

Unión Internacional de Telecomunicaciones

**UIT-R**

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

**Recomendación UIT-R P.1407-8**  
(09/2021)

**Propagación por trayectos múltiples y  
parametrización de sus características**

**Serie P**  
**Propagación de las ondas radioeléctricas**



Unión  
Internacional de  
Telecomunicaciones

## 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 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
<b>BO</b>	Distribución por satélite
<b>BR</b>	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
<b>BS</b>	Servicio de radiodifusión (sonora)
<b>BT</b>	Servicio de radiodifusión (televisión)
<b>F</b>	Servicio fijo
<b>M</b>	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
<b>P</b>	<b>Propagación de las ondas radioeléctricas</b>
<b>RA</b>	Radioastronomía
<b>RS</b>	Sistemas de detección a distancia
<b>S</b>	Servicio fijo por satélite
<b>SA</b>	Aplicaciones espaciales y meteorología
<b>SF</b>	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
<b>SM</b>	Gestión del espectro
<b>SNG</b>	Periodismo electrónico por satélite
<b>TF</b>	Emisiones de frecuencias patrón y señales horarias
<b>V</b>	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, 2022

© UIT 2022

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.1407-8

**Propagación por trayectos múltiples y parametrización de sus características**

(Cuestión UIT-R 203/3)

(1999-2003-2005-2007-2009-2013-2017-2019-2021)

**Cometido**

En la Recomendación UIT-R P.1407 se describe la naturaleza de la propagación por trayectos múltiples y se definen los parámetros adecuados para la descripción estadística de los efectos en trayectos múltiples, además de proporcionar ejemplos de los efectos de correlación entre múltiples trayectos de propagación y su cálculo.

**Palabras clave**

Perfiles de retardo, perfiles del ángulo acimut/de elevación, perfiles de retardo de potencia direccional, Doppler, potencia total, componentes multitrayecto

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

*considerando*

- a) la necesidad de calcular el efecto de la propagación por trayectos múltiples en los servicios que utilizan sistemas digitales;
- b) que es conveniente normalizar la terminología y las expresiones utilizadas para caracterizar la propagación por trayectos múltiples,

*recomienda*

- 1 que, para describir de una manera coherente los conceptos relacionados con la propagación por trayectos múltiples, se utilicen los términos y definiciones que figuran en el Anexo 1;
- 2 que, para para analizar los efectos de los sistemas MIMO (múltiples entradas, múltiples salidas), se utilicen los conceptos de correlación que figuran en el Anexo 2;
- 3 que para la generación de canales de banda ancha se utilicen los modelos del Anexo 3 a fin de evaluar la calidad de funcionamiento de los sistemas de comunicación.

**Anexo 1****1 Introducción**

En los sistemas radioeléctricos con altura de antena pequeña, suele haber múltiples trayectos indirectos entre el transmisor y el receptor debido a la reflexión procedente de los objetos circundantes, además del trayecto directo cuando hay línea de visibilidad directa. Esta propagación por trayectos múltiples es particularmente importante en los medios urbanos donde las paredes de los edificios y las superficies pavimentadas generan intensas reflexiones. Como resultado de ello, la señal recibida está formada por la suma de varios componentes con diversas amplitudes, ángulos de fase y direcciones de incidencia.

Puede considerarse que la consiguiente variabilidad espacial de la intensidad de la señal obedece a dos regímenes:

- a) un desvanecimiento rápido, que varía sobre distancias del orden de una longitud de onda, debido principalmente a los cambios en los ángulos de fase de los distintos componentes de la señal;
- b) un desvanecimiento lento, que varía sobre distancias más grandes, debido principalmente a los cambios en la pérdida por apantallamiento producida por los objetos circundantes.

Además, los diversos componentes de la señal pueden sufrir desplazamientos Doppler de distintas magnitudes debido al movimiento de la estación móvil o de objetos reflectantes, como vehículos.

El canal móvil con propagación por trayectos múltiples puede caracterizarse por su respuesta al impulso, que varía a un ritmo que depende de la velocidad del terminal móvil y/o de los objetos dispersantes. En consecuencia, un receptor debe ser capaz de afrontar la distorsión de la señal debida a los ecos del canal, así como las rápidas variaciones en la naturaleza de esta distorsión. A tales características del canal radioeléctrico móvil se les denomina perfiles de retardo de potencia y espectros Doppler y se obtienen mediante mediciones de sondeo del canal en banda ancha.

Las señales transmitidas hacia y desde vehículos en movimiento en medios urbanos o boscosos muestran considerables variaciones en la amplitud debida a la dispersión múltiple. Son corrientes los desvanecimientos de 30 dB o más por debajo del nivel medio. La intensidad de campo instantáneo medida en distancias de unas cuantas decenas de longitudes de onda, presenta una distribución que se aproxima a la de Rayleigh. Los valores medios de esas distribuciones para un sector pequeño varían considerablemente de una zona a otra, según la altura, la densidad y la distribución de colinas, árboles, edificios y otras estructuras.

Físicamente, los parámetros de propagación por trayectos múltiples son el número de trayectos múltiples, las amplitudes, la diferencia de longitudes del trayecto (retardo), la deriva por efecto Doppler y el ángulo de incidencia. Estos parámetros pueden caracterizarse a partir de una serie de respuestas al impulso complejas en una distancia corta o un intervalo de tiempo que puede utilizarse para estimar la función de dispersión por retardo Doppler que representa el fenómeno de trayectos múltiples en las tres dimensiones de retardo en exceso, frecuencia Doppler y densidad de potencia. La función de dispersión por retardo Doppler define un filtro transversal lineal cuya salida es la suma de múltiples réplicas retardadas, atenuadas y con deriva Doppler de la señal de entrada. Esta formulación es útil para construir un simulador de hardware en forma de filtro transversal dinámico. La función de dispersión por retardo Doppler se utiliza para estimar el perfil de retardo de potencia y el espectro Doppler, que puede estar relacionado con el tiempo de coherencia del canal. Alternativamente, la transformada de Fourier de la respuesta al impulso compleja variable en el tiempo da lugar a una respuesta en frecuencia compleja variable en el tiempo cuya amplitud en función de las características de frecuencia define la selectividad de frecuencia del trayecto múltiple que está relacionada con la anchura de banda de correlación y cuya variabilidad temporal proporciona las características de desvanecimiento a una frecuencia concreta.

En los § 2, 3 y 4 se definen los parámetros del canal de sector pequeño (o pequeña escala). Las estadísticas de los parámetros de pequeña escala se utilizan posteriormente para producir funciones de distribución acumulativas (FDA). La FDA de media escala abarca un determinado recorrido de medición, que es del orden de decenas o cientos de metros. La combinación de un conjunto de datos para una serie de recorridos de media escala se considera como una caracterización global o de gran escala representativa del entorno estudiado, por ejemplo terrenos montañosos, urbanos, suburbanos, habitaciones grandes de interior, pasillos, etc.

2 Parámetros de los perfiles del retardo

2.1 Definiciones de los perfiles del retardo de potencia

Los parámetros adecuados para la descripción estadística del retardo por trayectos múltiples pueden calcularse a partir de cualquiera de los tres tipos de perfiles del retardo de potencia: el perfil instantáneo, el perfil a corto plazo o el perfil a largo plazo, que representan bien los promedios temporales obtenidos con el receptor en reposo y corresponden a las variaciones que se producen en el entorno, o bien los promedios espaciales obtenidos con el receptor en movimiento.

En la Fig. 1 se muestran las definiciones de los perfiles del retardo de potencia.

El perfil instantáneo del retardo de potencia es la densidad de potencia de la respuesta al impulso en un determinado punto un instante dado.

El perfil a corto plazo (pequeña escala) del retardo de potencia se obtiene efectuando el promedio espacial de los perfiles instantáneos del retardo de potencia para varias decenas de longitudes de onda de la gama en que se mantienen los mismos componentes de multitrayecto con el fin de suprimir la variación debida al desvanecimiento rápido. Alternativamente, puede obtenerse a partir de la función de dispersión por retardo Doppler representada en la Fig. 2A tomando la suma del cuadrado de la magnitud a lo largo del eje de deriva de la frecuencia Doppler, como se ilustra en la Fig. 2B.

