. Donde g es la conductividad, ω es la frecuencia angular, ε_0 es la permitividad en el vacío y κ_e es la permitividad relativa. Como sugiere la Fig. 4, la onda incidente de amplitud E_1 , desplazándose en la dirección $+z$, provoca la onda reflejada de amplitud \tilde{E}'_1 y la onda transmitida (atenuada) de amplitud inicial \tilde{E}_2 .

Cuando la región conductora tiene el suficiente espesor, se puede despreciar la onda reflejada que llega a la interfaz por la derecha.

FIGURA 4
Reflexión de una onda plana en la superficie de un conductor (incidencia normal)



P.2040-04

Los campos eléctricos de las tres ondas planas monocromáticas linealmente polarizadas se expresan como sigue.

$$\text{Incidente:} \quad E_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} \quad (36)$$

$$\text{Reflejado:} \quad E_1' e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} \quad (37)$$

$$\text{Transmitido:} \quad \tilde{E}_2 e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} \quad (38)$$

siendo $\kappa_0 = \omega/c$ el número de onda en el vacío, δ es el parámetro de profundidad de penetración del conductor y se expresa como sigue:

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega \mu_0 \kappa_m g} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (39)$$

donde, μ_0 es la permeabilidad en el vacío, κ_m es la permeabilidad relativa del medio. Los campos del plano de onda son transversales, por tanto, sólo existen componentes tangenciales en el plano frontera ($z = 0$). Las líneas curvas que aparecen en la parte superior de los símbolos \tilde{E}_1' y \tilde{E}_2 significan que las amplitudes son cantidades complejas; es decir, que las ondas reflejada y transmitida pueden no estar en fase con la onda incidente de la amplitud y fase prescritas.

Los campos magnéticos de las tres ondas se expresan como sigue.

$$\text{Incidente:} \quad B_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} = \frac{E_1}{c} e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} \quad (40)$$

$$\text{Reflejado:} \quad \tilde{B}_1' e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} = \frac{\tilde{E}_1'}{c} e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} \quad (41)$$

$$\text{Transmitido:} \quad \tilde{B}_2 e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} \approx (1-j) \frac{\tilde{E}_2}{\omega \delta} e^{-\frac{z}{\delta}} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} \quad (42)$$

De nuevo, los vectores magnéticos se encuentran en el mismo plano, perpendicular al de los vectores eléctricos y son tangenciales a la frontera.

Las siguientes ecuaciones para las componentes tangenciales se derivan de las condiciones de frontera para $z = 0$.

$$E_1 + \check{E}'_1 = \check{E}_2 \quad (43)$$

$$E_1 - \check{E}'_1 = (1-j) \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \check{E}_2 \quad (44)$$

Los coeficientes de reflexión y transmisión (complejos) para las amplitudes del campo eléctrico se obtienen como sigue:

$$\check{R}_E \equiv \frac{\check{E}'_1}{E_1} = \frac{-(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1}{(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx - \left[1 - (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right] \quad (45)$$

$$\check{T}_E \equiv \frac{\check{E}_2}{E_1} = \frac{2}{(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (46)$$

El coeficiente de reflexión de potencia es simplemente:

$$R_p = |\check{R}_E|^2 = \frac{1 + \left(1 - \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2}{1 + \left(1 + \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2} \approx 1 - \frac{2\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (47)$$

La conservación de energía exige que el coeficiente de transmisión de potencia, es decir la fracción de la potencia incidente disipada en el conductor, se exprese como sigue:

$$T_p = 1 - R_p = \frac{\frac{4\omega \delta \kappa_m}{c}}{1 + \left(1 + \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2} \approx \frac{2\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (48)$$

En el caso de un buen conductor ($g \rightarrow \infty$, $\delta \rightarrow 0$), la onda se refleja casi perfectamente.

2.2.2 Reflexión y transmisión de la onda plana a través de una sola capa y de múltiples capas

2.2.2.1 Una sola capa

2.2.2.1.1 Método

Si se supone que el material de construcción es una placa de una sola capa dieléctrica homogénea con una superficie lisa, con la geometría que aparece en la Fig. 5, se puede expresar el coeficiente de transmisión, T , del material de construcción como sigue:

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j(\delta - k_0 d))}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{coeficiente de transmisión}) \quad (49)$$

siendo:

$$\delta = 2\pi d / \lambda \cdot \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}$$

$$k_0 = 2\pi / \lambda$$

d : espesor de material de construcción

λ : longitud de onda en el espacio libre

η : permitividad compleja

θ : ángulo entre el rayo incidente y el plano de la normal a la superficie reflectante ($0 \leq \theta \leq 90^\circ$) (Fig. 5).

En la ecuación (49), R' viene dado por R_N o R_P ,

$$R_N \text{ (vector E normal al plano de reflexión)} \quad (50)$$

$$R_P \text{ (vector E paralelo al plano de reflexión)} \quad (51)$$

siendo R_N y R_P los coeficientes de reflexión de Fresnel para la interfaz entre el aire y un medio dieléctrico cuando el campo eléctrico es perpendicular y paralelo al plano incidente, respectivamente.

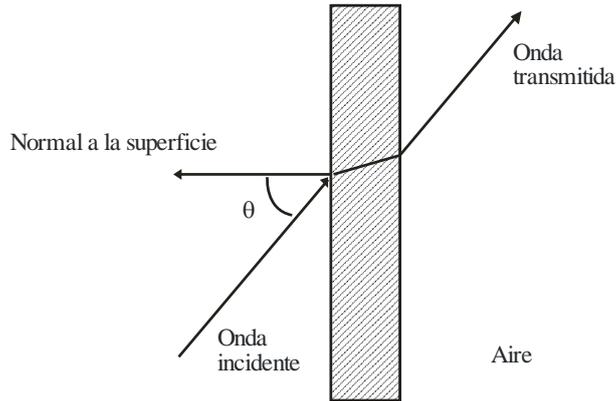
2.2.2.1.2 Resultados del cálculo

Las pérdidas de transmisión de un muro dieléctrico de un edificio se calculan para hormigón con las permitividades complejas indicadas en la Recomendación UIT-R P. 1238, § 7. Los resultados se presentan en la Fig. 6 en la que el eje vertical y el eje horizontal muestran las pérdidas de transmisión en dB y la relación entre el espesor del muro y la longitud de onda en el espacio libre (d/λ), respectivamente. Se han dibujado los resultados para $\theta = 0^\circ$, 30° , y 60° .

FIGURA 5

Geometría de transmisión

Muro del edificio

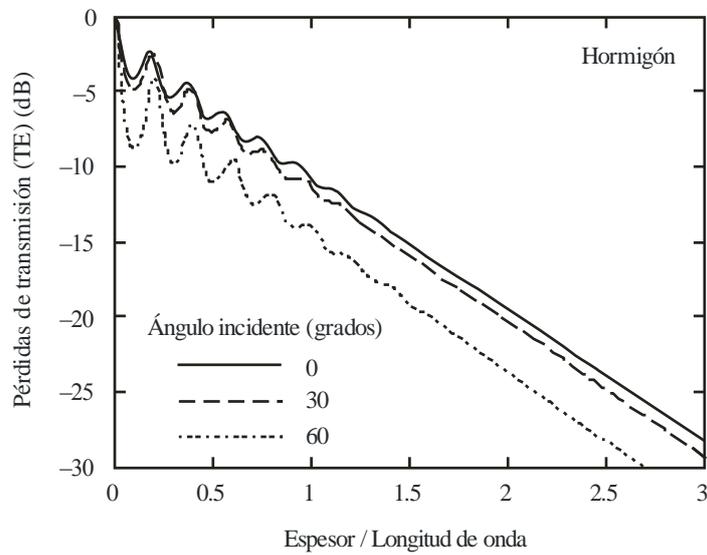


P.2040-05

FIGURA 6

Pérdidas de transmisión calculadas para un muro de hormigón de una sola capa en el caso de incidencia TE

El hormigón tiene una permitividad compleja = $\eta = 7,0 - j0,85$ a 1 GHz



P.2040-06

2.2.2.2 Múltiples capas

Si se supone que el material de construcción es un dieléctrico homogéneo con múltiples capas y una superficie lisa, las características de reflexión y transmisión pueden evaluarse mediante los coeficientes de reflexión y transmisión de la Recomendación UIT-R P.1238 que se definen como sigue:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i} \tag{52a}$$

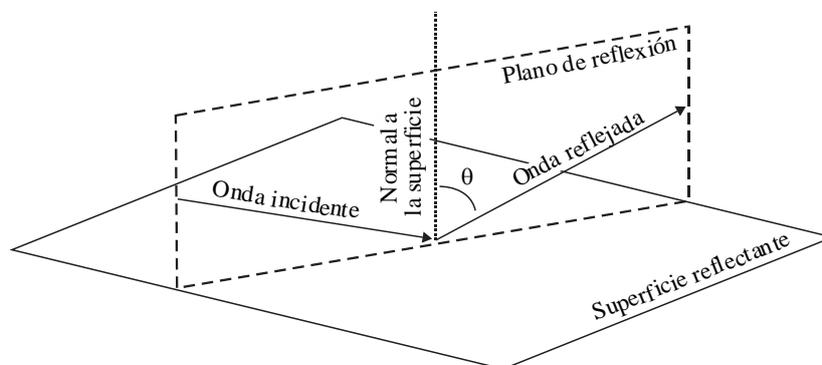
$$R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i} \tag{52b}$$

$$T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i} \tag{52c}$$

$$T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i} \tag{52d}$$

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. 7 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.

FIGURA 7
Geometría para calcular las características de la reflexión



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

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad \text{(Componente de campo electromagnético normal al plano de reflexión)} \quad (53a)$$

$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}} \quad \text{(Componente de campo electromagnético paralela al plano de reflexión)} \quad (53b)$$

donde θ es el ángulo entre el rayo incidente y la normal a la superficie de reflexión, como se ilustra en la Fig. 7.

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:

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad \text{(Polarización circular)} \quad (53c)$$

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 permisividad 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:

$$R_N = \frac{B_0}{A_0} \quad (54a)$$

$$R_P = \frac{G_0}{F_0} \quad (54b)$$

$$T_N = \frac{1}{A_0} \quad (54c)$$

$$T_P = \frac{1}{F_0} \quad (54d)$$

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

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1+Y_{m+1}) + B_{m+1}(1-Y_{m+1})] \quad (55a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1-Y_{m+1}) + B_{m+1}(1+Y_{m+1})] \quad (55b)$$

$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})] \quad (55c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})] \quad (55d)$$

$$A_{N+1} = 1 \quad (56a)$$

$$B_{N+1} = 0 \quad (56b)$$

$$F_{N+1} = 1 \quad (56c)$$

$$G_{N+1} = 0 \quad (56d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}} \quad (57a)$$

$$Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}} \quad (57b)$$

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (57c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m \quad (58a)$$

$$k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m} \quad (58b)$$

$$k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (58c)$$

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.

El Apéndice 1 proporciona un método para obtener las características de reflexión y transmisión de materiales multicapa utilizando la formulación de una matriz ABCD como método de cálculo alternativo.

2.2.2.3 Reflexión interna total

El ángulo de refracción θ_2 , está relacionado con el ángulo de incidencia θ_1 por la ley de Snell indicada en la ecuación (30).

$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2 \quad (59)$$

siendo c_1 y c_2 las respectivas velocidades de onda en los dos medios, como muestra la Fig. 3.

Sustituyendo los índices de refracción $n_1 = c/c_1$ y $n_2 = c/c_2$ en la ecuación (59) se obtiene:

$$\frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 = \sin \theta_2 \quad (60)$$

Si $n_1 > n_2$, entonces $\sin \theta_1 < \sin \theta_2$. Ello implica que $\sin \theta_2$ alcanzará el máximo valor de 1 antes que $\sin \theta_1$. El máximo valor que puede alcanzar θ_1 queda limitado a:

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (61)$$

siendo θ_c el denominado ángulo de incidencia crítico.

Cuando el ángulo de incidencia rebasa el valor del ángulo de incidencia crítico, la onda incidente se refleja completamente, fenómeno que se conoce con el nombre de «reflexión interna total».

2.2.2.4 Divergencia y enfoque de las ondas

Se considera el campo eléctrico total de la onda incidente y reflejada en el medio 1 de la Fig. 3. Para el Caso I, se considera el caso especial de espacio libre en el medio 1 y conductor perfecto en el medio 2, donde la componente de campo eléctrico es normal al plano de incidencia como muestra la Fig. 3.

El campo eléctrico de las ondas incidente y reflejada puede expresarse así:

$$\text{Incidente: } E_y^i = E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)} \quad (62)$$

$$\text{Reflejada: } E_y^r = \tilde{E}_1' e^{-jk_o(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)} \quad (63)$$

siendo k_o el número de onda en el vacío.

Por tanto, el coeficiente de reflexión de un conductor perfecto es -1

$$\tilde{E}_1' = -E_1 \quad (64)$$

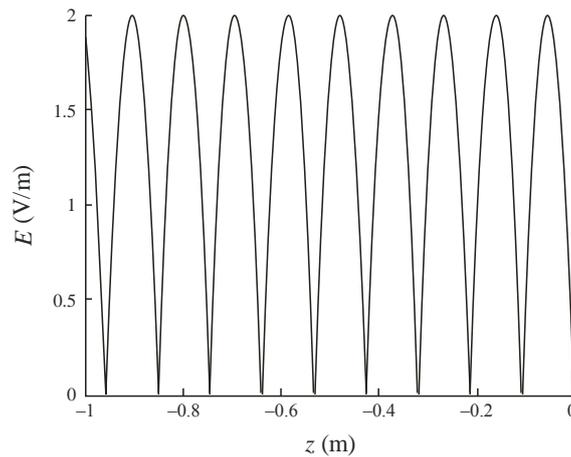
El campo eléctrico total de las ondas incidente y reflejada en el espacio libre pueden expresarse como sigue:

$$E = E_y^i + E_y^r = E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)} - E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)} \quad (65)$$

$$E = -2jE_1 \sin(k_o z \cos \theta_1) e^{-jk_o x \sin \theta_1} \quad (66)$$

En el medio 1 cuando el valor de x se mantiene constante la variación del campo eléctrico en el eje z da lugar a la divergencia y enfoque de la onda independientemente del tiempo. Esta onda se denomina onda estacionaria y es el resultado de la interferencia entre una onda incidente y una onda reflejada. Para ilustrar este efecto, se representa en la Fig. 8 la magnitud del campo eléctrico total para $E_1 = 1$, $k_o = 30$, $x = 0$, y un ángulo incidente = 10° .