FIGURA 1

Definición de los perfiles del retardo de potencia

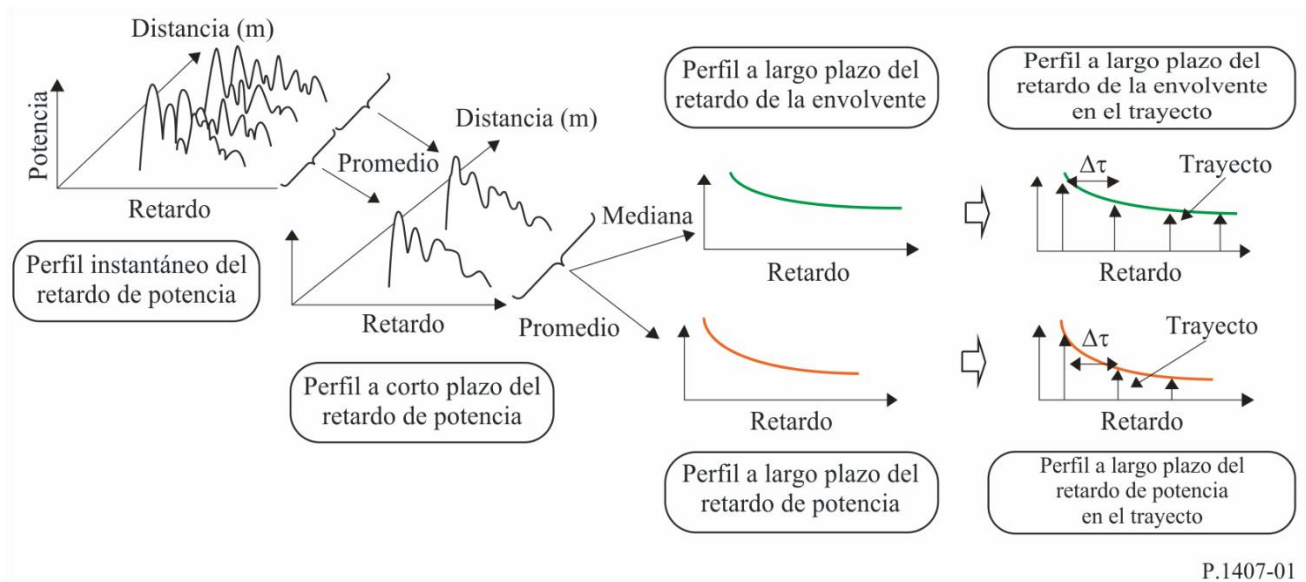


FIGURA 2A  
Función de dispersión por retardo Doppler

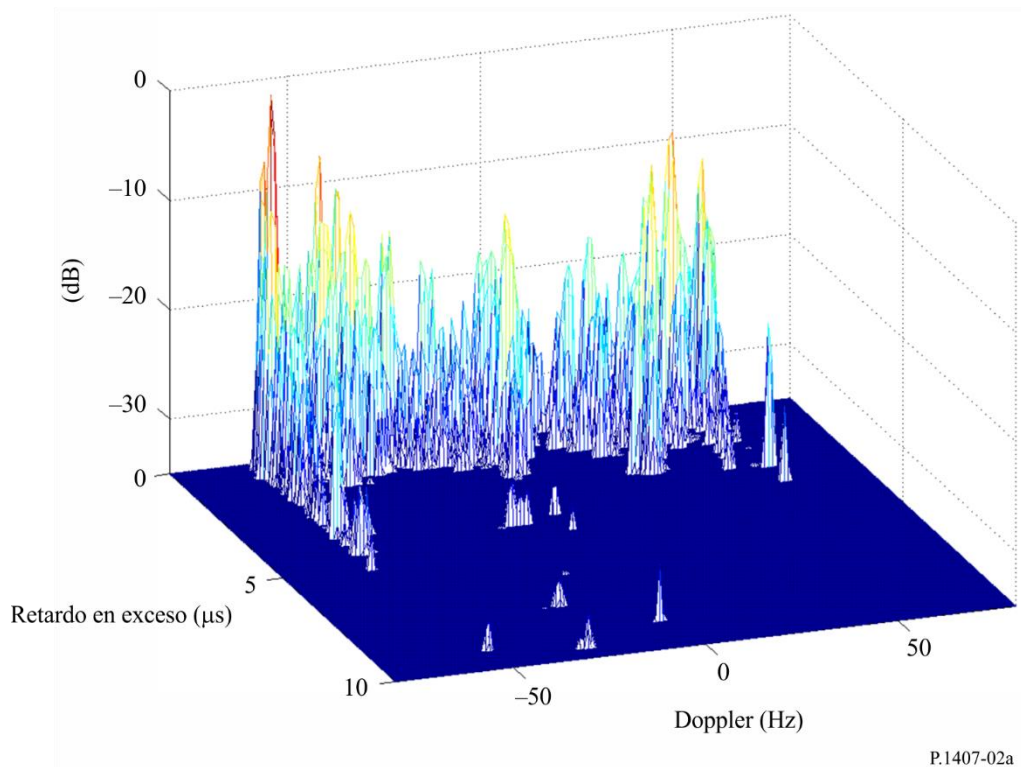
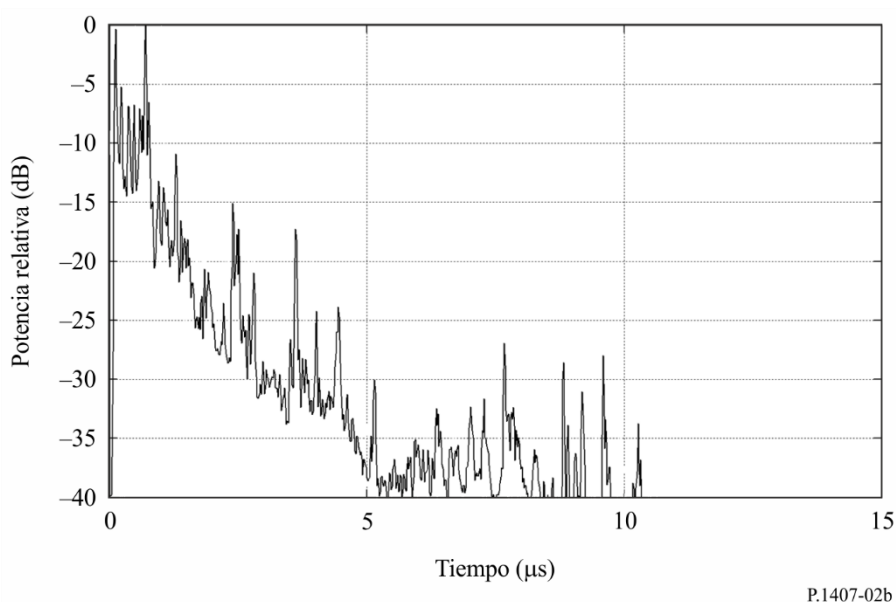


FIGURA 2B  
Potencia relativa en función de la respuesta en el tiempo



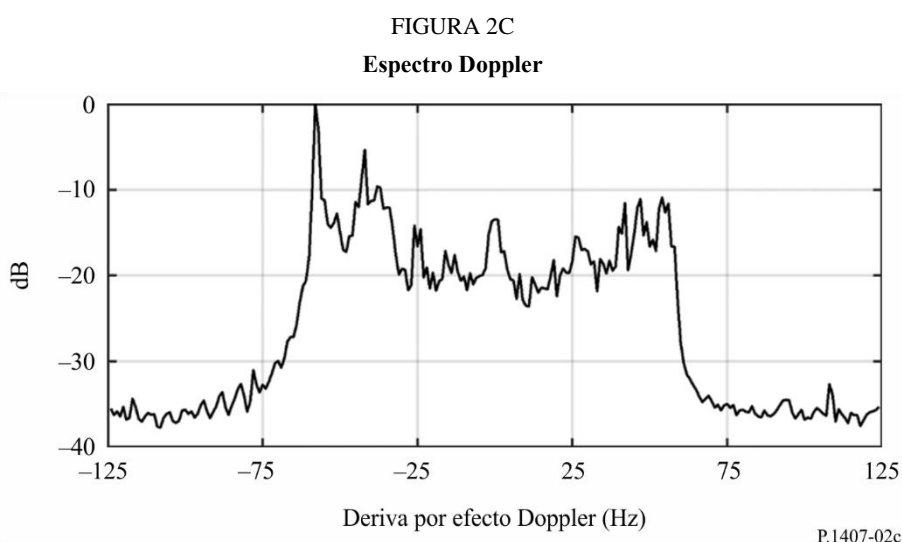
El perfil a largo plazo del retardo de potencia se obtiene realizando el promedio espacial de los perfiles a corto plazo a aproximadamente la misma distancia de la estación de base (BS) para suprimir las variaciones debidas a las sombras.

Los perfiles a largo plazo del retardo de potencia, con un retardo en exceso moderado y normalizado a la resolución  $1/B$ , siendo  $B$  la anchura de banda, se definen como perfiles a largo plazo del retardo de potencia en el trayecto, en lugar de perfiles continuos de la potencia en función del retardo.

Por otra parte, el perfil a largo plazo del retardo de la envolvente es el valor medio de los perfiles a corto plazo del retardo de potencia a aproximadamente la misma distancia de la estación de base; este perfil representa la forma del perfil de retardo en la zona considerada.

Al tomar la suma del cuadrado de la magnitud a lo largo del eje de retardo de la función de dispersión por retardo Doppler puede obtenerse el espectro Doppler según se muestra en la Fig. 2C.

El perfil a corto plazo (pequeña escala) del retardo de potencia se obtiene efectuando el promedio espacial de los perfiles instantáneos del retardo de potencia de la gama en que se mantienen los mismos componentes de multitrayecto con el fin de suprimir la variación debida al desvanecimiento rápido. Alternativamente, puede obtenerse a partir de la función de dispersión por retardo Doppler representada en la Fig. 2A tomando la suma del cuadrado de la magnitud a lo largo del eje de deriva de la frecuencia Doppler, como se ilustra en la Fig. 2B.



## 2.2 Definiciones de los parámetros estadísticos

A continuación se indican los parámetros adecuados para la descripción estadística de los efectos multitrayecto. El *retardo medio* es la media de los retardos en exceso ponderados por su potencia y viene dado por el primer momento del perfil del retardo de potencia (raíz cuadrada de la amplitud de la respuesta al impulso).

La *dispersión (valor eficaz) del retardo* es la desviación típica de los retardos en exceso ponderada por su potencia y viene dada por el segundo momento del perfil del retardo de potencia. Proporciona una medida de la variabilidad del retardo medio.

La *ventana del retardo* es el intervalo de la porción intermedia del perfil del retardo de potencia que contiene un cierto porcentaje (normalmente el 90%) de la energía total de esa respuesta al impulso.

El *intervalo de retardo* se define como el intervalo de la respuesta al impulso entre dos valores del retardo en exceso que señalan el primer instante en que la amplitud de la respuesta al impulso rebasa un umbral determinado y el último instante en que es menor que dicho umbral.

El *número de componentes de señal o trayecto múltiple* es el número de crestas en un perfil de retardo de potencia cuya amplitud se encuentra dentro de A dB de la cresta más alta y por encima del umbral mínimo de ruido.

Las definiciones de los parámetros estadísticos se indican con referencia en la Figuras 3A y 3B. Cabe señalar que los perfiles de retardo de potencia en las figuras están representados en la escala de decibelios, sin embargo, las ecuaciones de suma de potencia están en unidades lineales de potencia.

### 2.2.1 Energía total

La *energía total*,  $p_m$ , de la respuesta al impulso es:

$$p_m = \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt \quad (1)$$

donde:

- $p(t)$ : densidad de potencia de la respuesta al impulso
- $t$ : retardo con respecto a la referencia de tiempo
- $t_0$ : instante en el que  $p(t)$  rebasa el nivel de corte por primera vez
- $t_3$ : instante en el que  $p(t)$  rebasa el nivel de corte por última vez.

### 2.2.2 Retardo medio

El retardo medio,  $T_D$ , viene dado por el primer momento del perfil del retardo de potencia:

$$T_D = \frac{\int_0^{\tau_e} \tau p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau} - \tau_a \quad (2a)$$

donde:

- $\tau$ : variable del retardo de tiempo que es igual a  $t - t_0$
- $\tau_a$ : tiempo de llegada de la primera componente del multitrayecto recibida (la primera cresta del perfil)
- $\tau_e = t_3 - t_0$ .

La forma discreta, para una resolución  $\Delta\tau (= 1/B)$ , de la ecuación (2a) es la siguiente:

$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)} - \tau_M \quad (2b)$$

$$\tau_i = (i - 1) \Delta\tau = (i - 1)/B \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

donde  $i = 1$  y  $N$  son, respectivamente, los índices de la primera y la última muestra del perfil de retardo por encima del nivel umbral y  $M$  es el índice de la primera componente del multitrayecto recibida (la primera cresta del perfil).

Los retardos pueden determinarse mediante la siguiente relación:

$$t_i(\mu s) = 3,3r_i \quad \text{km} \quad (3)$$

donde  $r_i$  es la suma de las distancias del transmisor al reflector multitrayecto y del reflector al receptor, o es la distancia total del transmisor al receptor para  $t_{LOS}$ .



### 2.2.3 Valor eficaz del retardo

La dispersión (valor eficaz (r.m.s.)) del retardo,  $S$ , viene dada por la raíz cuadrada del segundo momento central, esto es:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_e} (\tau - T_D - \tau_a)^2 p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau}} \quad (4a)$$

o, en magnitudes discretas, para una resolución  $\Delta\tau$ , la ecuación (4a) es:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - T_D - \tau_M)^2 p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)}} \quad (4b)$$

### 2.2.4 Ventana de retardo

La ventana de retardo,  $W_q$ , es la longitud de la porción central del perfil del retardo de potencia que contiene un cierto porcentaje,  $q$ , de la potencia total:

$$W_q = (t_2 - t_1) \quad (5)$$

donde los límites  $t_1$  y  $t_2$  están definidos mediante:

$$\int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{q}{100} \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt = \frac{q}{100} p_m \quad (6)$$

y la potencia fuera de la ventana se reparte en dos partes iguales  $\left(\frac{100 - q}{200}\right) p_m$

### 2.2.5 Intervalo de retardo

Se define el intervalo de retardo,  $I_{th}$ , como la diferencia de tiempo entre el instante  $t_4$  en que la amplitud del perfil del retardo de potencia rebasa por primera vez un umbral determinado  $P_{th}$ , y el instante  $t_5$  en el que decae con respecto a ese umbral por última vez:

$$I_{th} = (t_5 - t_4) \quad (7)$$

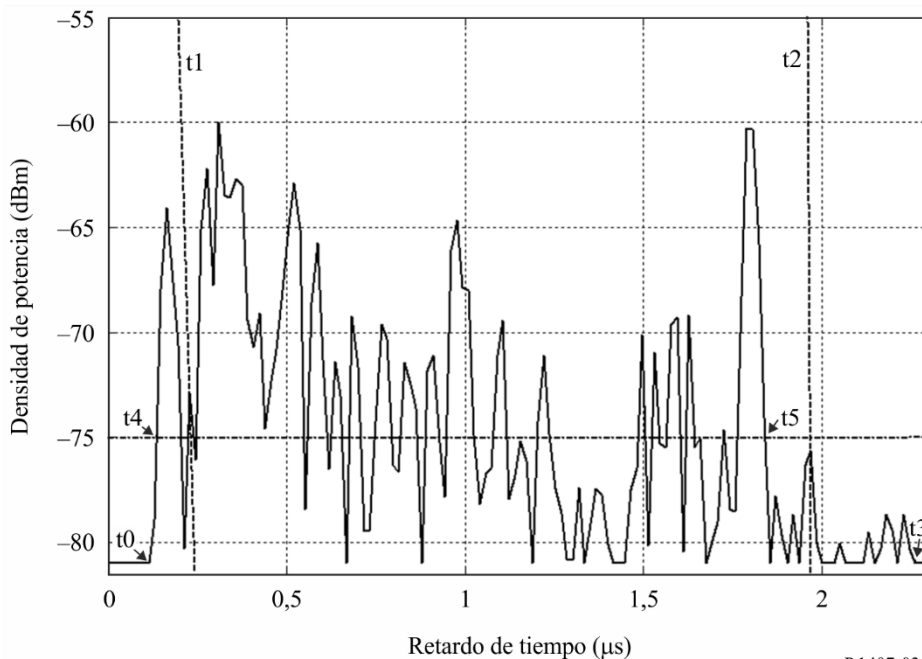
### 2.2.6 Número de componentes multitrayecto

El número de componentes multitrayecto o de componentes de la señal puede representarse a partir del perfil del trayecto como el número de crestas cuyas amplitudes están dentro de  $A$  dB de la cresta más alta y por encima del nivel mínimo de ruido, como muestra la Fig. 3B.