FIGURA 8
Magnitud del campo eléctrico total para el Caso I del medio 1



P.2040-08

2.2.3 Efectos de las estructuras no uniformes

2.2.3.1 Dispersión producida por objetos periódicos (estructuras regulares)

Cuando una onda electromagnética plana incide sobre una estructura periódica, como muestra la Fig. 9, y pasa a través de las aberturas, la potencia de las ondas que atraviesan las aberturas periódicas alcanza un máximo bajo la condición (67) y un mínimo bajo la condición (68).

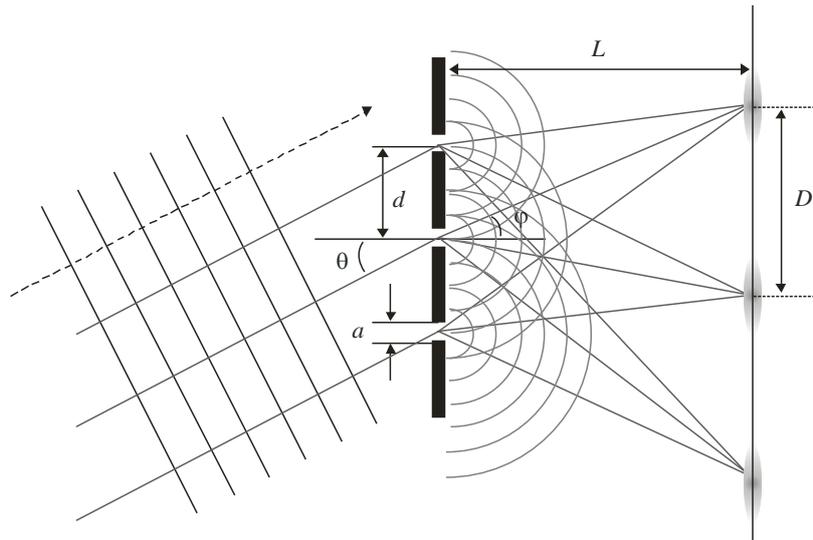
$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = n\lambda \quad \text{and} \quad (67)$$

$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda \quad (68)$$

siendo:

- d : distancia entre las aberturas
- θ : ángulo de incidencia
- φ : ángulo de salida
- λ : longitud de onda
- n : un número entero.

FIGURA 9
 Dispersión producida por objetos periódicos



P.2040-09

El ciclo de máximos puede determinarse utilizando la ecuación (69) bajo la condición $L \gg d$.

$$D = \frac{\lambda L}{d} \quad (69)$$

Con la condición $\theta = 0$, la intensidad de la onda I puede obtenerse como sigue:

$$I = \frac{I_0}{m^2} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right) \sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)}{\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right)^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)^2} \quad (70)$$

siendo:

- I_0 : intensidad para $\theta = 0$
- m : número de aberturas
- a : anchura de abertura

2.2.3.2 Penetración de una onda plana electromagnética a través de aberturas y estructuras

2.2.3.2.1 Simulación de la teoría de la difracción uniforme (UTD) y resultados de la medición

2.2.3.2.1.1 Introducción

Una ventana en el muro de un edificio puede considerarse normalmente como una abertura porque las pérdidas de penetración a través del cristal de esa ventana son generalmente menores que a través de los muros de la superficie circundante fabricados con otros materiales tales como piedra, ladrillos y hormigón.

Existen muchos métodos empíricos o teóricos para evaluar la influencia de la abertura en las pérdidas de entrada en un edificio. Los siguientes ejemplos hacen uso de un enfoque de óptica geométrica.

Se define una caja tridimensional (3D) con una abertura y se determinan los resultados de los cálculos para diferentes tamaños de abertura. Estos resultados se comparan con los resultados de las mediciones llevadas a cabo.

2.2.3.2.1.2 Método

El modelo supuesto se representa en la Fig. 10. El ángulo θ es el ángulo entre el rayo incidente y el plano normal a la abertura ($0 \leq \theta \leq 90^\circ$). La Fig. 11 muestra el modelo geométrico para evaluar la influencia de la abertura en las pérdidas de entrada en el edificio. Se supone un modelo tridimensional (3D). La parte superior e inferior de la Fig. 11 representan la planta y el alzado, respectivamente.

FIGURA 10
Modelo supuesto

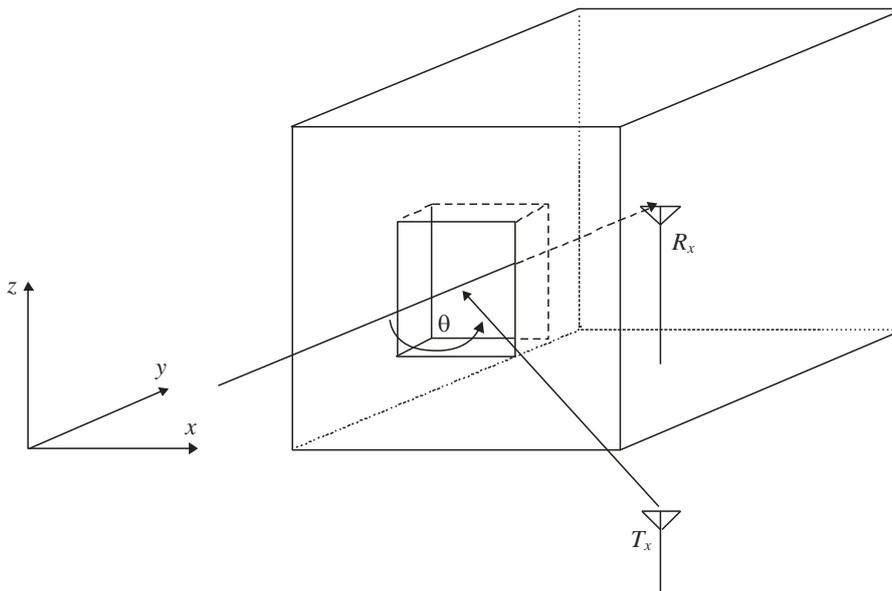
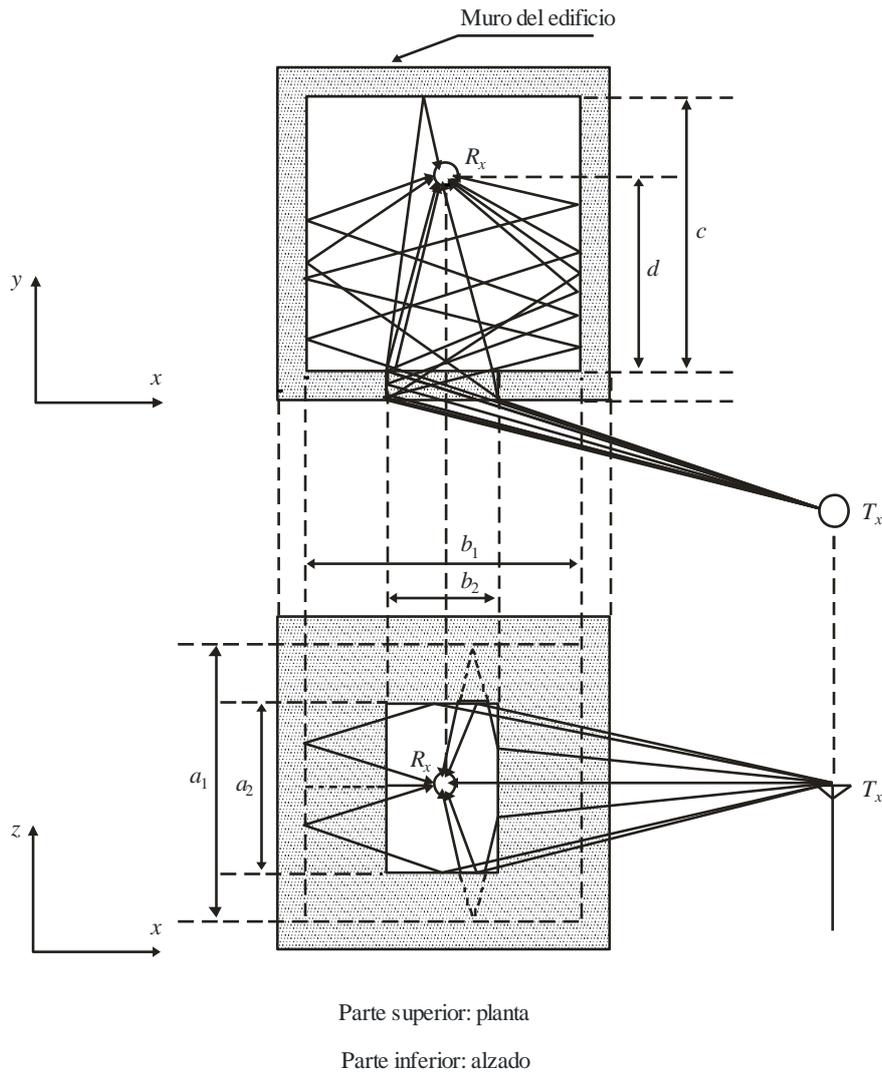


FIGURA 11

Modelo geométrico para evaluar la influencia de la abertura en las pérdidas de entrada en el edificio



P.2040-11

Los parámetros de la Fig. 11 son los siguientes.

- d : distancia del receptor R_x a la abertura del edificio
- T : espesor del muro del edificio (se supone que todos los muros son iguales)
- a_1 : tamaño vertical de la habitación
- a_2 : tamaño vertical de la abertura
- b_1 : tamaño horizontal de la habitación
- b_2 : tamaño horizontal de la abertura
- c : profundidad de la habitación desde la abertura.

Se ha supuesto que la abertura se encuentra en el centro del muro del edificio.

En el análisis se consideran las siguientes ondas:

- 1) Onda directa (región de visibilidad directa).
- 2) Ondas reflejadas 1-4 veces en cualquier superficie.
- 3) Ondas difractadas por los bordes de la abertura.

- 4) Ondas difractadas – reflejadas por el borde de la abertura y la pared de la habitación.
- 5) Ondas reflejadas-difractadas por la pared de la habitación y el borde de la abertura.

2.2.3.2.1.3 Resultados de los cálculos

Se consideran dos casos, A y B. La diferencia entre ambos es el tamaño de la abertura. Las dimensiones de la misma y de la habitación se muestran en el Cuadro 1. La frecuencia es 5 GHz. Se considera una polarización vertical. Se supone que el material y la permitividad compleja de los muros del edificio son, respectivamente, cemento y $7,0-j0,85$. Los coeficientes de reflexión y refracción utilizados en la óptica geométrica 3D son el coeficiente de reflexión de Fresnel y el coeficiente de reflexión UTD, respectivamente. El ángulo θ es de 40° . La antena de recepción (Rx) se desplaza a lo largo de una línea recta que pasa por el centro de la abertura y es paralela al eje y en la Fig. 11. La altura de la antena de transmisión es la misma que la de la antena de recepción.

Los resultados se indican en la Fig. 12, en la que el eje vertical y el eje horizontal representan las pérdidas en exceso con respecto a las pérdidas en espacio libre para $d = 0$ m. y la distancia desde la abertura d , respectivamente. Se han dibujado las gráficas de los Casos A y B.

CUADRO 1

Dimensiones utilizadas en los cálculos

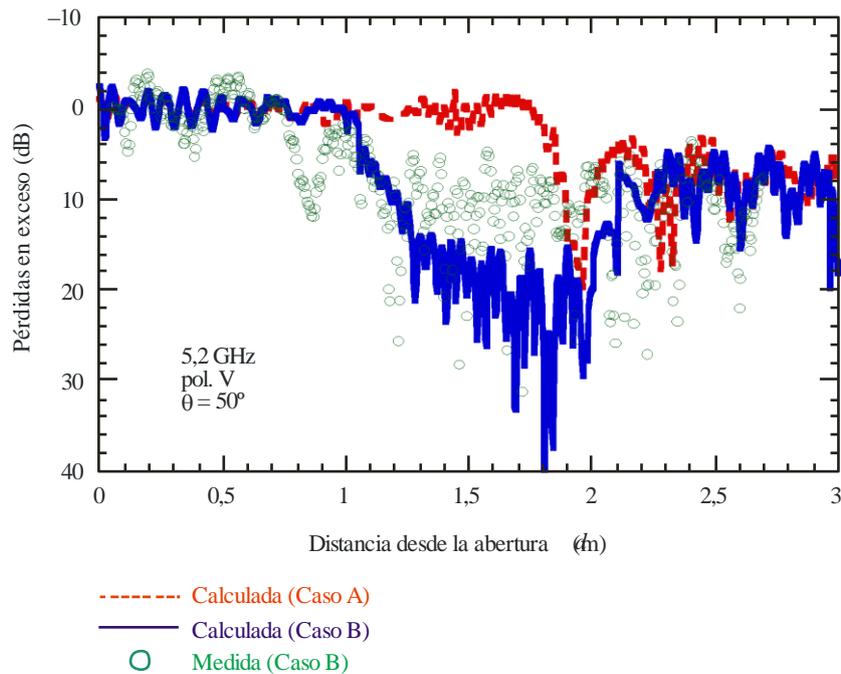
	Caso A	Caso B
d (Distancia variable desde la abertura) (m)	0-3 (en incrementos de 5 cm)	0-3 (en incrementos de 5 cm)
T (cm)	5	5
a_1 (m)	2,32	2,32
a_2 (m)	2,32	1,3
b_1 (m)	2,64	2,64
b_2 (m)	2,64	1,3s
c (m)	3,6	3,6
θ ($^\circ$)	50	50
Área de la abertura (m^2)	6,12	1,69

2.2.3.2.1.4 Medición

Las mediciones de las pérdidas de entrada en el edificio se realizaron en un apartamento general. La geometría de las mediciones es similar a la de las Figs. 10 y 11. Las dimensiones de la habitación y la abertura son similares a las indicadas en el Cuadro 1. No obstante, el tipo de abertura supuesto para las mediciones sólo se utiliza en el Caso B. El ángulo θ es 50° y la frecuencia es 5,2 GHz. Las antenas de Tx y Rx son una antena direccional cuya anchura de haz en el plano horizontal es de 60° y una antena omnidireccional, respectivamente. La polarización es vertical. Los resultados de las mediciones se presentan en la Fig. 12 para los casos A y B. Aunque los resultados calculados para el Caso B parecen sobrestimar las pérdidas en exceso en la gama media de "d" en comparación con los resultados medidos, los resultados calculados para el Caso B se ajustan adecuadamente a los resultados medidos en cuanto a tendencia. Es decir, las pérdidas de entrada se reducen a medida que «d» aumenta en la región de no visibilidad directa. Evidentemente, este fenómeno depende en gran medida de muchos factores tales como las dimensiones de la habitación o el emplazamiento de la antena de Rx; sin embargo, hay que tener en cuenta los mecanismos de la influencia de la abertura en las pérdidas de entrada en el edificio.

FIGURA 12

Pérdidas de entrada en el edificio a 5.2 GHz
 La frecuencia, la polarización y θ son respectivamente 5.2 GHz, Vertical y 50°



P.2040-12

2.2.3.2.2 Teoría geométrica de la difracción uniforme (UTD) para un obstáculo en cuña

2.2.3.2.2.1 Método

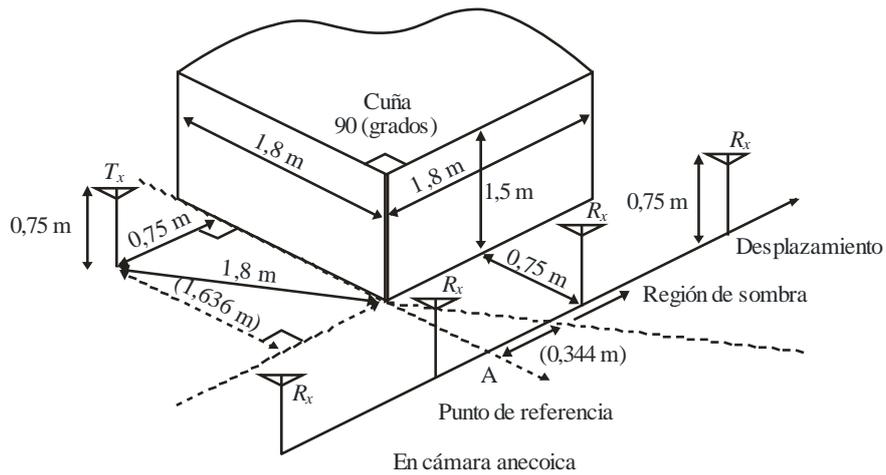
La teoría geométrica de la difracción uniforme puede emplearse para predecir las pérdidas por difracción debidas a un obstáculo en cuña de conductividad finita. Las aplicaciones apropiadas son la difracción alrededor de la esquina de un edificio o en la cresta de un tejado, o allí donde el terreno pueda caracterizarse por una colina en forma de cuña. El método requiere conocer la conductividad y la constante dieléctrica relativa de la cuña que obstruye, y se supone que no hay ninguna transmisión a través del material de la cuña.

El método para calcular las pérdidas por difracción debidas a un obstáculo en cuña de conductividad finita aparece en la Recomendación UIT-R P.526. Se tiene en cuenta la difracción en la región de sombra y en la de visibilidad directa y se facilita un método de transición gradual entre dichas regiones.

2.2.3.2.2.2 Comparación entre los resultados medidos y calculados

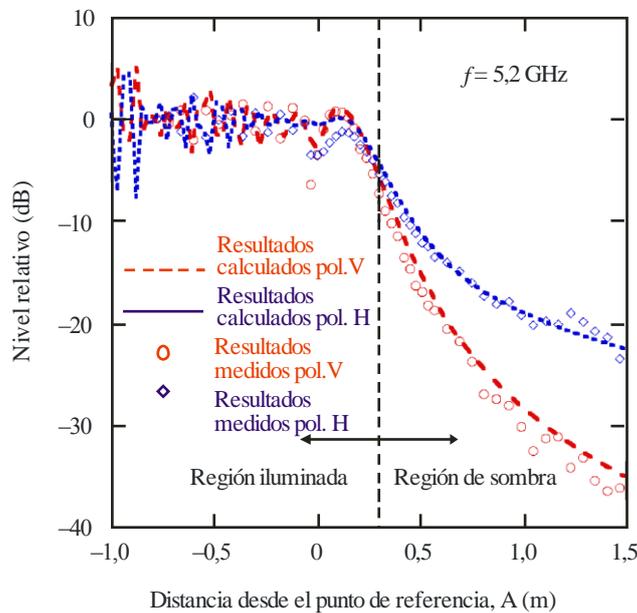
Las mediciones sencillas de las pérdidas por difracción debidas a un obstáculo en cuña conductor de 90° se llevaron a cabo en una cámara anecoica. La geometría del montaje de medición se representa en la Fig. 13. La antena transmisora, Tx, era fija y la antena receptora, Rx, se desplazó a la región de sombra desde la región iluminada. La frecuencia era de 5,2 GHz y se probaron los casos de polarización vertical y horizontal. Los resultados medidos aparecen en la Fig. 14 junto con los resultados calculados utilizando UTD.

FIGURA 13
Geometría de la medición



P.2040-13

FIGURA 14
Resultados medidos y calculados para las pérdidas por difracción en un obstáculo conductor en forma de cuña



P.2040-14

Los resultados medidos se ajustan bastante bien a los resultados calculados utilizando UTD cuando se consideran los casos de polarización vertical y horizontal.

2.2.3.2.3 Principio de equivalencia electromagnética

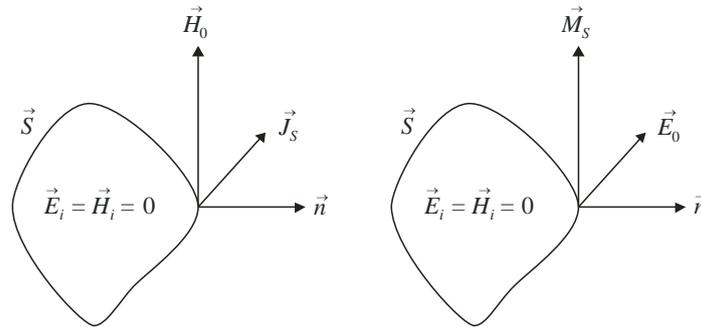
El principio de equivalencia electromagnética se utiliza para determinar el campo electromagnético y su concepto aparece ilustrado en la Fig. 15.

Los campos eléctrico y magnético son radiados, respectivamente, por una corriente eléctrica y una corriente magnética en el interior de un contorno virtual S . En este caso, los campos eléctrico y magnético dentro de ese contorno virtual S se representan, respectivamente, por \vec{E}_i y \vec{H}_i , y el campo

eléctrico \vec{E}_0 y el campo magnético \vec{H}_0 fuera del contorno virtual \vec{S} se representan por \vec{E}_0 y \vec{H}_0 , respectivamente.

FIGURA 15

Corriente electromagnética equivalente



P.2040-15

a) Campo magnético y corriente eléctrica equivalente

b) Campo eléctrico y corriente magnética equivalente

Con arreglo a las condiciones de contorno, los campos eléctrico y magnético deben estar continuamente en el contorno virtual \vec{S} . Se cumplen las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned}\vec{n} \times (\vec{H}_0 - \vec{H}_i) &= 0 \\ -\vec{n} \times (\vec{E}_0 - \vec{E}_i) &= 0\end{aligned}\quad (71)$$

Aquí, a partir del producto vectorial de las corrientes eléctrica y magnética en el contorno \vec{S} y el vector normal para el contorno \vec{S} , la corriente eléctrica equivalente \vec{J}_s y la corriente magnética equivalente pueden expresarse como sigue:

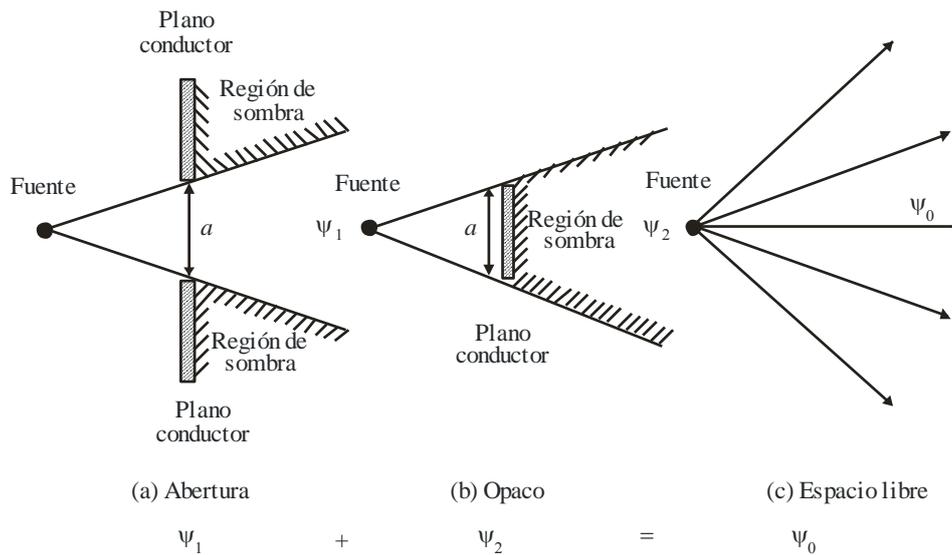
$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= \vec{n} \times \vec{H}_0 \\ \vec{M}_s &= -\vec{n} \times \vec{E}_0\end{aligned}\quad (72)$$

Por consiguiente, sin la información relativa a la fuente electromagnética original, el campo electromagnético fuera del contorno puede estimarse a partir de la información referente al campo electromagnético en el contorno.

2.2.3.2.4 Principio de Babinet

El principio de Babinet sostiene que los diagramas de difracción de dos pantallas complementarias como las que ilustra la Fig. 16, (es decir, una tiene aberturas donde la otra es opaca, y viceversa) son tales que la suma vectorial de las respectivas amplitudes difractadas, ψ_1 y ψ_2 (no intensidades) en cualquier punto es igual a la amplitud de la onda original cuando no hay ninguna pantalla ψ_0 . Por tanto, si se conoce el diagrama de difracción de una cierta abertura, puede determinarse fácilmente el diagrama del obstáculo correspondiente.

FIGURA 16
Principio de Babinet



P.2040-16

2.2.3.3 Guiaondas y cavidades resonantes

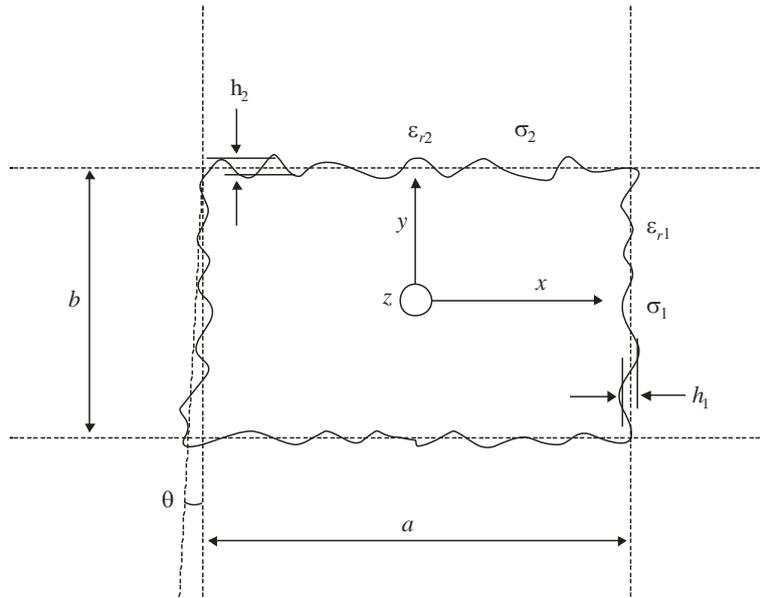
2.2.3.3.1 Teoría sobre las características de frecuencia de la constante de atenuación en un guiaondas

Un guiaondas puede estar compuesto por un espacio hueco rodeado de materiales dieléctricos con pérdidas. En el caso de la estructura de un edificio, un pasillo, una galería subterránea o un túnel pueden considerarse guiaondas. La potencia de la onda radioeléctrica que se propaga en el guiaondas resulta atenuada con la distancia. Es bien sabido que un guiaondas tiene unas características de frecuencia tal como la frecuencia de corte que varía según la forma. En este punto se presenta una fórmula para obtener la constante de atenuación de las características de frecuencia de un guiaondas.

En la Fig. 17 se representa la sección transversal de una estructura de guiaondas cuadrada. En ese caso, las constantes intrínsecas del material dieléctrico con pérdidas son diferentes para las paredes, para el techo y para el suelo.

FIGURA 17

Sección transversal de un guíaondas y constantes del material



P.2040-17

En la Fig. 17, a es la anchura y b es la altura del guíaondas (m), h_1 y h_2 son las raíces cuadráticas medias (valores eficaces) de las irregularidades de la distribución gaussiana del nivel de la superficie y θ de la inclinación de la raíz cuadrática media (rad). Los valores de permitividad compleja para los materiales ϵ_{ri}^* se calculan como sigue:

$$\epsilon_{ri}^* = \epsilon_{ri} - j \left(\epsilon_{ri}'' + \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_0} \right), \quad i = 1, 2 \quad (73)$$

donde ϵ_{ri} es la constante dieléctrica relativa y σ_i es la conductividad. La cantidad ϵ_{ri}'' es la tangente de pérdidas de los materiales, ω es la frecuencia angular y ϵ_0 es la permitividad del espacio libre.

La constante de atenuación básica se formula como sigue:

$$L_{básica,h} = K_h \lambda^2 \left[\operatorname{Re} \left(\frac{\epsilon_{r1}^*}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{1}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left(\frac{|\epsilon_{r1}^*|^2}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{1}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right] \quad (\text{dB/m}) \quad (74)$$

$$L_{básica,v} = K_v \lambda^2 \left[\operatorname{Re} \left(\frac{1}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{\epsilon_{r2}^*}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left(\frac{1}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{|\epsilon_{r2}^*|^2}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right]$$

K_h y K_v son valores constantes que dependen de la forma de la sección. La dependencia de estos valores constantes con la sección figura en el Cuadro 2.