### 2.2.7 Valores recomendados de los parámetros

Para el análisis de los datos se recomienda utilizar ventanas de retardo correspondientes al 50%, 75% y 90% de la potencia, intervalos de retardo para los umbrales de 9 dB, 12 dB y 15 dB por debajo del valor de cresta. Debe subrayarse que pueden ser muy importantes los efectos del ruido y de las señales espurias sobre el sistema (desde la etapa de RF al tratamiento de los datos). Por consiguiente es importante determinar con exactitud el umbral del ruido y/o señales no esenciales en el sistema, para poder establecer un margen de seguridad en la parte superior de ese nivel de corte. Se recomienda el empleo de un margen de seguridad de 3 dB y con el fin de asegurar la integridad de los resultados, se recomienda, asimismo, utilizar como criterio de aceptación una relación mínima de cresta/señal no esencial de, por ejemplo, 15 dB (excluyendo el margen de seguridad de 3 dB) antes de incluir estadísticamente un impulso de respuesta. El umbral utilizado para identificar el número de componentes multitrayecto depende de la gama dinámica del equipo de medición; un valor típico es 20 dB por debajo del nivel de cresta del perfil de retardo.

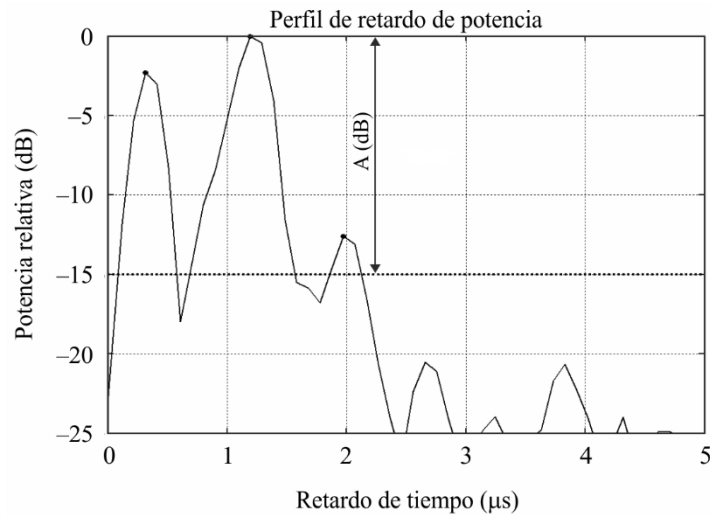
FIGURA 3A



P.1407-03a

Este perfil del retardo de potencia ilustra los siguientes parámetros: la ventana de retardo,  $W_{90}$ , que contiene el 90% de la potencia recibida y está delimitada por las dos líneas discontinuas verticales ( $t_1$  y  $t_2$ ), y el intervalo de retardo,  $I_{15}$ , que contiene la señal superior al nivel de 15 dB por debajo del valor de cresta y se encuentra entre  $t_4$  y  $t_5$ . Los instantes  $t_0$  y  $t_3$  indican el principio y el final del perfil por encima del umbral mínimo de ruido.

FIGURA 3B  
**Perfil del retardo de potencia que indica los componentes multitrayecto por encima del umbral**

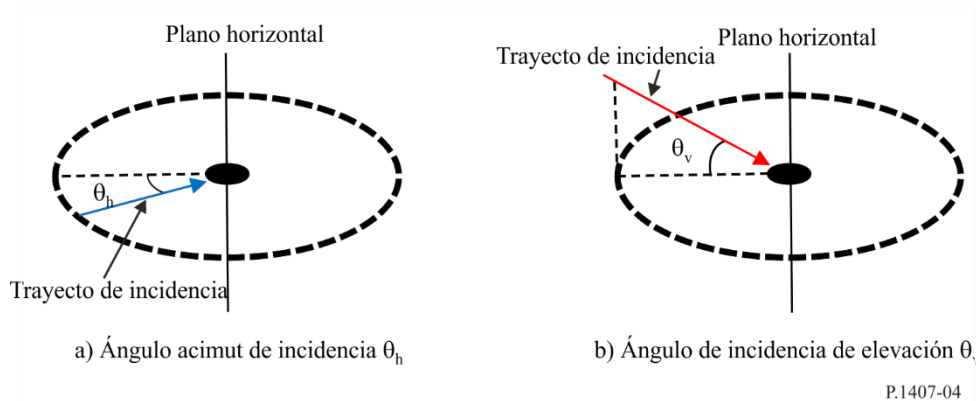


P.1407-03b

### 3 Parámetros de la dirección de incidencia

La Fig. 4 muestra el ángulo acimut de incidencia  $\theta_h$  y el ángulo de incidencia de elevación  $\theta_v$ .

FIGURA 4  
**Ángulo acimut de incidencia  $\theta_h$  y ángulo de incidencia de elevación  $\theta_v$**



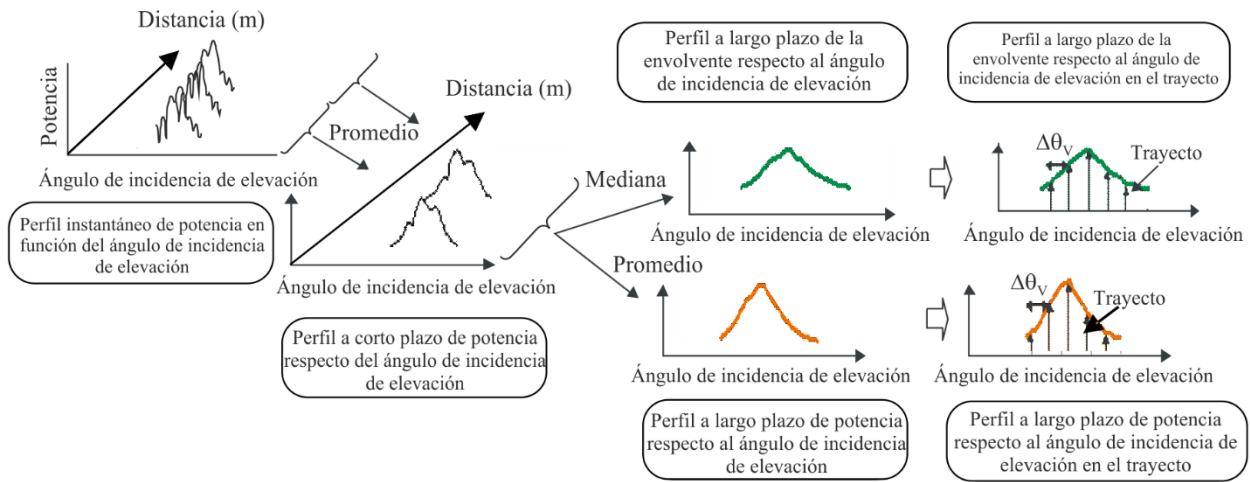
#### 3.1 Definiciones de los perfiles de potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación

Los parámetros adecuados para la descripción estadística del ángulo de incidencia acimut o elevación por trayectos múltiples pueden calcularse a partir de los tres tipos de perfiles de potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación: perfiles instantáneos, perfil a corto plazo o perfil a largo plazo, que representan bien los promedios temporales obtenidos con el receptor en reposo y que corresponden a las variaciones producidas en el entorno, o bien los promedios espaciales obtenidos con el receptor en movimiento.

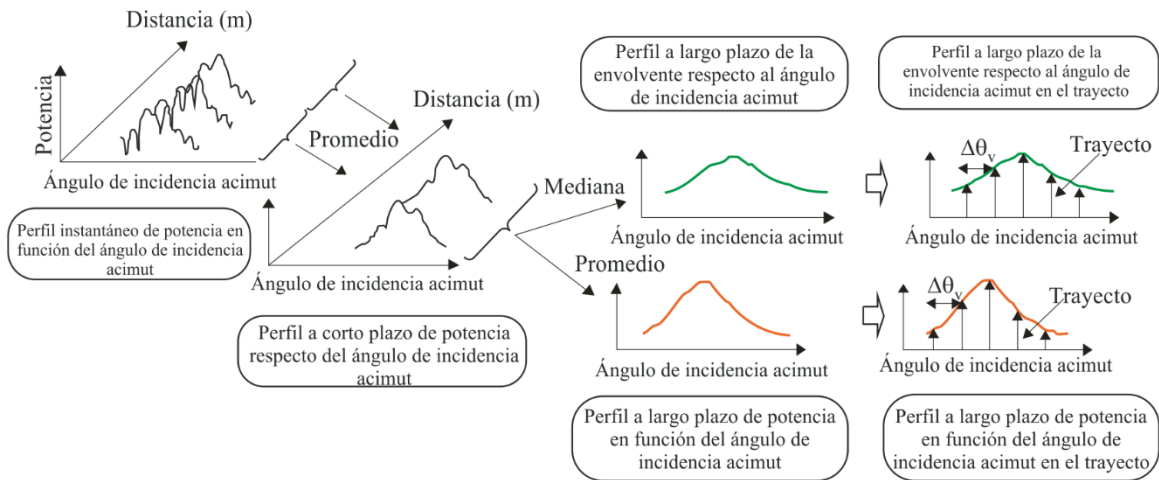
En la Fig. 5 a) se muestran las definiciones de los perfiles de potencia en función del ángulo de incidencia de elevación. Las definiciones de los perfiles de potencia en función del ángulo de incidencia de acimut se muestran en la Fig. 5 b).

FIGURA 5

**Definición de perfiles de potencia respecto al ángulo de incidencia acimut o de elevación**



a) Definición de perfiles de potencia respecto del ángulo de incidencia de elevación



b) Definición de perfiles de potencia respecto del ángulo de incidencia acimut

P.1407-05

El perfil instantáneo de la potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación es la densidad de potencia de la respuesta al impulso en un determinado punto un instante dado.

El perfil a corto plazo de la potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación se obtiene calculando el promedio especial de los perfiles instantáneos de la potencia respecto al ángulo de incidencia acimut o elevación para varias decenas de longitudes de onda de la gama en que se mantienen los mismos componentes de multitrayecto, con el fin de suprimir la variación debida al desvanecimiento rápido.

El perfil a largo plazo de potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación se obtiene realizando el promedio espacial de los perfiles a corto plazo de la potencia respecto al ángulo de incidencia acimut o elevación a aproximadamente la misma distancia de la estación de base (BS) para suprimir las variaciones debidas a las sombras.

Los perfiles a largo plazo de la potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación, con un ángulo acimut o elevación moderado normalizado a la resolución angular de la antena, se definen como perfiles a largo plazo de la potencia respecto al ángulo de incidencia acimut o elevación, en lugar de perfiles continuos de potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación.