CUADRO 2

Valores constantes para diversas formas de la sección transversal

Forma	Círculo	Elipse	Cuadrado	Arco sostenido
K_h	5,09	4,45	4,34	5,13
K_v	5,09	4,40	4,34	5,09

Las fórmulas antes mencionadas son válidas con arreglo a la ecuación (75) que representa la condición de restricción.

$$\lambda \ll \frac{\pi a \sqrt{\epsilon_{r1} - 1}}{\epsilon_{r1}} \quad (m) \quad (75)$$

$$\lambda \ll \pi b \sqrt{\epsilon_{r2} - 1}$$

Características particulares del caso de forma cuadrada

La constante de atenuación debida a las irregularidades, que se consideran como las variaciones locales del nivel de la superficie con respecto al nivel medio de la superficie de una pared, se formula en la ecuación (76).

$$L_{irregularidades,h} = K_h \pi^2 \lambda \left[\left(\frac{h_1}{a} \right)^2 + \left(\frac{h_2}{b} \right)^2 \right] \quad (dB/m) \quad (76)$$

$$L_{irregularidades,v} = K_v \pi^2 \lambda \left[\left(\frac{h_1}{a} \right)^2 + \left(\frac{h_2}{b} \right)^2 \right]$$

La constante de atenuación debida a la inclinación del muro viene dada por la ecuación (77).

$$L_{inclinación,h} = K_h \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda} \quad (dB/m) \quad (77)$$

$$L_{inclinación,v} = K_v \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda}$$

Por tanto, la constante de atenuación total en el caso de forma cuadrada es la suma de las anteriores pérdidas y se expresa como sigue.

$$L_h = L_{basic,h} + L_{roughness,h} + L_{tilt,h} \quad (dB/m) \quad (78)$$

$$L_v = L_{basic,v} + L_{roughness,v} + L_{tilt,v}$$

2.2.3.3.2 Aplicabilidad de la teoría del guiaondas

La teoría del guiaondas se ajusta bastante a las características de propagación medidas en el pasillo en la gama de frecuencias de 200 MHz a 12 GHz en el caso de que no haya tráfico de peatones en el pasillo.

Efecto de tráfico de peatones sobre el guiaondas

La Fig. 18 muestra una comparación de los valores de la constante de atenuación teóricos y medidos durante el día (cuando hay tráfico de peatones), y durante la noche (cuando el pasillo se encuentra vacío).

Los valores teóricos se calculan basándose en los parámetros que aparecen en el Cuadro 3.

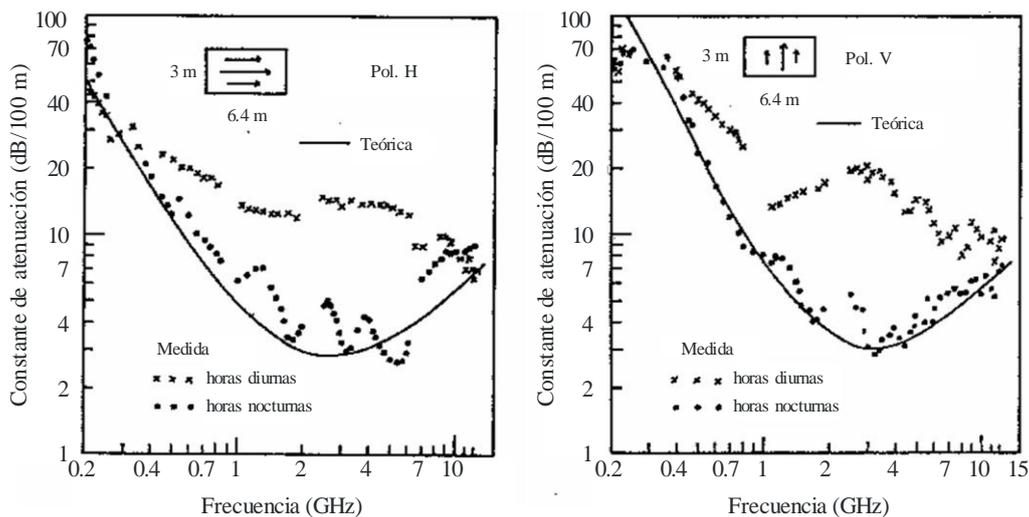
CUADRO 3

Parámetros utilizados en el cálculo para estructuras subterráneas

	Anchura (m)	Altura (m)	Inclinación (grados)	Irregularidades		Constante del material			
				h_1	h_2	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	σ_1	σ_2
Estructura subterránea	6,4	3,0	0,35	0,4	0,2	15	10	0,5	0,1

FIGURA 18

Comparación de la constante de atenuación en el día y en la noche



P.2040-18

La Fig. 18 muestra que la teoría del guíaondas es aplicable a las características de propagación realistas en el pasillo en la gama de frecuencias de 200 MHz a 12 GHz por la noche. Sin embargo, esta teoría no es aplicable a las características de propagación realistas durante las horas diurnas porque la potencia recibida resulta atenuada por el tráfico de peatones.

En consecuencia, la teoría del guíaondas es aplicable a situaciones en que no hay influencia de obstáculos de apantallamiento.

2.3 Teoría y resultados para materiales de superficie selectiva en frecuencia

2.3.1 Superficies selectivas en frecuencia

La potencia de las ondas dispersas varía con la irregularidad de las superficies. En este punto, se describe una teoría para calcular los campos dispersos por la superficie compuesta por un conjunto de convexidades redondeadas. En primer lugar, para parametrizar las irregularidades de la superficie, dicha superficie rugosa se define utilizando un conjunto de convexidades redondeadas constituido por unos cilindros circulares ubicados periódicamente. En segundo lugar, se define el coeficiente de reflexión de los campos dispersos mediante las sumas reticulares que caracterizan a una disposición periódica de las fuentes de dispersión y la matriz T para un conjunto de cilindros circulares. En tercer lugar, se muestra un resultado numérico que indica la característica de dependencia con la frecuencia de la reflexión en la superficie de convexidad redondeada. Por último, se presenta un resultado de la

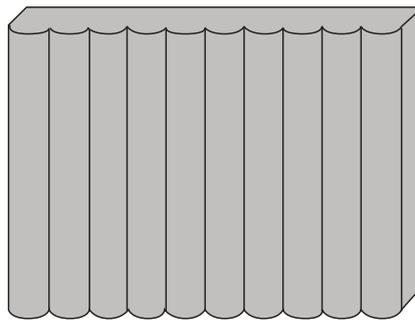
medición para explicar que la potencia de las ondas dispersas varía con la frecuencia de una onda incidente cuando hay un conjunto de convexidades redondeadas en la superficie de un edificio.

2.3.2 Teoría de propagación de las ondas en torno a una superficie compuesta por un conjunto de convexidades redondeadas

Construyendo un conjunto de convexidades periódicas redondeadas en la superficie de un edificio, como muestra la Fig. 19, pueden controlarse las ondas reflejadas/dispersas en mayor medida que las de una superficie plana. La teoría para calcular las ondas dispersas por las agrupaciones periódicas de cilindros circulares puede emplearse para definir las ondas de propagación en torno a un conjunto de convexidades de una superficie.

FIGURA 19

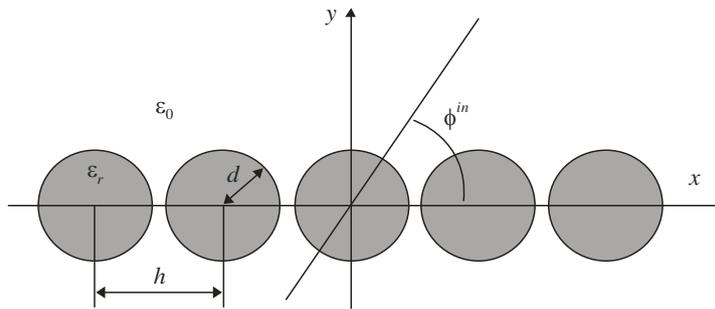
Superficie constituida por un conjunto de convexidades redondeadas



P.2040-19

FIGURA 20

Geometría de un conjunto periódico de cilindros circulares



P.2040-20

Cuando los cilindros circulares idénticos se sitúan periódicamente en un eje x , como muestra la Fig. 20, el coeficiente de reflexión de potencia R_ν para el ν -ésimo modo de propagación con $k_\nu > 0$ se expresa como sigue:

$$R_\nu = \frac{k_\nu}{k_0 \sin \phi^{in}} |\mathbf{p}_\nu^T \cdot \mathbf{a}_0^{sc}|^2 \tag{79}$$

donde $k_0 = 2\pi / \lambda_0$, λ_0 es la longitud de onda de las ondas que inciden con un ángulo φ^{in} . En la ecuación (79), \mathbf{p}_v^T y \mathbf{a}_0^{sc} se obtiene de la forma siguiente:

$$\mathbf{p}_v = \begin{bmatrix} \frac{2(j)^m (k_{xv} + jk_v)^m}{hk_v k_0^m} & (m \geq 0) \\ \frac{2(-j)^{|m|} (k_{xv} - jk_v)^{|m|}}{hk_v k_0^{|m|}} & (m < 0) \end{bmatrix} \quad (80)$$

$$\mathbf{a}_0^{sc} = (\bar{\mathbf{I}} - \bar{\mathbf{T}} \cdot \bar{\mathbf{L}})^{-1} \cdot \bar{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{a}^{in} \quad (81)$$

donde $\bar{\mathbf{I}}$ es la matriz unidad, $k_{xv} = -k_0 \cos \varphi^{in} + 2v\pi/h$, $k_v = \sqrt{k_0^2 - k_{xv}^2}$ y h es el espacio periódico entre cada convexidad redondeada. $\bar{\mathbf{L}}$ es una matriz cuadrada cuyos elementos se definen en términos de las siguientes sumas reticulares:

$$L_{mn} = \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 l h) e^{jk_0 l h \varphi^{in}} + (-1)^{m-n} \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 l h) e^{-jk_0 l h \varphi^{in}} \quad (82)$$

donde $H_m^{(2)}$ es la función de Henkel de m -ésimo orden del primer tipo. $\bar{\mathbf{T}}$ es la matriz T para los campos dispersos y viene dada por la siguiente matriz diagonal para el campo eléctrico incidente E_z^{in} y el campo magnético incidente H_z^{in} , respectivamente.

$$T_{mn}^E = -\frac{\sqrt{\epsilon_r} J'_m(kd) J_m(k_0 d) - J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{\sqrt{\epsilon_r} J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - J_m(kd) H_m^{(1)'}(k_0 d)} \delta_{mn} \quad (83)$$

$$T_{mn}^H = -\frac{J'_m(kd) J_m(k_0 d) - \sqrt{\epsilon_r} J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - \sqrt{\epsilon_r} J_m(kd) H_m^{(1)'}(k_0 d)} \delta_{mn} \quad (84)$$

siendo ϵ_r la permitividad relativa del cilindro dieléctrico, J_m es la función de Bessel de m -ésimo orden, la prima indica la derivada con respecto al argumento y δ_{mn} es la delta de Kronecker. \mathbf{a}^{in} es un vector columna cuyos elementos representan amplitudes desconocidas del campo incidente.

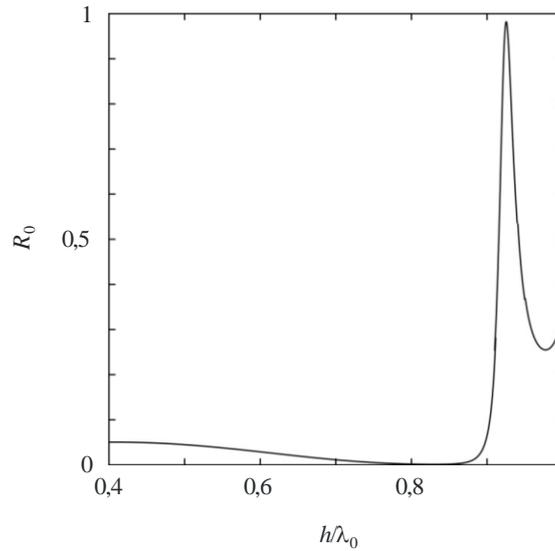
$$\mathbf{a}^{in} = [(j)^n e^{-jn\varphi^{in}}] \quad (85)$$

2.3.3 Resultados de los cálculos

Los resultados del cálculo de un coeficiente de reflexión de potencia se muestran en la Fig. 21. El resultado se obtiene utilizando la ecuación (79) en caso de que el campo eléctrico E_z^{in} se transmita con el ángulo $\varphi^{in}=90^\circ$ en las convexidades redondeadas del dieléctrico cuyo diámetro y permitividad son $d=0,3h$ y $\epsilon_r=2,0$, respectivamente. En el resultado aparece la banda de frecuencias en la que la onda incidente se refleja casi completamente en la superficie aunque su material sea una sustancia dieléctrica sin pérdidas.

FIGURA 21

Coefficiente de reflexión de potencia R_0 en función de la longitud de onda normalizada h/λ_0 para un campo eléctrico, incidente normal E_z^{in}



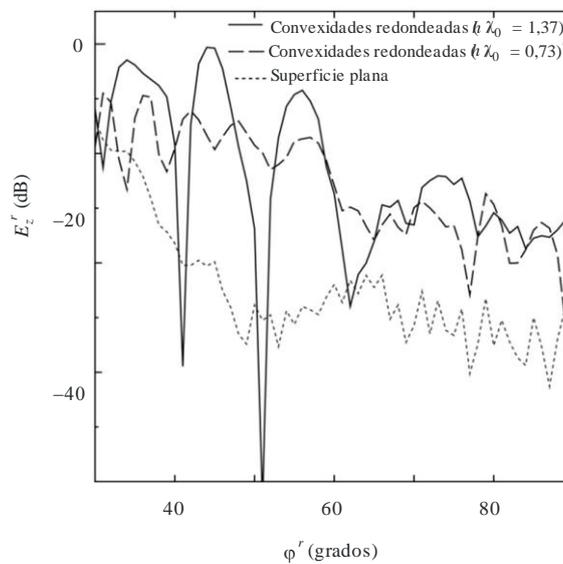
P.2040-21

2.3.4 Mediciones

Se llevaron a cabo mediciones de las ondas dispersadas por un edificio con un conjunto de convexidades redondeadas. En la Fig. 22 aparece una comparación entre las ondas dispersadas por el edificio con superficie plana y con superficie constituida por formaciones convexas redondeadas. Las ondas dispersadas por el edificio se midieron para varios ángulos reflejados φ^r entre 30° y 90° , cuando el campo eléctrico se transmitía con un ángulo φ^{in} . El ángulo de incidencia y el ángulo de reflexión se definen como muestra la Fig. 23.

FIGURA 22

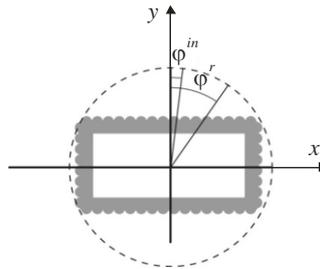
Geometría de un conjunto periódico de cilindros circulares



P.2040-22

FIGURA 23

Plano del diagrama de composición para las mediciones



P.2040-23

Los resultados de las mediciones demuestran que la potencia del campo disperso por la superficie compuesta por convexidades redondeadas es mayor que la producida por una superficie plana y puede controlarse mediante el periodo y el diámetro de cada convexidad redondeada. Obsérvese que se consideraron unos valores de permitividad relativa y de conductividad del material de construcción de $\epsilon_r = 0,6$ y $\sigma = 0,1$ S/m, respectivamente.