Por otra parte, el perfil de la envolvente respecto al ángulo de incidencia acimut o elevación a largo plazo es el valor medio de los perfiles a corto plazo de la potencia en función del ángulo de incidencia acimut o elevación a aproximadamente la misma distancia de la estación de base; este perfil representa la curva del perfil del ángulo de incidencia acimut o elevación en la zona considerada.

### 3.2 Definiciones de los parámetros estadísticos

A continuación figuran las definiciones de los parámetros adecuados para la descripción estadística de los efectos en trayectos múltiples en función del ángulo de incidencia acimut o elevación:

El *ángulo de incidencia acimut o elevación medio* es el promedio ponderado en potencia de las direcciones de incidencia acimut o elevación medidas y está dado por el primer momento del espectro de acimut o elevación de potencia (también puede denominarse perfil angular acimut o elevación de potencia).

El *perfil angular* acimut o elevación de potencia es la potencia angular acimut o elevación característica dentro del plano acimut o de elevación.

La *dispersión r.m.s. angular acimut o elevación* es la desviación típica ponderada de la potencia en la dirección de incidencia acimut o elevación y está dada por el segundo momento del perfil angular acimut o elevación de potencia. Ésta ofrece una medida de la variabilidad del ángulo de incidencia acimut o elevación medio.

La *ventana angular acimut o elevación* es la anchura de la porción media del perfil angular acimut o elevación de potencia que contiene el porcentaje definido de la energía total encontrada en esa medición del perfil angular acimut o elevación de potencia.

El *intervalo de ángulo acimut o elevación* (o *espaciamiento angular acimut o elevación*) se define como la anchura de la respuesta del impulso (o anchura del perfil angular acimut o elevación) entre dos valores de dirección de incidencia. Éste marca el primer ángulo acimut o elevación en el cual la amplitud del perfil angular acimut o elevación excede un umbral determinado, y el último ángulo acimut o elevación en el cual dicha amplitud cae por debajo de ese umbral. El umbral utilizado depende de la gama dinámica del equipo de medición: un valor típico es 20 dB por debajo del nivel de cresta del perfil angular acimut o elevación.

#### 3.2.1 Potencia total

Sea  $p(\theta_h, \theta_v)$  la potencia recibida en la dirección acimut o elevación,  $\theta_h, \theta_v$ .

La *potencia total*  $p_{0h} p_{0v}$ , del perfil angular acimut o elevación se define como la potencia por encima del nivel de umbral  $L_0$  que separa a la señal del ruido, según se indica en la Fig. 6:

La potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut es:

$$p_{0h} = \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h \quad (8a)$$

La potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia de elevación es:

$$p_{0v} = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v \quad (8b)$$

siendo:

- $\theta_h, \theta_v$ : medido respecto de la dirección de la señal principal (suponiendo que ésta sea estacionaria durante la medición) (en radianes)
- $p(\theta_h), p(\theta_v)$ : perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación por encima del nivel de umbral  $L_0$ ; por debajo de  $L_0$ ,  $p(\theta_h), p(\theta_v) = 0$
- $L_0$ : nivel con cierto margen (3 dB recomendado) por encima del umbral mínimo de ruido
- $\theta_{0h}, \theta_{0v}$ : ángulo de incidencia acimut o elevación cuando  $p(\theta_h), p(\theta_v)$  rebasa el nivel de umbral  $L_0$  por primera vez en  $\theta_{\max h}(-\pi, \pi) / \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$
- $\theta_{3h}, \theta_{3v}$ : ángulo de incidencia acimut o elevación cuando  $p(\theta_h), p(\theta_v)$  rebasa el nivel de umbral  $L_0$  por última vez en  $\theta_{\max h}(-\pi, \pi), \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ .

En valores discretos, las ecuaciones (8a) y (8b) se transforman en:

La potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut:

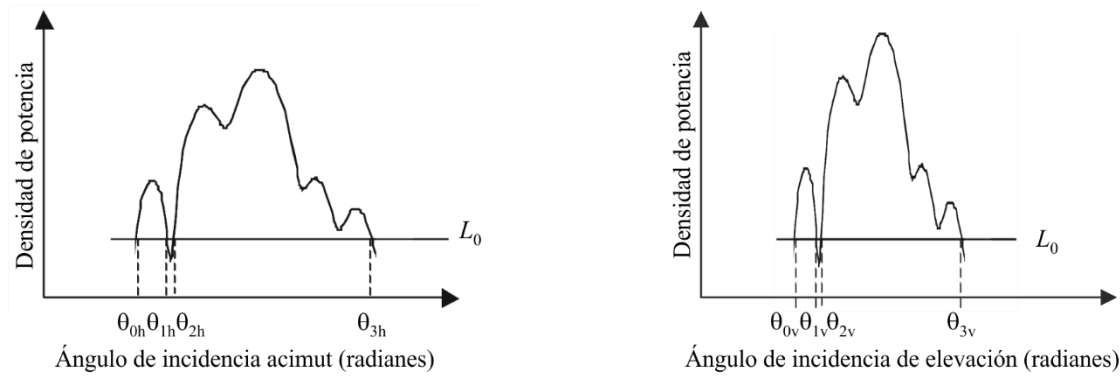
$$p_{0h} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{ih}) \quad (8c)$$

La potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia de elevación:

$$p_{0v} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{iv}) \quad (8d)$$

siendo  $i = 1$  y  $N$  los índices de la primera y la última muestras del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación por encima del nivel de umbral, respectivamente.

FIGURA 6  
Potencia total



a) Potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut

b) Potencia total del perfil de potencia del ángulo de incidencia de elevación

P.1407-06

### 3.2.2 Ángulo medio de incidencia acimut o elevación

El ángulo medio de incidencia acimut o elevación,  $T_{Ah}$ ,  $T_{Av}$ , está dado por el primer momento del perfil angular acimut o elevación de potencia:

El ángulo medio de incidencia acimut es:

$$T_{Ah} = \frac{1}{P_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \theta_h P(\theta_h) d\theta_h \tag{9a}$$

El ángulo medio de incidencia de elevación es:

$$T_{Av} = \frac{1}{P_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \theta_v P(\theta_v) d\theta_v \tag{9b}$$

En valores discretos, con resolución angular acimut o elevación,  $\Delta\theta_h$ ,  $\Delta\theta_v$ , las ecuaciones (9a) y (9b) pasan a ser:

El ángulo medio de incidencia acimut es:

$$T_{Ah} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{ih} P(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N P(\theta_{ih})} \tag{9c}$$

$$\theta_{ih} = (i - 1) \Delta(\theta) \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

El ángulo medio de incidencia de elevación es:

$$T_{Av} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{iv} p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})} \quad (9d)$$

$$\theta_{iv} = (i - 1) \Delta\theta_v \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

siendo  $i = 1$  y  $N$  los índices de la primera y la última muestras del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación por encima del nivel de umbral, respectivamente.

### 3.2.3 Dispersión angular acimut o elevación expresada en r.m.s.

La dispersión angular acimut o elevación en valor eficaz,  $S_{Ah}$ ,  $S_{Av}$ , de la dirección de incidencia se define como sigue:

La dispersión angular acimut en valor eficaz es:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{1}{p_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} (\theta_h - T_{Ah})^2 p(\theta_h) d\theta_h} \quad (10a)$$

La dispersión angular de elevación en valor eficaz es:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{1}{p_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} (\theta_v - T_{Av})^2 p(\theta_v) d\theta_v} \quad (10b)$$

En valores discretos, con resolución angular acimut o elevación,  $\Delta\theta_h$ ,  $\Delta\theta_v$ , las ecuaciones (10a) y (10b) se transforman en:

La dispersión angular acimut en valor eficaz es:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{ih} - T_{Ah})^2 p(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{ih})}} \quad (10c)$$

La dispersión angular de elevación en valor eficaz es:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{iv} - T_{Av})^2 p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})}} \quad (10d)$$



siendo  $i = 1$  y  $N$  los índices de la primera y la última muestras del perfil angular de potencia por encima del nivel de umbral, respectivamente.

### 3.2.4 Ventana angular acimut o de elevación

La ventana angular acimut o de elevación,  $\theta_{wh}$ ,  $\theta_{wv}$ , es la anchura de la porción media del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación que contiene un porcentaje,  $q$ , de la potencia total, según se indica en la Fig. 7:

La ventana angular acimut es:

$$\theta_{wh} = \theta_{w2h} - \theta_{w1h} \tag{11a}$$

La ventana angular de elevación es:

$$\theta_{wv} = \theta_{w2v} - \theta_{w1v} \tag{11b}$$

en la cual las fronteras  $\theta_{w1h}$ ,  $\theta_{w1v}$  y  $\theta_{w2h}$ ,  $\theta_{w2v}$  se definen del modo siguiente:

$\theta_{w1h}$  y  $\theta_{w2h}$  son:

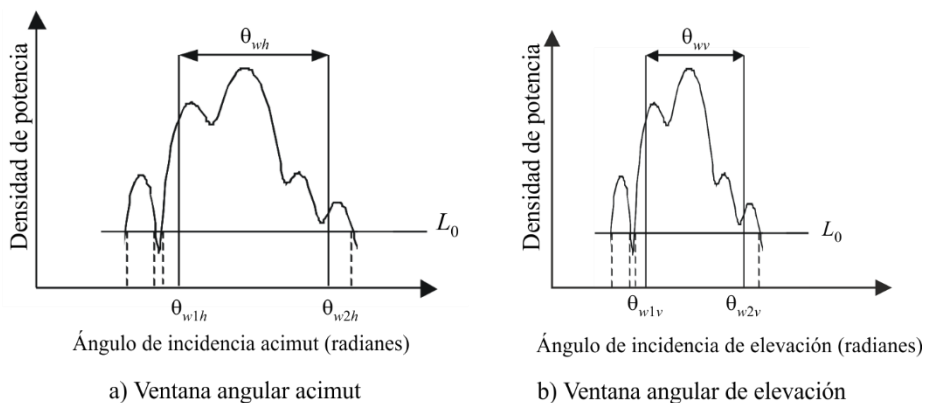
$$\int_{\theta_{w1h}}^{\theta_{w2h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} p_{0h} \tag{12a}$$

$\theta_{w1v}$  y  $\theta_{w2v}$  son:

$$\int_{\theta_{w1v}}^{\theta_{w2v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} p_{0v} \tag{12b}$$

y la energía fuera de la ventana se divide en dos partes iguales  $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0h}$ ,  $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0v}$ .

FIGURA 7  
Ventana angular acimut o elevación



### 3.2.5 Intervalo angular acimut o elevación (separación angular acimut o elevación)

El intervalo angular acimut o elevación,  $A_{thh}$ ,  $A_{thv}$ , se define como la diferencia angular acimut o elevación entre el ángulo,  $\theta_{4h}$ ,  $\theta_{4v}$  cuando la amplitud del perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación rebasa por primera vez el umbral,  $L_{th}$ , y el ángulo acimut o elevación,  $\theta_{5h}$ ,  $\theta_{5v}$  cuando cae por debajo del umbral por última vez, como se muestra en la Fig. 8.