3 Recopilación de las propiedades eléctricas de los materiales

Los datos representativos sobre las propiedades del material eléctrico pueden ser difíciles de determinar puesto que las características se expresan haciendo uso de distintas combinaciones de parámetros y puede que los valores indicados de la permitividad relativa sean para frecuencias alejadas de las frecuencias de interés. Por tanto, se ha elaborado un cuadro de las propiedades del material representativas utilizando el método de curva de ajuste descrito en el § 2.1.4.

Se compararon, se convirtieron a un formato normalizado y se agruparon por categorías de material los datos procedentes de ocho conjuntos de propiedades eléctricas del material (un total de más de 90 características distintas) que figuran en los textos técnicos. Para cada grupo se obtuvieron expresiones sencillas para la dependencia con la frecuencia de la permitividad relativa, ϵ_r' y la conductividad, σ , a saber:

$$\epsilon_r' = a f_{\text{GHz}}^b \quad (86)$$

y:

$$\sigma = c f_{\text{GHz}}^d \text{ S/m} \quad (87)$$

donde f_{GHz} es la frecuencia en GHz y σ se expresa en S/m (ϵ_r' es adimensional). Los valores de a , b , c y d se indican en el Cuadro 4. Cuando están ausentes los valores de b o d ello indica que el valor de ϵ_r' o σ es constante (con un valor de a o c) independientemente de la frecuencia. Ello equivale a fijar el valor de b o d a cero.

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

$$\epsilon_r'' = 17,98 \sigma / f \quad (88)$$

CUADRO 4
Propiedades del material

Tipo de material	Permitividad relativa		Conductividad		Gama de frecuencias
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	
					GHz
Hormigón	5,31	0	0,0326	0,8095	1-100
Ladrillo	3,75	0	0,038	0	1-10
Placa de yeso	2,94	0	0,0116	0,7076	1-100
Madera	1,99	0	0,0047	1,0718	0,001-100
Vidrio	6,27	0	0,0043	1,1925	0,1-100
Revestimiento de techos	1,50	0	0,0005	1,1634	1-100
Aglomerado	2,58	0	0,0217	0,7800	1-100
Revestimiento de suelos	3,66	0	0,0044	1,3515	50-100
Metal	1	0	10 ⁷	0	1-100
Suelo muy seco	3	0	0,00015	2,52	1-10 sólo
Suelo medianamente seco	15	-0,1	0,035	1,63	1-10 sólo
Suelo húmedo	30	-0,4	0,15	1,30	1-10 sólo

Los límites de frecuencia indicados en el Cuadro 4 no son estrictos, sino más bien indicativos de los límites de frecuencia de los datos que se utilizaron para obtener los modelos. Las excepciones son los tres tipos de suelo en los que no deben rebasarse los límites de frecuencia 1-10 GHz. En la Recomendación UIT-R P. 527 aparecen valores típicos de la permitividad relativa y la conductividad para diversos tipos de suelos, en función de las frecuencias en la gama de 0,01 MHz a 100 GHz.

Las tangentes de pérdidas de todos los materiales dieléctricos del Cuadro 4 son inferiores a 0,5 en las gamas de frecuencias especificadas. Por tanto, para determinar la atenuación de una onda electromagnética al atravesar los materiales pueden utilizarse las aproximaciones del límite del dieléctrico para la tasa de atenuación indicada en las ecuaciones (24) y (27):

$$A_{dielectric} = 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r} \text{ dB/m} \quad (89)$$

donde ϵ_r y σ se calculan mediante las ecuaciones (86) y (87).

4 Mediciones de las pérdidas en edificios

4.1 Pérdidas de entrada en edificios

4.1.1 Mediciones de las pérdidas de entrada en edificios (Europa)

En Alemania y en el Reino Unido se han llevado a cabo mediciones para determinar los valores de las pérdidas de entrada en edificios y otros parámetros que deben emplearse en la planificación de recepción en interiores de los servicios de radiodifusión.

Las mediciones en Alemania se efectuaron en dos frecuencias de la banda de ondas métricas utilizadas para la radiodifusión de audio digital y en dos frecuencias de la banda de ondas decimétricas. Los valores medianos de las pérdidas de entrada en edificios obtenidos en todas las mediciones realizadas

en edificios típicos de Alemania fueron de 9,1 dB a 220 MHz, 8,5 dB a 223 MHz, 7,0 dB a 558 MHz y 8,5 dB a 756 MHz.

Las pérdidas de penetración desde la parte frontal del edificio (el lado donde el nivel de la señal es más elevado) a una habitación situada en el lado opuesto presentaron unos valores medianos de 14,8 dB a 220 MHz, 13,3 dB a 223 MHz, 17,8 dB a 588 MHz y 16 dB a 756 MHz.

En todas las mediciones, los valores medianos de las desviaciones típicas por variación del emplazamiento fueron de 3,5 dB para las señales de 220 y 223 MHz con una anchura de banda de 1,5 MHz y 5,5 dB para las señales de 588 y 756 MHz con una anchura de banda de 120 kHz.

Las mediciones en el Reino Unido se efectuaron en un cierto número de frecuencias de la banda de ondas decimétricas.

El valor mediano de las pérdidas de entrada en el edificio en la banda de ondas decimétricas fue de 8,1 dB con una desviación típica de 4,7 dB. Sin embargo, el valor para habitaciones situadas en el lado del edificio más alejado del transmisor fue de 10,3 dB, mientras que el valor correspondiente a habitaciones ubicadas en el lado del edificio más próximo al transmisor fue de 5,4 dB, lo que supone una diferencia de unos 5 dB.

Se midió un valor mediano de 13,5 dB para la ganancia de altura en exteriores entre 1,5 y 10 m. Los emplazamientos de las mediciones eran suburbanos.

El valor mediano de la diferencia en intensidad de campo entre las habitaciones de la planta baja y el primer piso fue de 4 dB.

La desviación típica de la variación de la intensidad de campo dentro de las habitaciones fue de unos 3 dB.

La desviación típica de la variación de la intensidad de campo medida para un piso de una casa fue de 4 dB.

A pesar de las diferencias en las frecuencias y anchuras de banda de las mediciones, hay bastante concordancia entre los resultados obtenidos en Alemania y en el Reino Unido.

4.1.2 Mediciones de las pérdidas de entrada en edificios (Japón)

En Japón se realizaron mediciones de las pérdidas de entrada en 12 edificios de oficinas situados a distancias del transmisor de hasta 1 km.

Las pérdidas de trayecto adicionales en puntos situados dentro del edificio se midieron con respecto al campo eléctrico en el exterior promediado a lo largo de un trayecto en torno al edificio a 1,5 m de altura. Obsérvese que el uso de referencias de altura fijas difiere de la definición de pérdidas de entrada en edificios del § 1.2 y se traducirá en valores negativos de pérdidas de entrada para los pisos más elevados del edificio.

Los datos obtenidos con estas mediciones se ajustaron mediante las siguientes expresiones de pérdidas de trayecto en exceso con respecto al valor de 1,5 m promediado:

$$\Delta\text{Pérdidas}(\text{dB}) = 0,41 \cdot d - 0,5 \cdot h - 2,1 \cdot \log(f) - 0,8 \cdot LoS + 11,5 \quad (90)$$

siendo:

d : 0 a 20 m; la distancia desde la ventana (m)

h : 1,5 a 30 m; la altura desde el suelo (m)

f : 0,8 a 8 GHz; la frecuencia (GHz)

LoS : 1 para visibilidad directa; $LoS = 0$ si no hay visibilidad directa.

4.1.3 Pérdidas de entrada en edificios – mediciones con trayecto oblicuo

4.1.3.1 Mediciones de señales de satélite en ondas decimétricas (860 MHz-2,6 GHz)

En el Cuadro 5 se resume la atenuación representativa de las señales de satélite en ondas decimétricas observadas en las habitaciones cercanas a una pared exterior de las casas con estructura de madera. En las habitaciones interiores se debe agregar 0,6 dB a los valores tabulados. La atenuación de la señal causada por edificios con estructura de madera presenta pocas variaciones con las condiciones climáticas o con el ángulo de elevación del trayecto pero, como se indica en dicho Cuadro, acusa una variación sistemática en función de la frecuencia, la polarización, los materiales de construcción, y el aislamiento y la posición del receptor dentro de la estructura. Ciertos aislantes con revestimiento de aluminio y materiales de construcción producen una pérdida de hasta 20 dB.

CUADRO 5

Atenuación (dB) sufrida por las señales de ondas decimétricas a través de edificios con estructura de madera*

Tipo de construcción		Frecuencia (MHz) y polarización (horizontal: H, vertical: V)			
Exterior	Aislamiento (tipo no metálico)	860 H	860 V	1 550 V	2 569 V
Toda de madera	Cielo raso únicamente	4,7	2,9	5,0	5,8
	Cielo raso y paredes	6,3	4,5	6,6	7,4
Revestimiento de ladrillos	Cielo raso únicamente	5,9	4,1	6,2	7,0
Ladrillos	Cielo raso y paredes	7,5	5,7	7,8	8,6

* Este Cuadro se aplica a las habitaciones situadas cerca de la pared exterior; para las habitaciones interiores deben agregarse 0,6 dB.

4.1.3.2 Mediciones con trayecto oblicuo desde torres o edificios de gran altura

Se efectuaron mediciones en edificios utilizando torres de 18 a 20 m para simular un transmisor de satélite en bandas de 700 MHz a 1,8 GHz y de 500 MHz a 3 GHz para determinar la pérdida media y la variabilidad espacial en diversos tipos de edificios. Los datos son insuficientes para hacer predicciones precisas, pero los Cuadros 6 y 7 contienen datos indicativos.

CUADRO 6

**Distribuciones de la señal en la posición media y en la mejor posición dentro de los edificios
(por encima de la gama de frecuencias de 700 a 1 800 MHz)**

Número del edificio	Construcción	Ángulo de elevación	Posición media		Mejor posición	
			Pérdida media (dB)	Desviación típica (dB)	Pérdida media (dB)	Desviación típica (dB)
1	Oficina de esquina, ventanas grandes, edificio de una sola planta. Bloques de hormigón, placas de yeso, cristales dobles. Techo de hormigón sobre vigas de acero	27,5° (visibilidad directa a través de la ventana, ángulo acimut de 50° entre la pared y la visibilidad directa)	7,9	5,5	4,2	4,2
2	Habitación pequeña con ventanas que representan 5/8 de la pared exterior	18° (visibilidad directa por la ventana, ángulo acimut de 50° entre la ventana y la visibilidad directa)	9,1	4,4	5,4	3,7
3	Vestíbulo de esquina, puerta de cristal reflectante grande en la mitad de una pared exterior. Paredes externas de hormigón, paredes internas de placas de yeso montadas sobre marco de metal	16° (línea de visibilidad directa a través de la ventana, ángulo acimut de 45° entre una de las paredes y la visibilidad directa, las dos paredes exteriores iluminadas por el transmisor)	15,4	8,4	9,7	6,7
4	Casilla de planchas de metal con interior de madera contrachapada. Una ventana pequeña sin postigos en cada una de las paredes laterales, puerta recubierta de metal	25° (ángulo acimut de 60° entre la pared y la visibilidad directa)	9,7	6,3	5,2	4,9
5	Casa de dos plantas de madera, con aislamiento de lana mineral (paredes y altillos); plancha de yeso, pantalla térmica no metálica. Persianas no metálicas en las ventanas. Tejado de madera	25° (ángulo acimut de 45° entre la pared y la visibilidad directa)	9,0	4,5	5,4	3,7
6	Casa rodante de plancha de metal vacía, ventanas con marco de metal y persianas de metal	25° (ángulo acimut de 45° entre la pared y la visibilidad directa)	24,9	3,8	19,8	3,4

CUADRO 7

Mediana de la pérdida en la posición corriente y en la mejor posición dentro de los edificios en función de la frecuencia
(Los detalles de la construcción y el ángulo de elevación figuran en el Cuadro 9)

Número del edificio	Posición corriente	Mejor posición
(Como en el Cuadro 6)	750-1 750 MHz	750-1 750 MHz
1	5-11 dB	2-6 dB
2	5-14 dB	2-5 dB
3	17-18 dB	12-13 dB
4	9-11 dB	5-6 dB
5	5-11 dB	3-5 dB
6	20 a > 24 dB	16-22 dB

CUADRO 8

Distribución de las señales en la posición corriente dentro de los edificios
(estimado para la gama de frecuencias de 500 a 3 000 MHz)

Número del edificio	Construcción	Ángulo de elevación (grados)	Posición corriente	
			Pérdida media (dB)	Desviación típica (dB)
1	Vestíbulo de entrada de un edificio de una sola planta – pared inclinada de hormigón, techo de alquitrán	18	13	10
2	Oficina en edificio de una sola planta – bloque de hormigón, techo de alquitrán	38	9	7
3	Granja de dos plantas de madera, techo de metal, pantalla térmica no de aluminio	33	5	4
4	Vestíbulo y salón de casa de dos plantas con estructura de madera, techo de metal, pantalla térmica de aluminio	41	19,5	12
5	Habitación de motel en edificio de dos plantas de ladrillo con techo compuesto	37	13	6
6	Vestíbulo de entrada de edificio de dos plantas, vidrio y hormigón, techo de alquitrán	26	12	5

En el primer conjunto de mediciones (Cuadro 6 y 7), los tres primeros edificios tenían ángulos de elevación tales que la habitación recibía luz a través de una ventana con visibilidad directa desde el transmisor. Los ángulos de elevación eran inferiores a 30° para permitir la iluminación lateral de los edificios.

En el caso del edificio número 3 que figura en los cuadros, las pérdidas sufridas cuando la señal atravesó una puerta de vidrio reflectante fueron superiores en unos 15 dB a las pérdidas sufridas con la puerta abierta.

Los resultados de otro estudio son análogos: la atenuación media (en la gama de frecuencias de 500 a 3 000 MHz) varió entre 5 dB en una casa con estructura de madera, techo de metal y pantalla térmica de un material distinto del aluminio y 20 dB en una casa igual pero con pantalla térmica de aluminio. El Cuadro 5 contiene los valores de la atenuación media que se midieron.