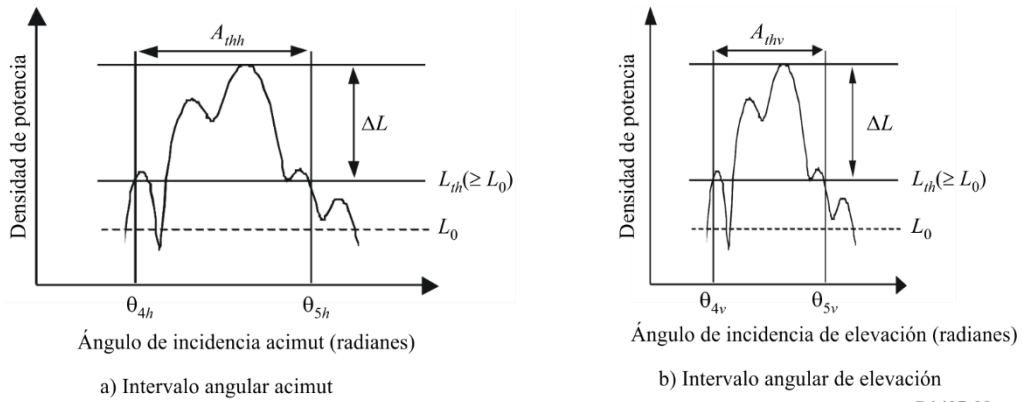
El intervalo angular acimut es:

$$A_{thh} = \theta_{5h} - \theta_{4h} \quad (13a)$$

El intervalo angular de elevación es:

$$A_{thv} = \theta_{5v} - \theta_{4v} \quad (13b)$$

FIGURA 8  
Intervalo angular acimut o elevación



### 3.2.6 Distancia de correlación espacial

En particular para los canales de múltiple salida y múltiple entrada (MIMO), el coeficiente de la correlación espacial para diferentes espaciamentos  $d$  se obtiene a partir de la variante angular acimut o elevación de la función de transferencia compleja del perfil angular acimut o elevación de potencia. El coeficiente de correlación espacial del ángulo acimut o elevación,  $R_h(d)$ ,  $R_v(d)$ , se define como sigue:

El coeficiente de correlación espacial del ángulo acimut es:

$$R_h(d) = \frac{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) \exp(-j2\pi d \sin\theta_h / \lambda) d\theta_h}{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h} \quad (14a)$$

El coeficiente de correlación espacial del ángulo de elevación:

$$R_v(d) = \frac{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) \exp(-j2\pi d \sin\theta_v / \lambda) d\theta_v}{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v} \quad (14b)$$

siendo:

$d$ : distancia para diferentes espaciamentos

$\lambda$ : longitud de onda.

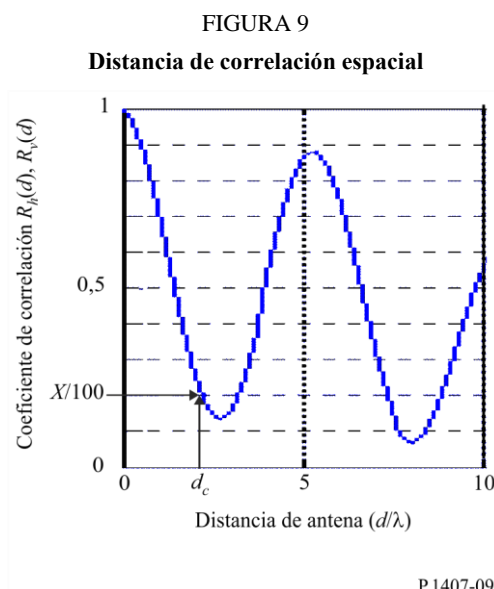
Según se indica en la Fig. 9, la distancia de correlación espacial  $d_c$  se define como la primera distancia de corte en la cual  $|R_h(d)|$ ,  $|R_v(d)|$  es igual a  $x\%$  de  $|R_h(d=0)|$ ,  $|R_v(d=0)|$ .

La distancia de correlación espacial del ángulo acimut es:

$$|R_h(d_c)| / |R_h(0)| = x / 100 \quad (15a)$$

La distancia de correlación espacial del ángulo de elevación:

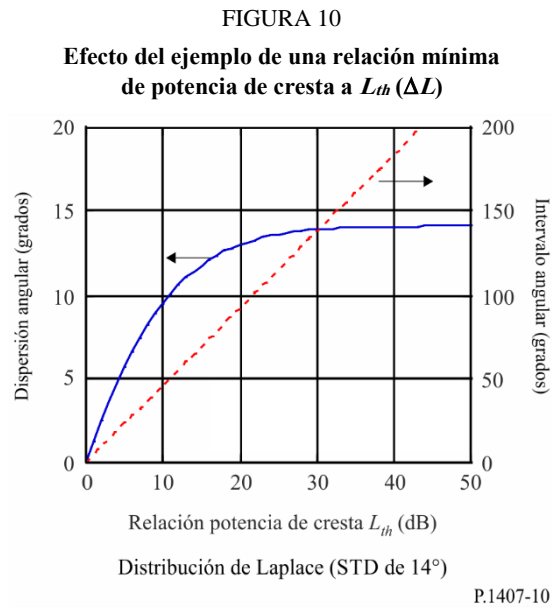
$$|R_v(d_c)| / |R_v(0)| = x / 100 \quad (15b)$$



### 3.2.7 Parámetros recomendados

Para poder efectuar un análisis detallado de los datos se recomienda utilizar unas ventanas angulares acimut o elevación correspondientes al 50%, 75% y 90% de la potencia, intervalos angulares acimut o elevación para umbrales de 9, 12 y 15 dB por debajo del nivel de cresta, y unas distancias de correlación para 50% y 90% de correlación. Además, cabe señalar que los efectos del ruido y las señales parásitas del sistema (desde la etapa de RF hasta el procesamiento de datos) pueden ser muy apreciables. Por lo tanto, es importante determinar con precisión el umbral de ruido y/o de señales parásitas de los sistemas y ofrecer además un margen de seguridad. Se recomienda un margen de seguridad de 3 dB y, con miras a garantizar la integridad de los resultados, se recomienda utilizar una relación mínima de cresta/señal parásita de, por ejemplo, 15 dB (con exclusión del margen de seguridad de 3 dB) como un criterio de aceptación que limita los perfiles angulares acimut o elevación

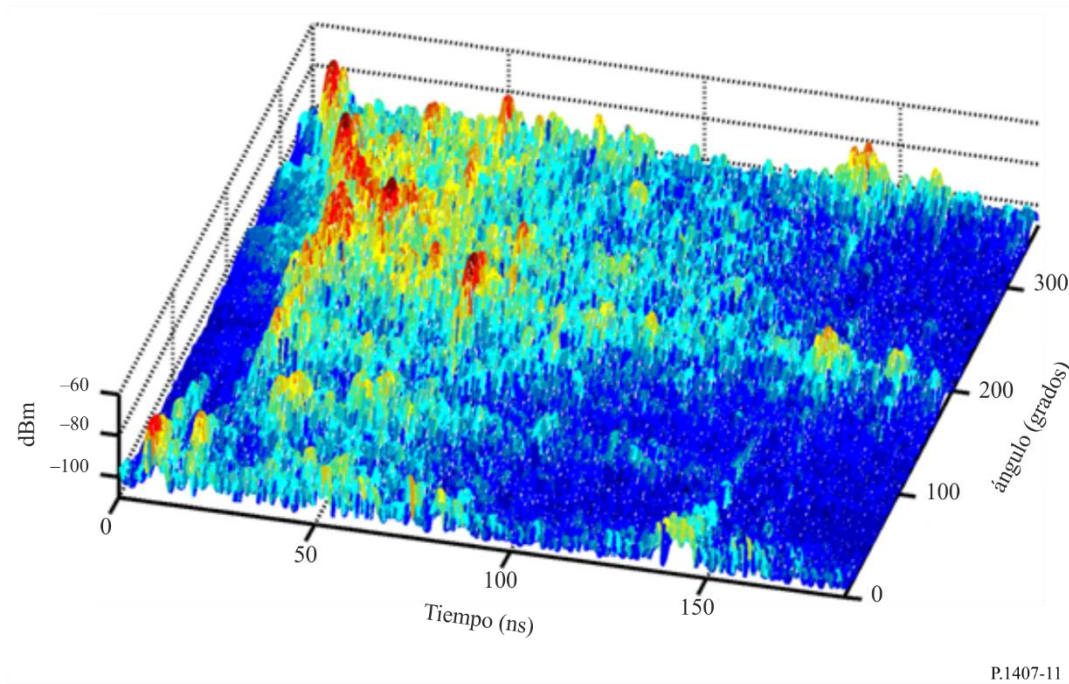
incluidos en las estadísticas. En la Fig. 10 se muestra un ejemplo del efecto que tiene la fijación de la magnitud de una relación mínima de cresta a  $L_{th}$  ( $\Delta L$ ). En esta Figura se supone que el perfil de potencia del ángulo de incidencia acimut o elevación es una distribución de Laplace (doble distribución exponencial) con una dispersión angular acimut o elevación de 14 grados; la dispersión y el intervalo angulares acimut o elevación se calculan como funciones de la relación de potencia de cresta a  $L_{th}$ . En esta Figura se muestra que esos parámetros registran cambios considerables aun para valores básicamente idénticos. Por lo tanto, en la evaluación estadística se debe especificar el valor utilizado como  $\Delta L$ .



#### 4 Parámetros del perfil de retardo de potencia direccional

El perfil del retardo angular de potencia se obtiene a partir de las mediciones direccionales dada la potencia recibida en función del ángulo de incidencia en función del retardo, como se ilustra en la Fig. 11.

FIGURA 11  
Perfiles del retardo de potencia direccional



El perfil del retardo de potencia omnidireccional en función del retardo puede obtenerse sumando los perfiles de retardo de potencia de todos los ángulos. La *potencia total omnidireccional* viene dada en la ecuación (16) que sintetiza todas las mediciones direccionales:

$$p_m = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \int_{t_0}^{t_3} p(t, \theta_h, \theta_v) dt d\theta_h d\theta_v - G_A \quad (16)$$

siendo:

$p(t)$  : densidad de potencia de la respuesta al impulso en unidades lineales de potencia, obtenida con antenas omnidireccionales

$p(t, \theta_h, \theta_v)$  : densidad de potencia de la respuesta al impulso en unidades lineales de potencia

$t$  : retardo respecto al tiempo de referencia

$t_0$  : instante cuando  $p(t)$  o  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral por primera vez

$t_3$  : instante cuando  $p(t)$  o  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral por última vez

$\theta_{0h}$  : ángulo acimut cuando  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral para el primer ángulo

$\theta_{3h}$  : ángulo acimut cuando  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral para el último ángulo

$\theta_{0v}$  : ángulo de elevación cuando  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral para el primer ángulo

$\theta_{3v}$  : ángulo de elevación cuando  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  rebasa el nivel umbral para el último ángulo

$G_A$  : ganancia de la antena debida a los pasos angulares incrementales por debajo de la apertura del haz de 3 dB que resulta en un solapamiento del han de la antena, dando lugar a un incremento de la potencia recibida en  $G_A$

Para cada ángulo de incidencia se pueden calcular los parámetros de retardo en los §§ 2.2.2 a 2.2.6.

## 5 Parámetros de las variaciones de la señal recibida

### 5.1 Definición de las variaciones de la señal recibida en función del tiempo y de la frecuencia

Las variaciones de la señal recibida en tiempo y frecuencia pueden medirse mediante un barrido periódico a lo largo de la banda de frecuencia de interés durante un breve intervalo de tiempo o a partir de la transformada de Fourier de las respuestas al impulso a corto plazo. La respuesta en frecuencia variable en el tiempo a pequeña escala resultante  $H(f,t)$ , ilustrada en la Fig. 12, puede emplearse para generar la función de covarianza del canal  $R_H(f, f', t, t')$  como en la ecuación (17) donde  $E$  es el valor esperado:

$$R_H(f, f'; t, t') = E\{H(f, t)H^*(f', t')\} \quad (17)$$

Bajo la hipótesis de una dispersión realmente estacionaria sin correlación (WSSUS), la función de covarianza en la ecuación (17) se convierte en una función de la diferencia en frecuencia,  $\Delta f$ , y diferencia en tiempo,  $\Delta t$ ,  $R_H(\Delta f, \Delta t)$ .

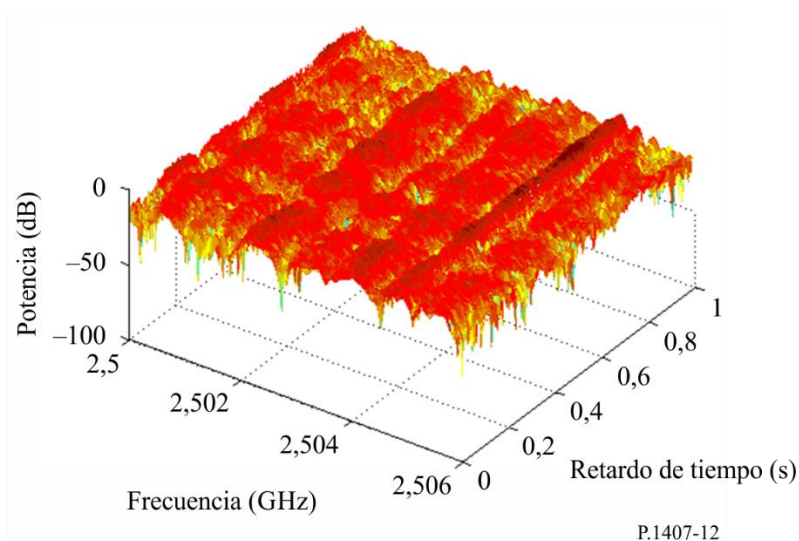
El grado de correlación se expresa mediante la función normalizada separada en frecuencia y separada en el tiempo indicada en la ecuación (18).

$$\rho(\Delta f, \Delta t) = \frac{R_H(\Delta f, \Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2]E[|H(f+\Delta f, t+\Delta t)|^2]}} \quad (18)$$

Los parámetros relativos a la función de covarianza en la ecuación (17) y  $H(f,t)$  se definen en el § 5.2.

FIGURA 12

Función de respuesta en frecuencia variable en el tiempo a pequeña escala



## 5.2 Definiciones de parámetros estadísticos

### 5.2.1 Anchura de banda coherente o correlación de frecuencias

Para los canales WSSUS que tienen una componente multitrayecto dominante, la anchura de banda coherente (de correlación) se obtiene a partir de la ecuación (19a). Para perfiles de retardo de potencia que presentan una estructura de multitrayecto significativa, la anchura de banda coherente puede determinarse a partir de la transformada de Fourier  $C(f)$  de la densidad de potencia de la respuesta al impulso  $p(\tau)$ , como indica la ecuación (19b):

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t) \Big|_{\Delta t=0} \quad (19a)$$

$$C(f) = \int_0^{\tau_g} p(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (19b)$$

La anchura de banda de correlación,  $B_x$ , se define como la frecuencia a la cual  $|R_H(\Delta f)|$  o  $|C(f)|$  es igual al x% de  $R_H(\Delta f = 0)$  o  $C(f = 0)$ .

### 5.2.2 Tiempo coherente o correlación coherente

Para WSSUS, el tiempo coherente se determina a partir de la correlación de tiempo del canal, como indica la ecuación (20).

$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta \omega, \Delta t) \Big|_{\Delta \omega=0} \quad (20)$$

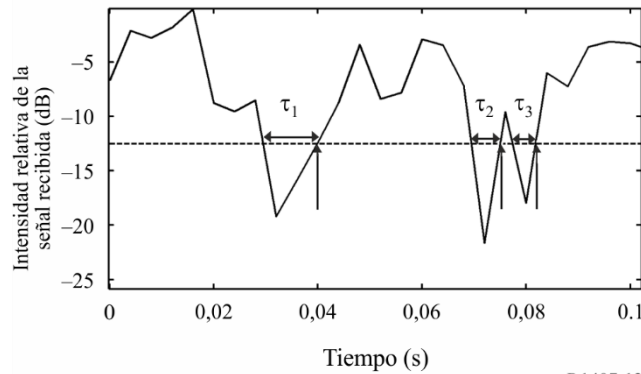
El tiempo coherente,  $T_x$ , se define como el intervalo de tiempo en el cual  $|R_H(\Delta t)|$  es igual al x% de  $|R_H(\Delta t = 0)|$ .

### 5.2.3 Velocidad de cruce de niveles y duración media del desvanecimiento

La velocidad de cruce de nivel (LCR) y la duración media del desvanecimiento (AFD) se obtienen a partir de las variaciones de intensidad de la señal recibida a una sola frecuencia en función del tiempo y la distancia o a partir de la amplitud de la función de frecuencia variable en el tiempo a una sola frecuencia medida en función del tiempo o la distancia. Para un intervalo de tiempo determinado, la LCR es el número de veces que la señal recibida cruza un determinado nivel, mientras que la AFD es el intervalo de tiempo que permanece por debajo del nivel especificado. Por ejemplo, para un nivel de -12,5 dB, la Fig. 13 ilustra la LCR y la AFD, indicando las flechas dobles el tiempo en que la señal permanece por debajo del nivel y las flechas verticales los instantes en los que se cruza el nivel especificado en dirección ascendente positiva.

FIGURA 13

## Intensidad de la señal recibida en función del tiempo



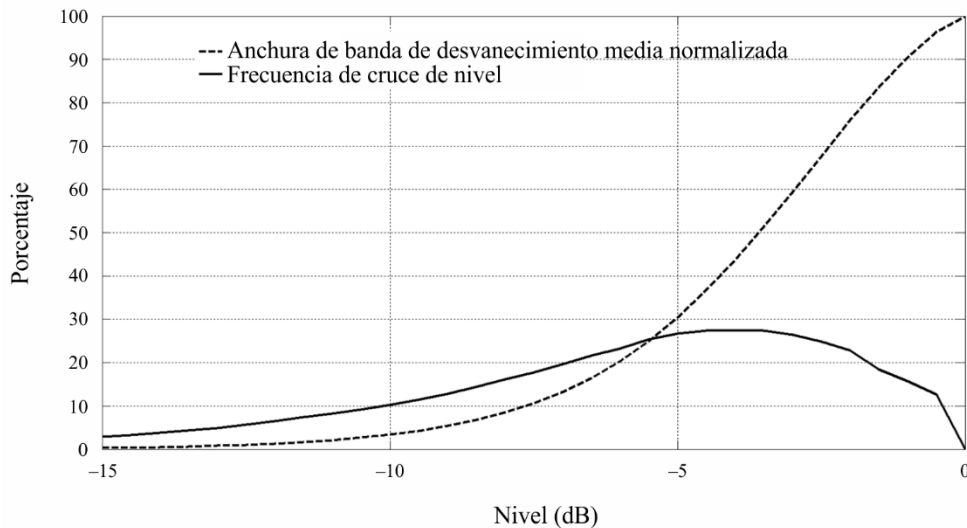
P.1407-13

### 5.2.4 Frecuencia de cruce de niveles y anchura de banda de desvanecimiento media

La frecuencia de cruce de nivel (LCF) y la anchura de banda de desvanecimiento media (AFBW) se obtienen a partir de las variaciones de intensidad de la señal recibida en función de la frecuencia o a partir de la amplitud de la función de frecuencia variable en el tiempo en un solo instante de tiempo, como en la Fig. 13 en la que el eje de tiempos se ha sustituido por el eje de frecuencias, Para una anchura de banda determinada, la LCF es el número de veces que una señal recibida cruza un nivel particular y la AFBW es la gama de frecuencias media que cae por debajo del nivel umbral especificado. La Fig. 14 ilustra los dos parámetros calculados para unos niveles umbral comprendidos entre  $-15$  dB y  $0$  dB.

FIGURA 14

## Anchura de banda de desvanecimiento media normalizada y frecuencia de cruce de nivel



P.1407-14

### 5.2.5 Parámetros recomendados

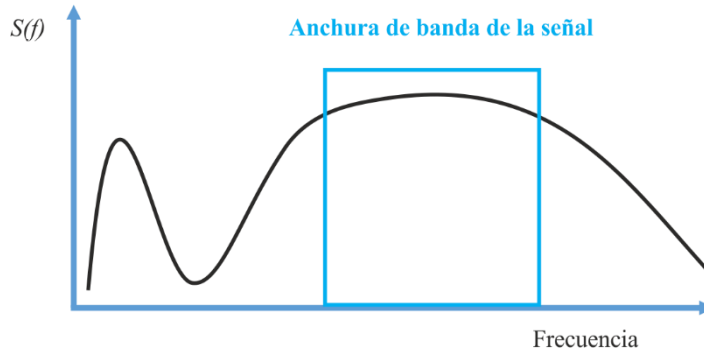
La *anchura de banda de correlación* se define como la banda de frecuencias en la cual la función de autocorrelación de la función de transferencia se encuentra por encima de un umbral determinado; normalmente los valores umbral son 0,5 y 0,9. La LCR se determina generalmente a partir del número de cruces de nivel por segundo y la LCF es el número de cruces de nivel por MHz.



## 6 Caso específico de la modelización de banda estrecha

En ciertos casos específicos en que la anchura de banda de la señal es inferior a la anchura de banda de coherencia del canal, el proceso de modelización podría simplificarse en forma de desvanecimiento plano, como se ilustra en la Fig. 15, en que todas las frecuencias dentro del ancho de banda de la señal se verán afectadas de manera similar.

FIGURA 15  
Principio de banda estrecha



P.1407-15

A diferencia del canal de banda ancha, en que la señal recibida  $y(t)$  puede expresarse en la ecuación (21):

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \gamma_n(t) s(t - \tau_n(t)) \exp(-i2\pi f_{d,n}(t)) \quad (21)$$

donde:

- $s(t)$ : señal transmitida
- $N$ : número de componentes multitrayecto
- $\gamma_n(t)$ : amplitud del n-ésimo componente multitrayecto
- $\tau_n(t)$ : retardo
- $f_{d,n}(t)$ : desplazamiento Doppler.

En el caso del supuesto de banda estrecha, la ecuación (21) puede simplificarse del siguiente modo:

$$y(t) = s(t) \sum_{n=1}^N \gamma_n(t) \exp(-j2\pi f_{d,n} t) \quad (22)$$

$$y(t) = s(t) a(t) \quad (23)$$

donde  $a(t)$  es una serie temporal que modela la atenuación de la señal que puede modelarse mediante un proceso estocástico definido por dos componentes: un modelo estadístico y un modelo del espectro.

En el caso de las aplicaciones terrenales, se pueden utilizar las funciones de densidad de probabilidad de la distribución de Rayleigh o Rice que figuran en la Recomendación UIT-R P.1057 junto con el espectro Doppler de Jake determinado por:

$$\left\{ \begin{array}{l} S(f) = \frac{K}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} \text{ para } |f| < f_m \\ S(f) = 0 \text{ si no} \end{array} \right. \quad (24)$$

donde la máxima frecuencia Doppler  $f_m = v_m \times f / c$  y  $K$  es un parámetro de normalización que garantiza que el filtrado no altere la potencia del proceso,  $v_m$  es la velocidad del receptor,  $f$  es la frecuencia portadora y  $c$  es la velocidad de la luz.

Para la transmisión Tierra-espacio, la distribución de atenuación y el modelo del espectro se indican en la Recomendación UIT-R P.681.

## 7 Prueba para la distancia estacionaria

La distancia estacionaria es la distancia a la que el canal puede considerarse estacionario en sentido Amplio. Para determinar la distancia estacionaria, aplique la prueba de funcionamiento a las respuestas de impulso consecutivas dividiendo el conjunto de datos en grupos iguales de  $N_i$  que contengan el mismo número de respuestas de impulso, obtenidas en distancias espaciales que sean inferiores a  $c \times \Delta t$ , donde  $\Delta t$  es la resolución de retardo de tiempo del perfil de retardo de potencia (PDP) y  $c$  es la velocidad de la luz. Los PDP se utilizan después para calcular el valor cuadrático medio (rms) de la dispersión del retardo. Se estima el rms de la dispersión del retardo mediano y se designa cada valor rms con un signo + o - si cae por encima o por debajo del valor mediano, respectivamente, (se eliminan los números iguales al valor mediano) Los signos + o - consecutivos se cuentan como una simple ejecución positiva  $N_+$  o negativa  $N_-$ . El número total de ejecuciones  $N_{runs}$ , es la suma del número de ejecuciones positivas y negativas:

$$N_{runs} = N_+ + N_-$$

$N_{runs}$  de una secuencia de +++-----+++ es igual a tres con dos ejecuciones positivas  $N_+$  y una ejecución negativa  $N_-$ .