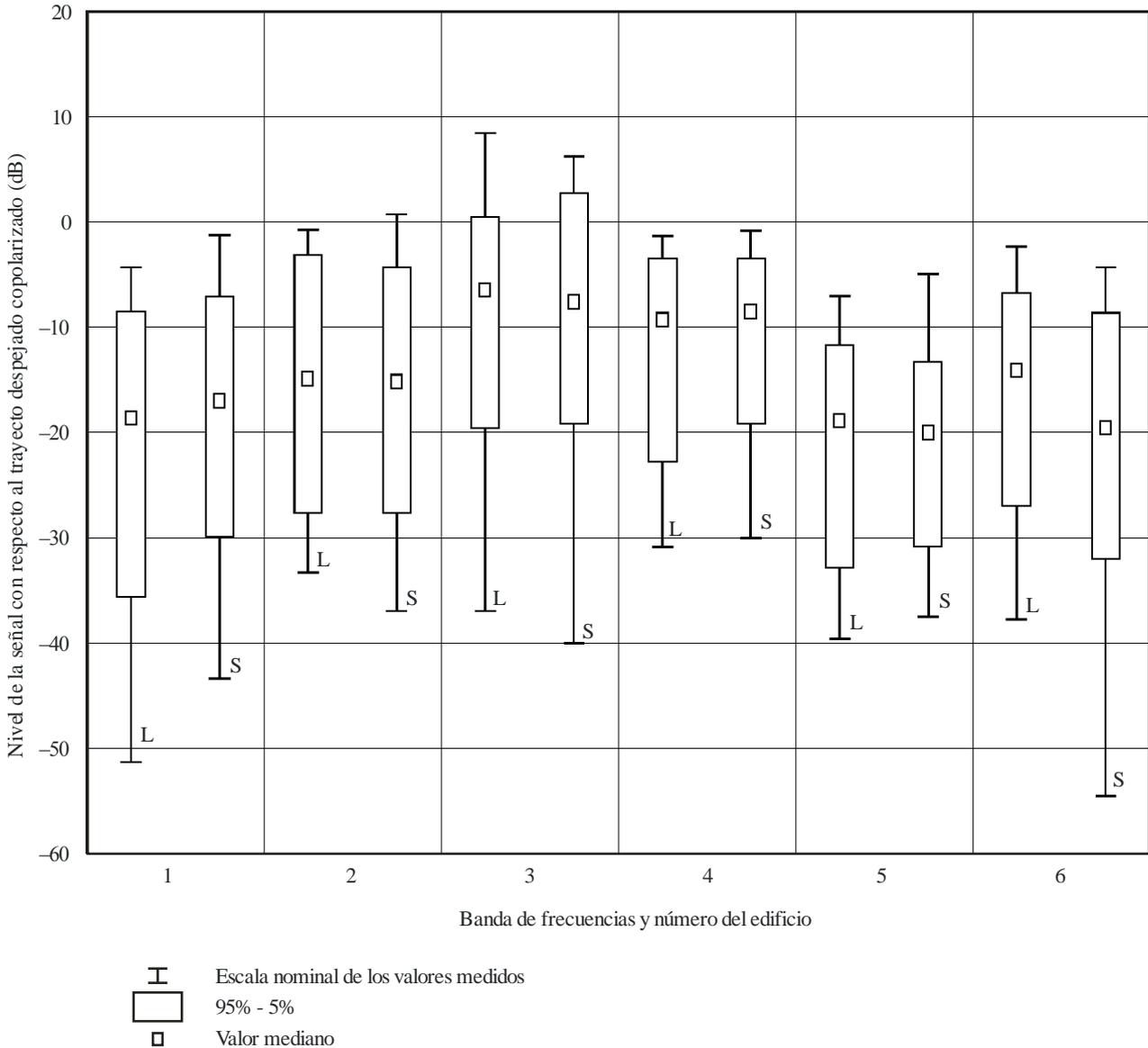
Obsérvese que para algunas de las mediciones, se incluyen en el promedio los valores obtenidos cerca de una ventana o una puerta abierta. En el motel (edificio 6), la atenuación cuando el trayecto directo penetró una pared de ladrillos fue de 15 a 30 dB con respecto a la visibilidad directa. Los niveles dentro del edificio 4 fueron de 25 a 45 dB inferiores a los niveles correspondientes a la visibilidad directa, debido al techo de metal y a la pantalla térmica de aluminio.

Obsérvese también que las mediciones se hicieron en trayectos estacionarios. Hay pruebas de que los efectos de proximidad de trayectos múltiples producirán fluctuaciones en el nivel de las señales recibidas si el transmisor o el receptor se desplazan. Esto tiene consecuencias especialmente para los sistemas de órbita terrestre baja (LEO), en los que el transmisor se mueve rápidamente con respecto al receptor.

Las mediciones indican que en los edificios 1, 2, 4 y 6 la atenuación aumenta con la frecuencia de 1 a 3 dB/GHz aproximadamente y en los edificios menos atenuantes (edificio 3) 6 dB/GHz, y que prácticamente no cambia con la frecuencia en el edificio 5, que tiene paredes de cristal. Dado que los valores indicados más arriba son promedios de la gama de frecuencias de 500 MHz a 3 GHz, se espera que sean ligeramente optimistas para la gama de 1 a 3 GHz.

Para los seis edificios identificados en el Cuadro 8, se realizaron mediciones a 1,6 GHz y 2,5 GHz analizándose los resultados para determinar el valor mediano, del 5% y el 95% de la pérdida de señal relativa cuando las antenas se desplazaban horizontalmente en intervalos múltiples de 80 cm. Los edificios estaban iluminados desde el lateral y las señales se recibían dentro de la pared externa (entrada por una pared). Se utilizaron antenas omnidireccionales en acimut para recibir las señales transmitidas. En la Fig. 24 se resumen los valores estadísticos obtenidos de las mediciones. Estos datos indican la magnitud y las variaciones del desvanecimiento que puede aparecer en la transmisión de la señal a través de las paredes del edificio. Obsérvese que, a veces, la condición multitrayecto da lugar a unos niveles de señal relativos superiores a 0 dB.

FIGURA 24



P.2040-24

Valor mediano, del 5% y del 95% de la pérdida de potencia por entrada en el edificio con respecto al caso de visibilidad directa sin obstrucciones de 1,6 GHz y 2,5 GHz para los seis edificios identificados en el Cuadro 8 (designados por los números 1 a 6 en la Figura). Para cada edificio se muestran por separado los valores estadísticos en el caso de 1,6 GHz (L) y 2,5 GHz (S).

Ninguna de las mediciones en las bandas por debajo de 3 GHz proporciona información para los ángulos de elevación superiores a 41°. Sin embargo, las grandes pérdidas sufridas al atravesar las estructuras de metal (edificio 6 en los Cuadros 6 y 7; edificio 4 en el Cuadro 8) sugieren que la atenuación para un trayecto directo a través de un techo de metal será del orden de los 20 dB. Las pérdidas de 15 a 30 dB sufridas al atravesar una pared de ladrillos en el edificio 4 del Cuadro 8 también son pertinentes para ángulos de elevación superiores.

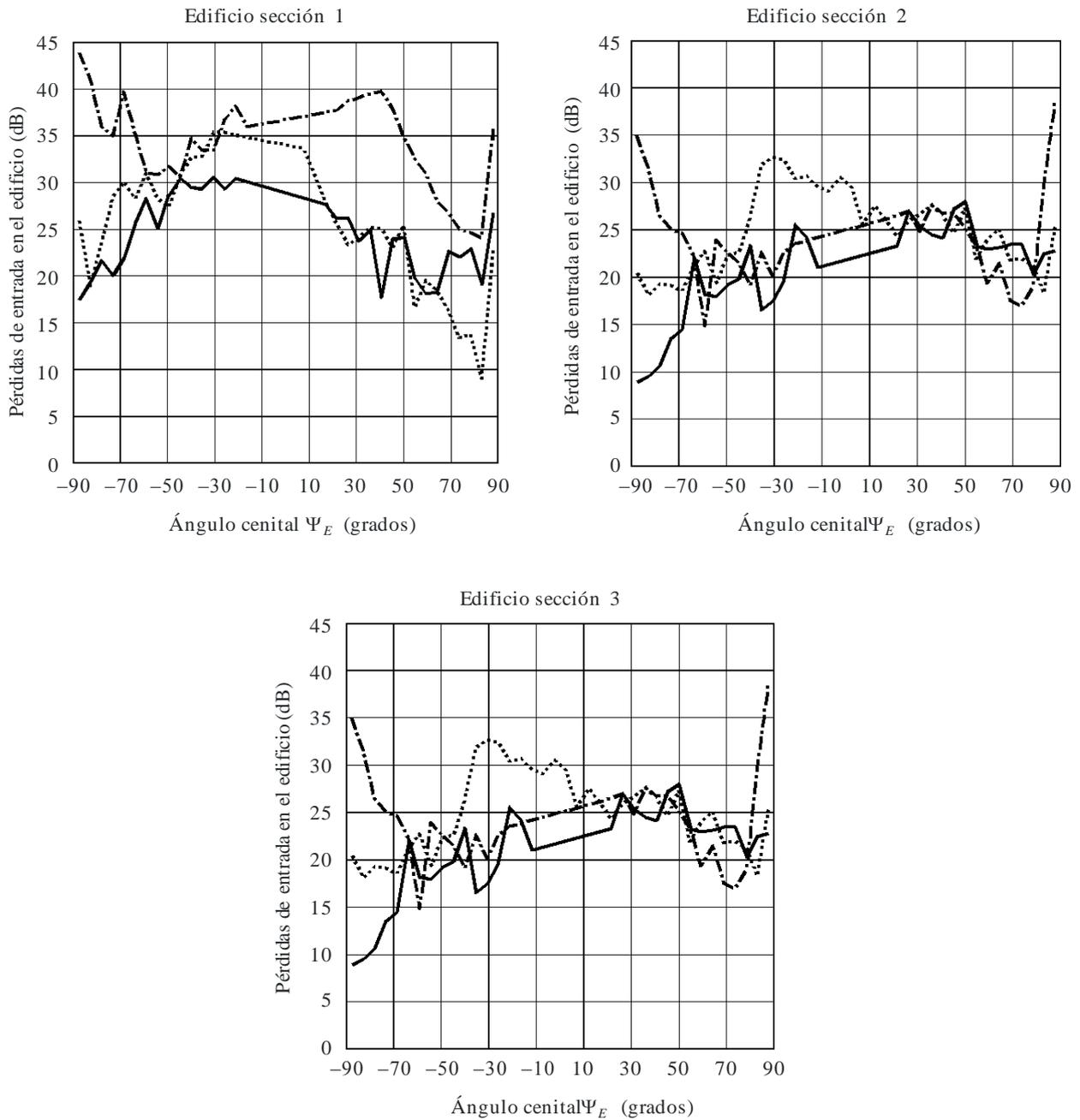
También se midió en 5 GHz la dependencia de las pérdidas de entrada en el edificio con el ángulo de elevación, a dos ángulos de elevación diferentes, utilizando edificios elevados para simular la recepción de señales de satélite. En una sala de tipo oficina las medianas medidas del rebasamiento de las pérdidas de entrada en el edificio fueron de 20 dB y de 35 dB para ángulos de elevación de 15° y 55°, respectivamente.

4.1.3.3 Mediciones en edificios de oficinas realizadas con helicóptero

Se midieron en distintas posiciones las dependencias con el ángulo de elevación y de acimut de las pérdidas de entrada en los edificios en la banda de 5 GHz, sobre tres pisos distintos en un edificio de ocho plantas. Se utilizó un helicóptero para simular un transmisor de satélite. La señal recibida se registró de forma continua, así como la posición del helicóptero, por medio de un receptor sistema mundial de determinación de posición (GPS) diferencial. En el Cuadro 9 se resumen las condiciones experimentales y los resultados medios de la medición. El comportamiento de las pérdidas de entrada en el edificio respecto al ángulo de elevación del trayecto se representa en la Fig. 25, y el comportamiento respecto al acimut en la Fig. 26, para ángulos de elevación de 15° y 30°.

FIGURA 25

Pérdidas de entrada en el edificio en 5,1 GHz, en las secciones 1, 2 y 3 de las plantas 2ª, 5ª y 6ª. El ángulo Ψ_E es por definición positivo cuando se mira al Norte y negativo cuando se mira al Sur
 $|\Psi_E| = 90^\circ - \varepsilon$, siendo ε el ángulo de elevación



- Planta 2
- Planta 5
- Planta 6

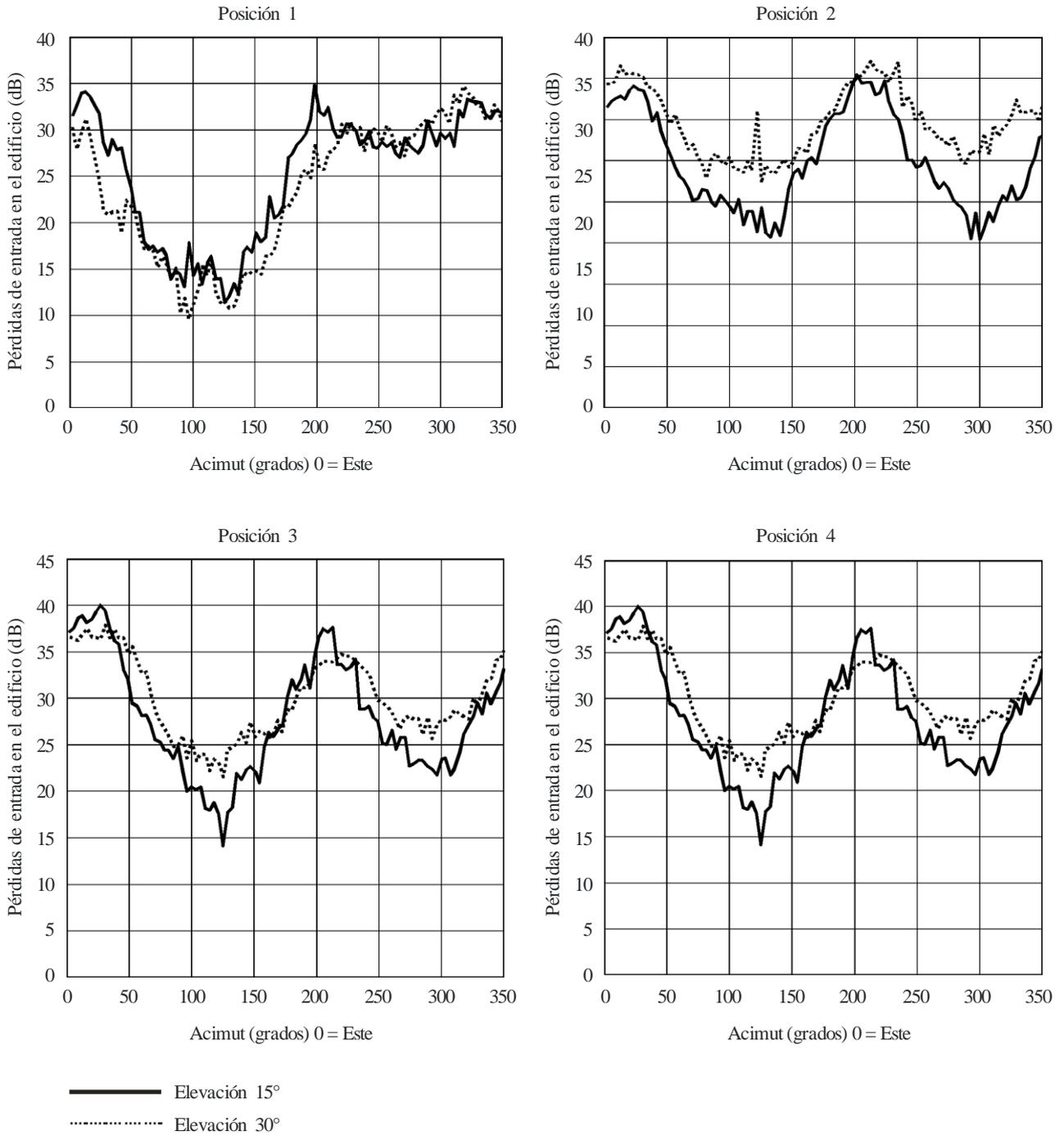
Edificio sección 1: oficinas con ventanas orientadas hacia el transmisor del helicóptero.