Ulteriormente, se ingresa en el Cuadro 1  $n = N_i/2$  para identificar el número bajo y alto aceptable de ejecuciones para niveles de confianza altos y bajos,  $c_{low}$  y  $c_{high}$ , respectivamente. Compruebe si el número de ejecuciones calculadas  $N_{runs}$  se sale de estos límites, como se indica en la ecuación (25).

$$\text{compruebe si } [c_{low} \leq N_{runs} \leq c_{high} | N_i] \quad (25)$$

Para niveles de confianza de 0,05 y 0,95, compruebe si

$$c_{0,05} \leq N_{runs} \leq c_{0,95} \quad (26)$$

Si  $N_{runs}$  sale fuera de estos límites, promedie un número diferente de respuestas de impulso hasta que la prueba de ejecución dé la distancia estacionaria, que es la distancia recorrida durante  $N_i$  respuestas de impulso.

CUADRO 1

<b>N</b>	<b>0,99</b>	<b>0,975</b>	<b>0,95</b>	<b>0,05</b>	<b>0,025</b>	<b>0,01</b>
5	2	2	3	8	9	9
6	2	3	3	10	10	11
7	3	3	4	11	12	12
8	4	4	5	12	13	13
9	4	5	6	13	14	15
10	5	6	6	15	15	16
11	6	7	7	16	16	17
12	7	7	8	17	18	18
13	7	8	9	18	19	20
14	8	9	10	19	20	21
15	9	10	11	20	21	22
16	10	11	11	22	22	23
18	11	12	13	24	25	26
20	13	14	15	26	27	28
25	17	18	19	32	33	34
30	21	22	24	37	39	40
35	25	27	28	43	44	46
40	30	31	33	48	50	51
45	34	36	37	54	55	57
50	38	40	42	59	61	63
55	43	45	46	65	66	68
60	47	49	51	70	72	74
65	52	54	56	75	77	79
70	56	58	60	81	83	85
75	61	63	65	86	88	90
80	65	68	70	91	93	96
85	70	72	74	97	99	101
90	74	77	79	102	104	107
95	79	82	84	107	109	112
100	84	86	88	113	115	117

## Anexo 2

### 1 Introducción

En este Anexo se ilustran algunos resultados del cálculo de los coeficientes de correlación a partir de un perfil angular de potencia y el efecto que tienen esos coeficientes de correlación en la capacidad de MIMO.

### 2 Cálculo de los coeficientes de correlación espacial

Se ha utilizado la definición contenida en la ecuación (14) del Anexo 1 para calcular la correlación espacial. En este Anexo se expone brevemente un resultado y se ilustra cómo se ve afectada la correlación por el espaciamiento de la antena.

En la Fig. 16 se muestra una función Laplaciana truncada ideal aplicada al espectro potencia-acimut (PAS, *power-azimuth spectrum*), como por ejemplo:

$$PAS_L(\varphi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_{L,k}}{\sigma_{L,k} \sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\varphi - \varphi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}}\right] \left\{ \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} - \Delta\varphi_k)] - \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} + \Delta\varphi_k)] \right\} \quad (27)$$

donde:

$\varepsilon(\varphi)$ : función escalón

$N_c$ : número de conglomerados

$\varphi_{0,k}$ : ángulo medio de incidencia del k-ésimo conglomerado

$\sigma_{L,k}$ : dispersión angular.

El PAS se define a lo largo de  $[\varphi_0 - \Delta\varphi, \varphi_0 + \Delta\varphi]$ . Se supone que la condición de normalización de potencia es:

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{L,k} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\varphi_k}{\sigma_{L,k}}\right) \right] = 1 \quad (28)$$

Entonces el coeficiente de correlación de la envolvente está dado por:

$$\rho_e(D) = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (29)$$

siendo:

$$D = 2\pi d/\lambda$$

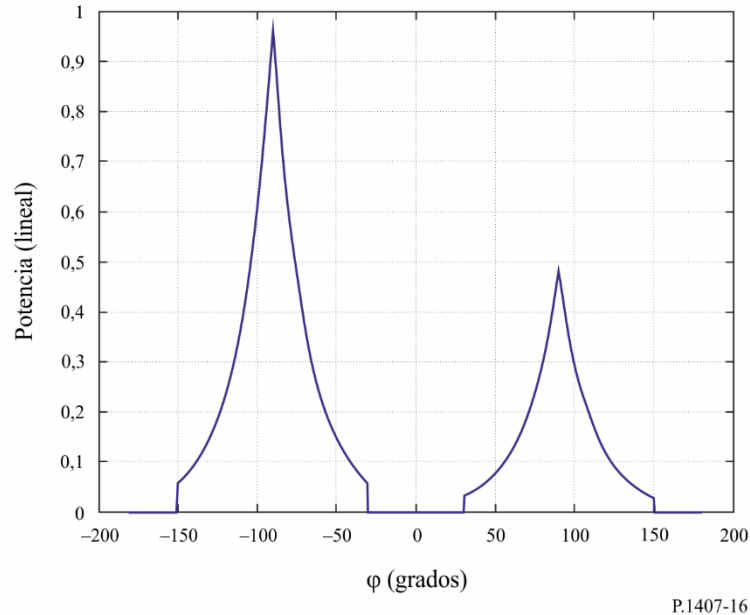
$D$ : espaciamiento de antena

$\lambda$ : longitud de onda,

y las funciones de correlación cruzada  $R_{XX}(D)$  y  $R_{XY}(D)$  las definidas en la anterior ecuación (15).

FIGURA 16

**Función Laplaciana truncada ideal aplicada al espectro potencia-acimut (PAS)**



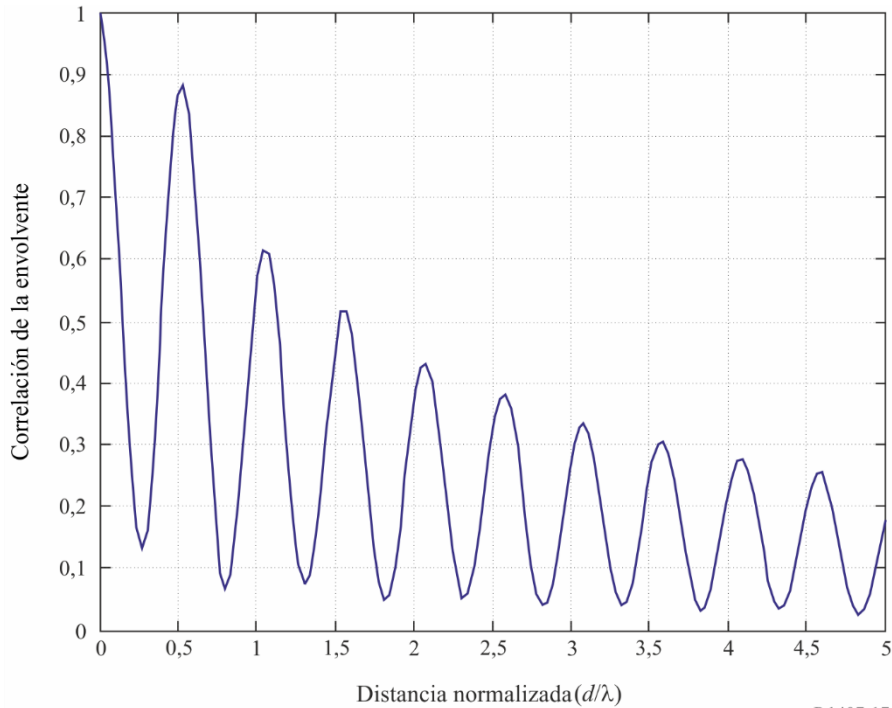
P.1407-16

PAS Laplaciano normalizado para un caso de dos conglomerados  $AS = 30^\circ$ ,  $\varphi_0 \in [-90^\circ, +90^\circ]$ . Por otro lado, el conglomerado de  $+90^\circ$  tiene la mitad de potencia que el caso de  $-90^\circ$ .

En la Fig. 17 se ilustra la correlación espacial resultante.

FIGURA 17

**Correlación espacial resultante**



P.1407-17

Coefficiente de correlación de la envolvente frente a la distancia normalizada ( $= d/\lambda$ ) para el caso de dos conglomerados ilustrados en la Fig. 16.

### 3 Efecto de los coeficientes de correlación en la capacidad MIMO

En el caso de los canales de desvanecimiento de Rayleigh, la capacidad MIMO ergódica sin conocimiento de canal en el transmisor es:

$$C = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} R_R^{1/2} H_w R_T H_w^H (R_R^{1/2})^H \right) = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} H_w R_T H_w^H R_R^H \right) \quad (30)$$

siendo:

- $n_R$ : número de antenas del receptor
- $n_T$ : número de antenas del transmisor
- $p$ : potencia media recibida por antena
- $\sigma^2$ : potencia de ruido en cada antena de recepción
- $I_{n_R}$ : matriz identidad  $n_R \times n_R$

$(\cdot)^H$  y  $\det(\cdot)$ : respectivamente, operador Hermitiano y operación determinante

$H_w$ : matriz cuyos elementos son variables independientes aleatorias Gaussianas complejas distribuidas idénticamente cuya media es cero y su varianza la unidad

$(\cdot)^{1/2}$ : raíz cuadrada Hermitiana de una matriz.

Las matrices  $R_R$  y  $R_T$  determinan las correlaciones espaciales entre los receptores y los transmisores, respectivamente, la matriz de canal  $H$  está definida por  $H = R_R^{1/2} H_w R_T^{1/2}$ ,  $R_R^{1/2}$  y  $R_T^{1/2}$  son matrices Hermitianas definidas positivas y, por último, se supone que están normalizadas de modo que  $[R_R]_{j,j} = 1$  para  $j = 1, K, n_R$  y  $[R_T]_{i,i}$  para  $i = 1, K, n_T$ .

Suponiendo que  $R_R$  y  $R_T$  tienen el rango más amplio y que  $n_R = n_T = n$ , entonces a un nivel elevado de relación señal/ruido se puede aproximar la capacidad de la siguiente manera:

$$C \approx \log_2 \det \left( \frac{P}{n_T \sigma^2} H_w H_w^H \right) + \log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T) \quad (31)$$

Si se indican los valores propios de  $R_R$  con  $\lambda_i$ ,  $i = 1, K, n$ , entonces  $\sum_{i=1}^n \lambda_i = n$ . A partir de la desigualdad entre la media geométrica y la media aritmética:

$$\prod_{i=1}^n \lambda_i \leq 1 \quad (32)$$

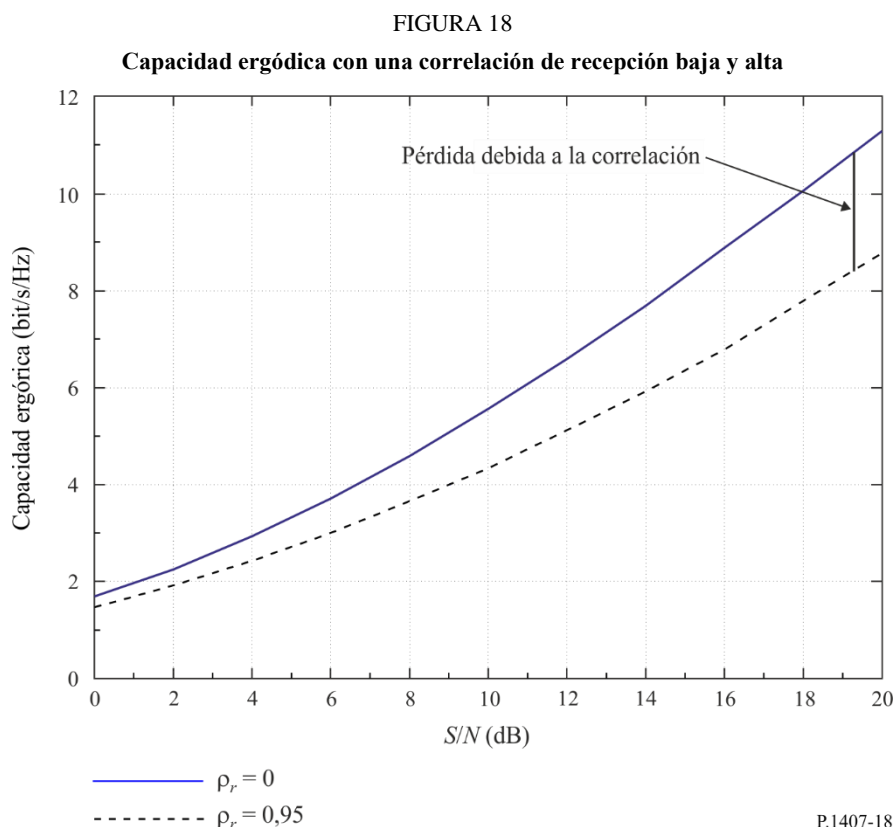
puesto que  $\det(R_R) = \prod_{i=1}^n \lambda_i$ , se desprende que  $\log_2 \det(R_R) \leq 0$  y es cero únicamente si todos los

valores propios de  $R_R$  son iguales, es decir,  $R_R = I_n$ . Así pues, la correlación determina la capacidad MIMO y la pérdida de capacidad ergódica a niveles elevados de relación  $S/N$  queda determinada por  $(\log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T))$  bit/s/Hz.