Edificio sección 2: centro del pasillo.

Edificio sección 3: oficinas con ventanas no orientadas hacia el transmisor del helicóptero.

FIGURA 26

Pérdidas de entrada en el edificio en 5,1 GHz para elevación de 15° y 30° con cuatro posiciones distintas de antena de interiores. Los números 1 y 2 están situados en las proximidades del muro exterior, mientras que los números 3 y 4 están situados en el pasillo



CUADRO 9

Promedio de las medianas de las pérdidas de entrada en edificios y gama observada de la mediana de las pérdidas de entrada en edificios medidas en 5,1 GHz para distintas posiciones en un edificio de oficinas

	Tipo de mediciones: (trayectoria del helicóptero)	Promedio de la mediana de las pérdidas de entrada en edificios para distintas posiciones del receptor en el edificio (dB)	Gama observada de la mediana de las pérdidas de entrada en el edificio (dB)
Edificio de ocho plantas con siete de ellas sobre el suelo y una planta adicional situada en el antiguo techo, con muros de ladrillo y ventanas situadas en hileras: tras el muro de ladrillo hay una pared de hormigón de 10 cm de espesor; las ventanas tienen un doble cristal plano no térmico; las plantas están separadas 3,5 m, con 2,5 m entre el techo y el suelo; dos capas de yeso con listones de madera entre habitaciones separadas; las paredes interiores que dan a pasillos son en la mayoría de los casos de cristal; en las habitaciones hay el mobiliario habitual de mesas y estanterías; en cada planta hay tres secciones, y un pasillo con salas de oficina a cada lado	Mediciones del ángulo de elevación (lineal, perpendicular a la longitud del edificio)	19,1	~ 5-45
	Mediciones del ángulo de acimut (circular en ángulos de elevación de 15° y 30°)	22,3	~ 10-42

Haciendo uso de un diagrama de vuelo con forma de iglú se realizaron mediciones a 2,57 GHz y 5,2 GHz dentro de tres edificios diferentes, uno de ellos situado en la zona de Graz (Austria) y otros dos en la región de Viena (Austria) cubriendo varios tipos de edificios. El transmisor se transportó mediante un helicóptero en el que iba montada una antena helicoidal orientable. Las mediciones se efectuaron con una sonda de canal basándose en una secuencia de alta resolución pseudoaleatoria con una velocidad de chip de 100 Mcps y una anchura de banda de 200 MHz. La antena de transmisión tenía una polarización circular dextrógira y la antena de recepción para el caso de la sonda de canal consistía en un conjunto de antenas de parche con dos polarizaciones lineales ortogonales que cubría una superficie de aproximadamente media esfera.

El Cuadro 10 resume las características de los locales interiores de los edificios medidos.

CUADRO 10
Características de los edificios medidos

Edificio		Emplazamiento	Emplazamientos del RX	Material de la fachada/techo
Rascacielos Torre del Milenio	22° piso	Viena	2	Rejilla metálica y paneles de vidrio, vidrio revestido con capa protectora contra el sol/hormigón reforzado
	44° piso		2	
Aeropuerto de Graz	Zona de puertas Sala de conferencias	Feldkirchen cerca de Graz	4 1	Acero, elementos de construcción metálicos, vidrio revestido con capa protectora contra el sol/ Acero, láminas metálicas, capa de grava
Edificio de oficinas FFG	Edificio de oficinas en el centro de la ciudad, piso más alto	Viena	2	Hormigón reforzado/ventanas revestidas

Las pérdidas de entrada en el edificio mostradas en el Cuadro 11 se calcularon restando el perfil del retardo de potencia media de una medición de referencia en exteriores de la medición del perfil del retardo de potencia media dentro de los edificios. En el Cuadro 12 aparecen las pérdidas de entrada en el edificio a 5,2 GHz para diversas distancias hasta la ventana frente al transmisor.

CUADRO 11
Pérdidas de entrada (dB) para distintos ángulos de elevación y de acimut relativos a 2,57 y 5,2 GHz

Edificio	Acimut respecto a la normalidad de la fachada	2,57 GHz				5,2 GHz			
		Elevación				Elevación			
		15	30	45	60	15	30	45	60
Torre del Milenio 44° piso	0	22,86	24,42	21,53	23,95	30,40	27,65	32,09	29,77
	-30	22,13	22,17	25,21	24,59	28,34	30,42	32,43	33,31
	-60	24,44	23,71	25,91	24,60	29,00	31,31	33,57	34,97
	-90	25,40	29,24	27,21	26,77	32,65	34,23	37,24	38,21
Torre del Milenio 22° piso	0	28,04	28,31	28,13	28,28	36,53	37,55	35,38	39,45
	-30	28,70	29,60	29,60	27,59	31,84	36,57	37,51	35,34
	-60	32,26	33,17	33,66	35,38	35,19	37,12	35,90	39,65
	-90	35,30	42,22	37,80	-	43,20	43,80	47,02	46,52

CUADRO 11 (fin)

Pérdidas de entrada (dB) para distintos ángulos de elevación y de acimut relativos a 2,57 y 5,2 GHz

Edificio	Acimut respecto a la normalidad de la fachada	2,57 GHz				5,2 GHz			
		Elevación				Elevación			
		15	30	45	60	15	30	45	60
Edificio de oficinas	0	21,69	29,23	26,18	31,40	26,52	31,13	34,13	35,28
	30	26,49	34,90	31,10	33,00	33,12	33,49	36,51	34,08
	60	27,43	–	35,90	36,13	34,29	34,16	36,30	35,73
	90	–	38,09	–	–	–	–	–	–
Aeropuerto - zona de puertas	0	18,18	–	23,68	23,00	28,36	35,76	–	37,97
	–30	15,09	21,12	19,11	27,10	–	–	–	37,98
	–60	18,25	26,13	21,96	25,42	27,67	37,76	–	–
	–90	–	27,71	23,69	24,61	34,31	–	–	–
Aeropuerto - sala de conferencias	0	11,81	12,62	–	10,84	15,19	19,68	19,37	19,09
	–30	11,69	–	15,05	13,63	17,73	19,37	20,03	–
	–60	16,65	17,87	17,66	16,35	22,79	–	24,70	22,38
	–90	18,52	20,10	17,43	–	25,17	24,32	23,43	–

CUADRO 12

Pérdidas de entrada (dB) a 5,2 GHz para distintos ángulos de elevación en función de la distancia a la ventana situada frente al transmisor ubicada a 0 grados de acimut respecto a la normal de la fachada

Edificio	Distancia a la ventana (m)	Elevación			
		15	30	45	60
Torre del Milenio 44° piso	1,4	–	25,30	31,41	27,80
	2,4	–	27,34	31,16	27,81
	3,4	–	29,72	31,64	30,58
	4,4	–	25,6	32,19	28,88
	5,4	30,40	29,08	33,43	30,34
Aeropuerto - zona de puertas	0,5	30,63	35,07	–	38,72
	2,5	30,28	35,01	–	37,09
	4,5	29,97	35,96	–	38,03
	6,5	16,40	36,85	–	–

4.1.3.4 Mediciones en edificios de viviendas realizadas con un globo (1-6 GHz)

En el Reino Unido se han llevado a cabo mediciones de pérdidas de entrada en un cierto número de edificios de viviendas de construcción tradicional. Estas mediciones se realizaron a 1,4 GHz; 2,4 GHz y 5,8 GHz utilizando un globo cautivo para explorar una cierta gama de ángulos de elevación.

Los detalles de los emplazamientos de medición aparecen en el Cuadro 13.

CUADRO 13

Edificio	Fecha	Emplazamientos de la medición
Pequeñas oficinas/apartamentos (3 pisos)	1985	Mediciones en dos oficinas (1 ^{er} piso)
Casa independiente (3 pisos)	1905	Cocina (planta baja) y dormitorio (1 ^{er} piso)
Chalet (2 pisos y ático)	1880	Cuarto de estar (planta baja), dormitorio (1 ^{er} piso) y estudio (2 ^o piso)
Chalet (2 pisos)	1965	Comedor y cuarto de estar (planta baja), vestíbulo (1 ^{er} piso)

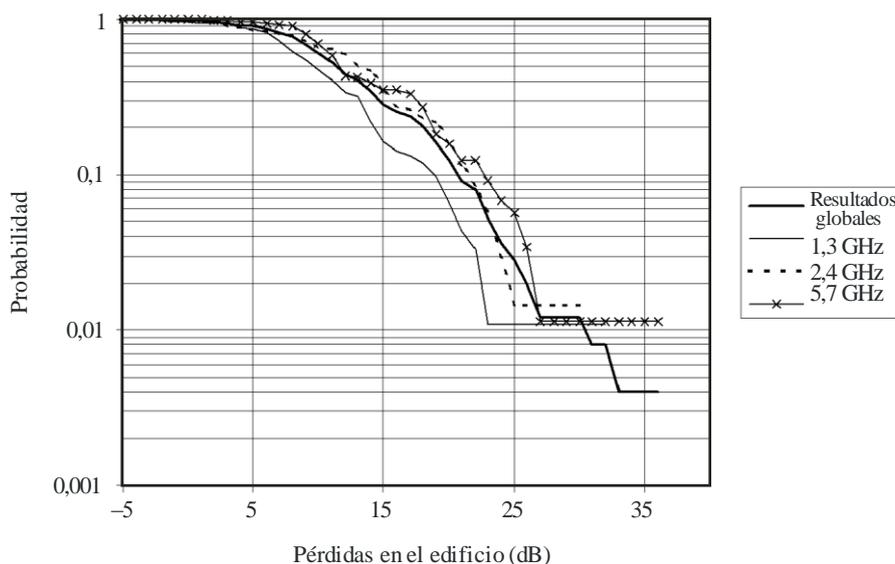
Las mediciones se efectuaron utilizando transmisores de onda continua suspendidos en un globo de helio cautivo, lo que permitió considerar ángulos de elevación de hasta 70°. El receptor se conmutaba entre una antena de medición en interiores y una antena de referencia en exteriores. La antena de medición se desplazaba a lo largo de una guía de 1 m mediante control por ordenador para permitir la promediación espacial de las mediciones.

Se utilizaron antenas omnidireccionales en el transmisor y el receptor y se aplicaron correcciones en los diagramas de radiación vertical de la antena y en la diferencia de pérdidas en el espacio libre entre las antenas de referencia y de medición.

Tras las correcciones antes descritas se obtuvo un conjunto de datos que representan las pérdidas de penetración medias para cada emplazamiento de prueba. La función de distribución acumulativa de estos resultados aparece en la Fig. 27 y representa las estadísticas de las pérdidas locales medias con respecto a los 11 emplazamientos del receptor para todos los ángulos de elevación. Los emplazamientos del receptor se eligieron aleatoriamente y no tenían visibilidad directa con el globo.

FIGURA 27

Estadísticas globales de las pérdidas de penetración en el edificio



P.2040-27

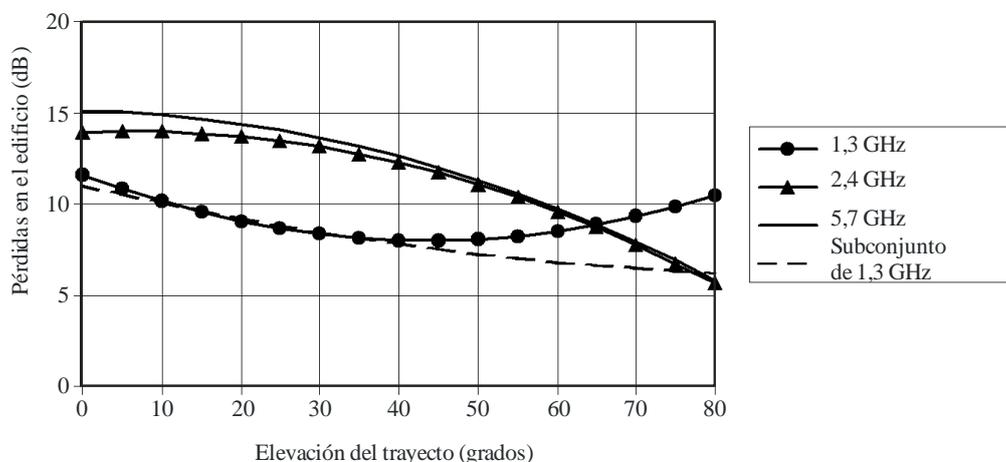
El valor medio de las pérdidas de penetración en el edificio para todas las frecuencias es de 11,2 dB. Los resultados mostrados en la Fig. 27 ponen en evidencia una ligera dependencia de los resultados con la frecuencia. Los valores medios de las pérdidas de penetración son de 9,2 dB a 1,3 GHz, 11,2 dB a 2,4 GHz y 12,7 dB a 5,7 GHz.

La Fig. 28 muestra la dependencia de las mediciones con la elevación (curvas polinómicas ajustadas a los puntos de medición).

FIGURA 28

Valores medios para cada frecuencia comparada

Dependencia con la elevación del trayecto



P.2040-28

Los resultados para 1,3 GHz muestran un incremento anómalo en las pérdidas de penetración para los ángulos de elevación superiores. Un examen de los datos de medición demuestra que este efecto se debe a un conjunto de mediciones y el resultado que produce la exclusión de estos datos aparece en la curva de puntos.

Puede observarse que salvo a la frecuencia más baja hay una ligera reducción en las pérdidas de penetración para los ángulos de elevación superiores. Esta disminución de las pérdidas en el edificio con la elevación se debe a las hipótesis realizadas en alguno de los modelos anteriores. Puede que este comportamiento sea característico de los edificios de viviendas donde los suelos y techos están contruidos normalmente con madera ligera.

Es evidente una cierta dependencia de los resultados promediados con el suelo del edificio, presentando generalmente en la planta baja y en el primer piso, unas pérdidas de 5 a 8 dB superiores a las del segundo piso. Hay que tener en cuenta, sin embargo, que sólo se hizo un conjunto de mediciones en el segundo piso y el emplazamiento era un espacio diáfano utilizado como oficinas.

4.2 Pérdidas en el interior de los edificios

Los estudios de la propagación terrenal dentro de los edificios indican que a 2 GHz en un edificio de oficinas, la pérdida (dB) sufrida al atravesar los pisos viene dada por $15 + 4(n - 1)$, donde n es el número de pisos atravesados. Para un edificio residencial, la pérdida es típicamente 4 dB por piso; este valor permite estimar la pérdida adicional que sufre una señal de satélite cuyo punto de entrada tiene un ángulo de elevación alto y que desciende a través del edificio.

4.3 Mediciones de las pérdidas a la salida del edificio

4.3.1 Configuración de la medición

La Fig. 29 muestra una fotografía de la casa utilizada en las mediciones. Se trata de una residencia típica de dos niveles en Japón. La superficie es de aproximadamente 11 x 12 m. Los muros exteriores tienen dos o tres ventanas en cada lado. La parte externa de los muros exteriores está cubierta con placas de madera pintadas y la parte interna con placas de yeso. Un asilamiento de fibra de vidrio rellena el espacio entre los muros. Se situó una antena transmisora cerca del centro del piso inferior. La altura de la antena sobre el nivel del suelo era de 1,5 m. Se transmitió una onda continua de 5,2 GHz con una antena dipolo de polarización vertical. En una carretilla de mano se montó un receptor conectado a una antena dipolo y se le desplazó a lo largo de la casa. La altura de la antena de recepción se fijó a 2,2 m sobre el nivel del suelo para que tuviese la misma altura que la antena de transmisión. Antes de llevar a cabo las mediciones en el exterior se midió el nivel recibido en varios puntos situados dentro de la casa.

4.3.2 Resultados medidos

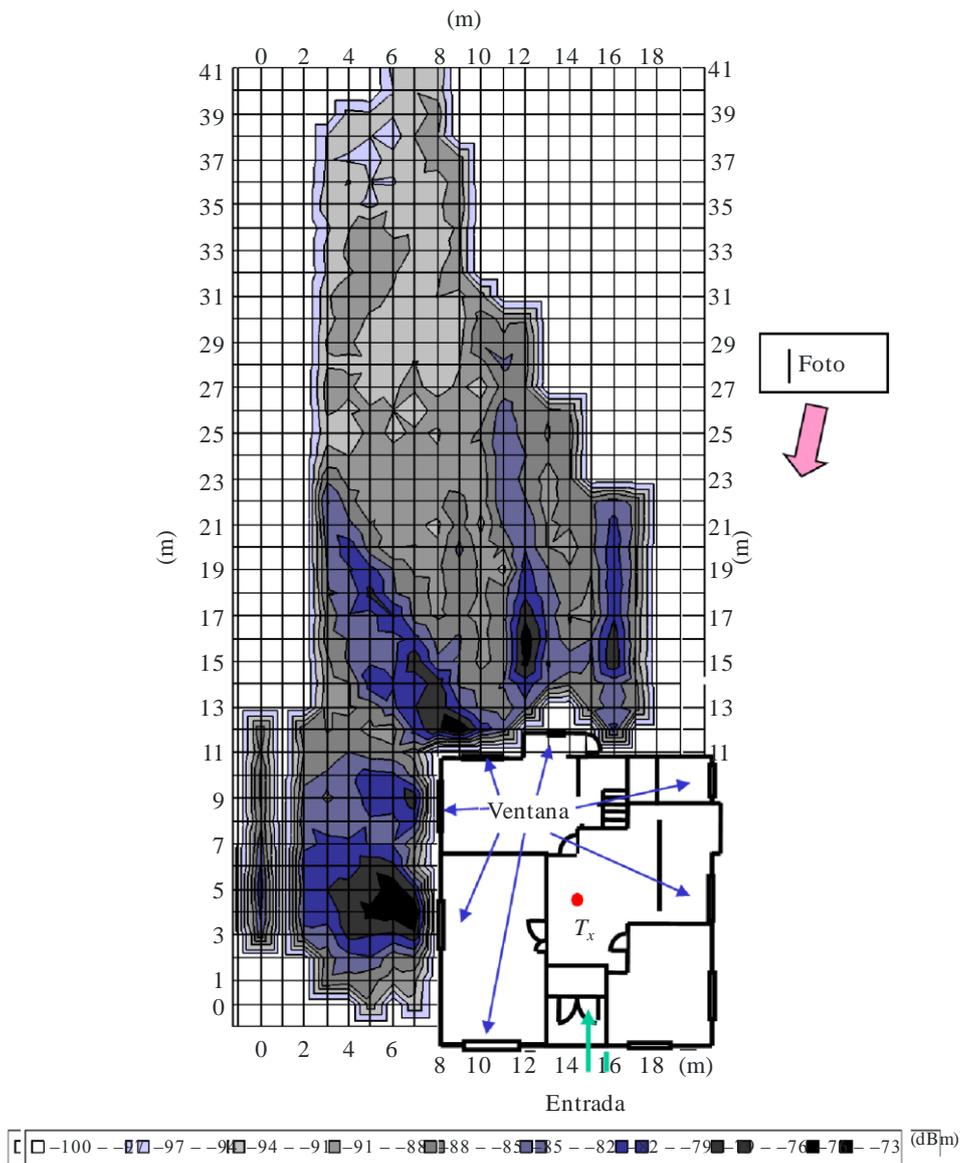
La Fig. 30 es un mapa de contorno del nivel recibido. Los niveles altos aparecen en color oscuro y los niveles bajos en colores claros. El mapa muestra que las ondas radioeléctricas intensas se dispersan a través de las ventanas y se propagan a distancias relativamente elevadas. En esta figura la parte blanca de la esquina superior derecha indica el lugar donde no se pudieron realizar mediciones debido a la presencia de un granero. La otra parte blanca de la esquina superior izquierda se debe a la existencia de un seto.

FIGURA 29
Foto de la casa



P.2040-29

FIGURA 30
Mapa del contorno del nivel recibido



P.2040-30

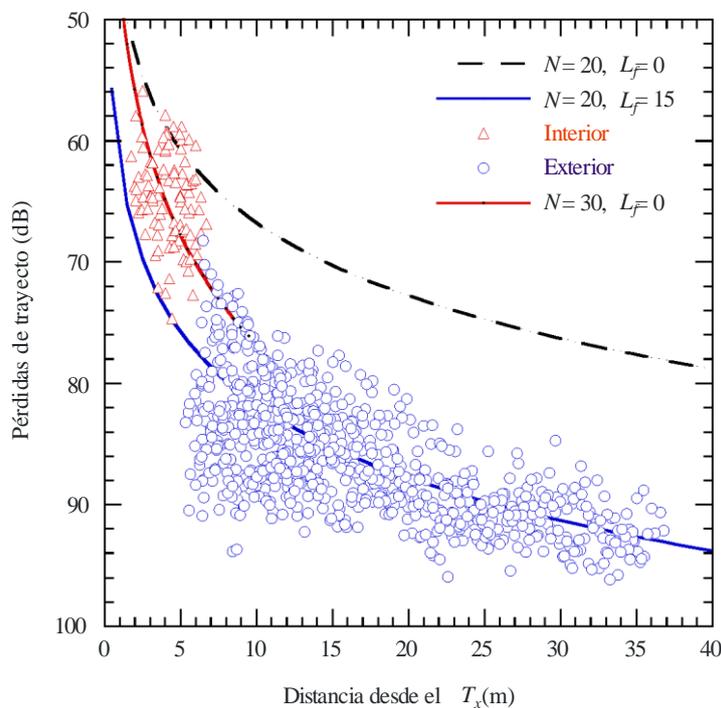
La Fig. 31 muestra la dependencia con la distancia de las pérdidas de trayecto. La abscisa es una escala lineal, los círculos azules representan los datos en el exterior y los triángulos rojos representan los datos en el interior. Las pérdidas de trayecto se determinan mediante la siguiente ecuación.

$$L(\text{dB}) = 20\log(f(\text{MHz})) + N\log(d(\text{m})) - 27,55 + L_f(\text{dB}) \quad (91)$$

siendo N el coeficiente de atenuación con la distancia y L_f la atenuación adicional provocada por la penetración en las paredes, por ejemplo. Cuando N y L_f son igual a 20 y 0, respectivamente, esta ecuación expresa las pérdidas de trayecto en espacio libre.

En la Fig. 31 aparecen tres líneas como resultado del cálculo. La línea de puntos negra representa las pérdidas en espacio libre a 5,2 GHz. La línea continua de color rojo representa el conjunto de datos tomados en el interior. El valor de L_f es cero pero N vale 30 y la inclinación es muy rápida comparada con la línea del espacio libre. La línea continua azul tiene unos valores de $N = 20$ y $L_f = 15$. La curva es paralela a la del espacio libre pero con una caída de 15 dB. Este resultado indica que las pérdidas de trayecto aumentan si el valor de N es elevado dentro de la casa y el incremento pasa a ser gradual tras salir de la casa. Este fenómeno se observa claramente en la Fig. 31.

FIGURA 31
Dependencia en la distancia de las pérdidas de trayecto (escala lineal)

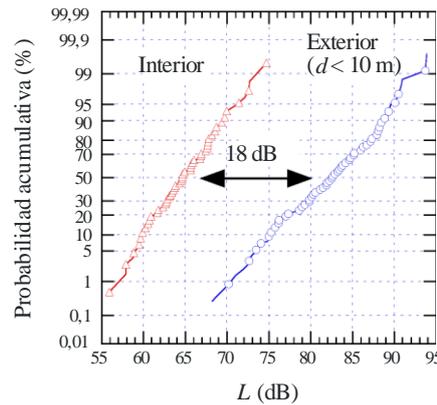


P.2040-31

Basándose en estos datos, se representan en la Fig. 32 las probabilidades acumulativas de las pérdidas de trayecto. La diferencia entre estas dos probabilidades es de aproximadamente 18 dB. Ello indica que la onda radioeléctrica sale de la casa con una atenuación de aproximadamente 18 dB y se propaga con el mismo coeficiente de atenuación en la distancia que en el caso del espacio libre.

FIGURA 32

Probabilidades acumulativas de los datos medidos sobre pérdidas de trayecto



P.2040-32

4.4 Mediciones de las pérdidas por apantallamiento del edificio

En Australia se han llevado a cabo mediciones para determinar los valores de las pérdidas por apantallamiento de los edificios que deben utilizarse al planificar la compartición de frecuencias entre el servicio fijo por satélite y el servicio fijo.

Las pérdidas por apantallamiento del edificio se definen como pérdidas de transmisión a través de un edificio.

La frecuencia es 11 GHz. La polarización es horizontal y vertical.

El Cuadro 14 muestra los resultados medios de las mediciones a 11 GHz a través de distintos tipos de edificios.

CUADRO 14

Media y desviación típica de las pérdidas según la polarización y el tipo de edificio

Sitio de prueba	Pérdidas medias (Pol. V)	Desviación típica	Pérdidas medias (Pol. H)	Desviación típica
1. Edificio de madera (longitudinalmente)	26,4 dB	7,1	–	-
1A. Edificio de madera (transversalmente)	10,0 dB	7,0	8,3 dB	5,0
2. Edificio de hormigón/ladrillo	30,1 dB	5,0	28,6 dB	5,5
3. Hangar de metal	36,4 dB	4,1	35,0 dB	3,2

Las mediciones muestran una elevada dependencia del material de construcción para determinar.

- el modo primario de propagación, y
- la cantidad de atenuación causada por el obstáculo.

Los materiales de construcción de madera provocaron la menor atenuación media de 10,0 a 25,0 dB, el ladrillo y el hormigón entre 25,0 y 35,0 dB y el metal entre 35,0 y 40,0 dB. El modo primario de propagación para las estructuras de madera y hormigón fue la transmisión mientras que el modo dominante de propagación para las estructuras metálicas fue la propagación por difracción.

Durante la propagación por difracción se observó una alta dependencia con el ángulo de difracción. A medida que el ángulo de difracción aumenta desde las esquinas (es decir, hacia el centro de la sombra del edificio) el volumen de atenuación debida a la difracción también aumenta (del orden de 5,0 a 10,0 dB).

Aunque hubo dependencia con la polarización en cada punto de medición, se observó una escasa o nula dependencia con la polarización o la longitud del trayecto desde el punto de vista de los datos promediados. La variación de la atenuación media entre las polarizaciones horizontal y vertical fue inferior a 1,5 dB.

Apéndice 1 (al § 2.2.2.2)

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 (54) a (58) del § 2.2.2.2 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 § 2.2.2.2.

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (92a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (92b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (92c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (92d)$$

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

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (93a)$$

donde:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m) \quad (93b)$$

$$B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m) \quad (93c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m} \quad (93d)$$

$$D_m = A_m \quad (93e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m \left[1 - \left(\frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0 \right)^2 \right]^{1/2} \quad (93f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (93g)$$

$$k_m = k_0 \sqrt{n_m} \quad (93h)$$

En las ecuaciones (93b)-(93h), 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 permisividad 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:

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (94a)$$

y:

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m \quad (94b)$$

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

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}} \quad (94c)$$

donde:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (94d)$$

$$\theta_0 = \theta_{N+1} = \theta \quad (94e)$$

$$Z_0 = Z_{N+1} \quad (94f)$$