En la Fig. 18 se ilustra el efecto de las correlaciones espaciales en la capacidad ergódica de un canal MIMO con  $n_R = n_T = 2$ . En la Figura, se supone que  $R_T = I_2$ . La matriz de correlación del receptor se elige de conformidad con:

$$R_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R^* & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

donde  $\rho_R$  indica la correlación espacial entre las antenas receptoras.



## Anexo 3

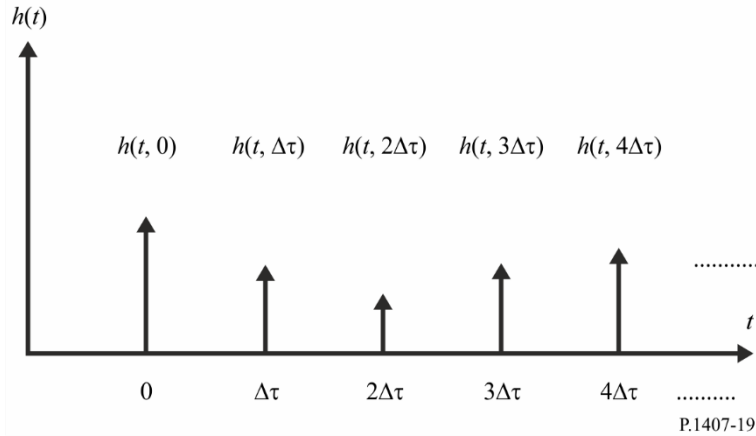
### 1 Introducción

La resolución de los componentes multitrayecto en los datos medidos depende de la anchura de banda de la forma de onda utilizada en las mediciones. Los componentes multitrayecto sin resolver dan lugar a variaciones de la señal en el tiempo o el espacio debido al movimiento de transmisor o el receptor o a cambios en el entorno, como se ilustra en la Fig. 1. Estas variaciones pueden modelarse mediante las funciones de densidad de probabilidad tales como las de Rayleigh y Rice, como señala la Recomendación UIT-R P.1057.

### 2 Generación del canal de banda ancha

La respuesta al impulso variable en el tiempo puede utilizarse para modelar el canal como una línea de retardo con derivaciones, Fig. 19, donde cada derivación está retardada un intervalo  $\Delta\tau$  que corresponde a la resolución de retardo de tiempo del multitrayecto y un coeficiente de derivación que representa las variaciones en el tiempo del grupo sin resolver de componentes multitrayecto en ese intervalo de retardo de tiempo.

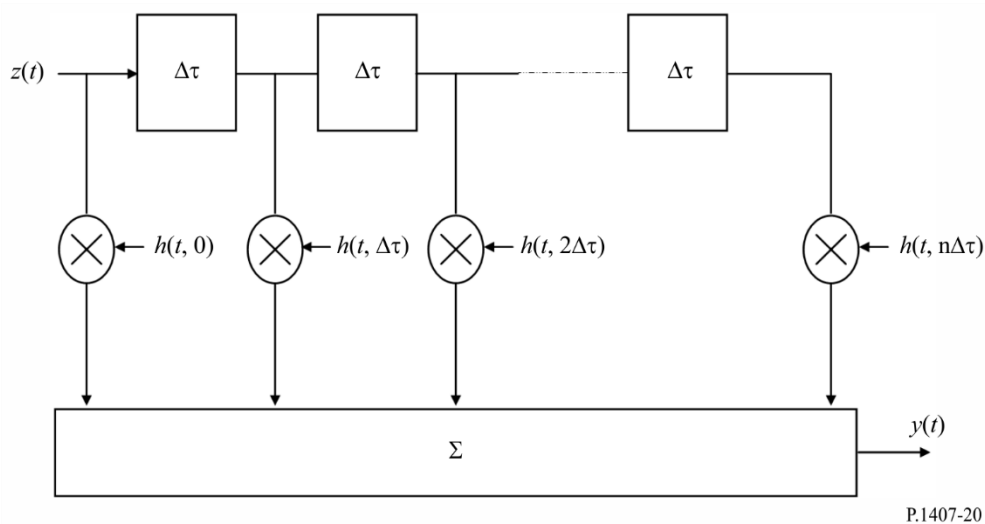
FIGURA 19  
Ejemplo de multitrayecto utilizado para generar el canal



Para la simulación del sistema, es suficiente sustituir los diversos trayectos dispersados que pueden existir en un canal real por sólo unos pocos  $m = n + 1$  componentes multitrayecto en el modelo, como ilustra la Fig. 20. con ello se obtiene la respuesta de canal  $h(t)$  de la ecuación (34):

$$h(t) = \sum_{i=0}^n h_i \delta(t - i\Delta\tau) \tag{34}$$

FIGURA 20  
Modelo de multitrayecto con línea de retardo con derivación



Para retardos de tiempo con un componente dominante o de visibilidad directa (LOS), el modelo de canal para cada grupo de componentes multitrayecto viene dado por una función de densidad de probabilidad de Rice. Cuando el factor de Rice,  $K$ , es cero, puede utilizarse el modelo de Rayleigh. La ecuación (35) responde al modelo de canal generalizado:

$$h(t) = \sum_{i=0}^n \left\{ \sqrt{\frac{K_i p_i}{K_i + 1}} e^{j(2\pi f_{o,i} t + \phi_{o,i})} + \sqrt{\frac{p_i}{K_i + 1}} g_i(t) \right\} \delta(t - i\Delta\tau) \tag{35}$$



siendo:

- $K_i$ : factor K de Rice para el  $i$ -ésimo componente definido como la relación entre la potencia del componente dominante o de LOS y el componente dispersado. Cuando  $K_i = 0$ , la distribución resultante es la de Rayleigh
- $p_i$ : potencia promediada del  $i$ -ésimo componente en  $h(t)$  y es igual a  $p_i = E[|h_i(t)|^2]$
- $f_{o,i}$ : frecuencia Doppler del componente dominante o de LOS del  $i$ -ésimo componente  $h(t)$  y es igual a  $F_{D_{max,i}} \cos\theta_{o,i}$  donde  $f_{D_{max,i}}$  es la máxima deriva Doppler y  $\theta_{o,i}$  es el ángulo azimutal de incidencia
- $\varphi_{o,i}$ : fase inicial del componente de LOS del  $i$ -ésimo componente en  $h(t)$
- $g_i(t)$ : señal compleja de potencia unidad y media cero que representa los componentes de dispersión difusa. Para un gran número de dispersores,  $g_i(t)$  puede tratarse como un proceso aleatorio gaussiano complejo con una varianza unitaria aplicada al  $i$ -ésimo filtro Doppler.

### 3 Generación del canal de banda estrecha

La serie temporal de un canal de banda estrecha puede generarse mediante el modelo de la suma de sinusoides determinado en la ecuación (36), que puede asociarse con cualquier modelo del espectro Doppler, en que cada componente multitrayecto puede expresarse como una suma de sinusoides.

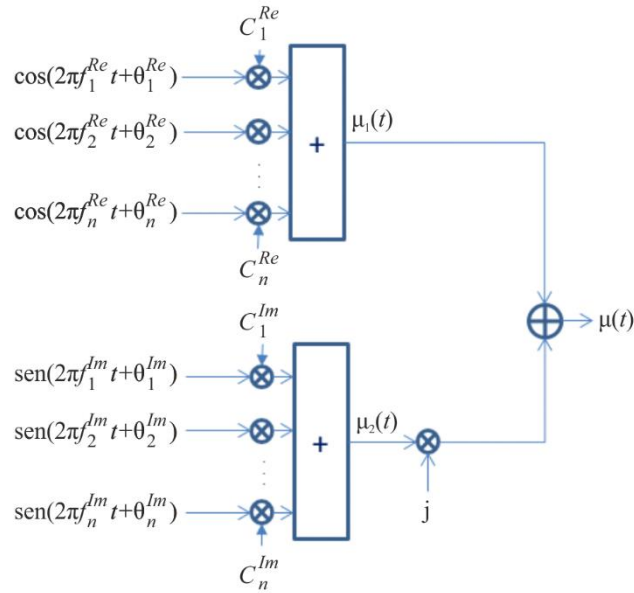
$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (36)$$

donde  $\mu_i(t)$  son dos procesos estocásticos independientes, indicados en las ecuaciones (37) y (38) e ilustrados en la Fig. 21.

$$\mu_1(t) = \sum_{n=1}^N c_n^{Re} \cos(2\pi f_n^{Re} t + \theta_n^{Re}) \quad (37)$$

$$\mu_2(t) = \sum_{n=1}^N c_n^{Im} \sen(2\pi f_n^{Im} t + \theta_n^{Im}) \quad (38)$$

FIGURA 21  
Principio de la suma de sinusoides



P.1407-21

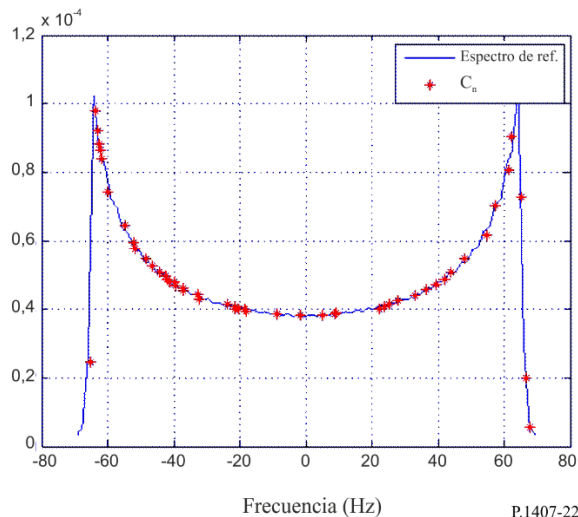
donde  $\theta_n^{Re}$  y  $\theta_n^{Im}$  son procesos aleatorios independientes y uniformes sobre  $2\pi$ ,  $c_n^{Re}$ ,  $c_n^{Im}$  y  $f_n^{Re}$ ,  $f_n^{Im}$  son coeficientes que deben sintonizarse para el espectro de entrada y  $N$  es el número de sinusoides (número recomendado,  $N = 50$ ). Los coeficientes se estiman con arreglo a las dos etapas siguientes:

Etapla 1: Las frecuencias  $f_n^{Re}$  y  $f_n^{Im}$  se seleccionan aleatoriamente a partir de una (distribución uniforme) entre  $[-f_{max}, f_{max}]$  con  $f_{max} = \frac{v}{\lambda}$

Etapla 2:  $c_n^{Re}$  y  $c_n^{Im}$  se calculan integrando el espectro de referencia entre  $\left[ f_n^{Re} - \frac{f_n^{Re} - f_{n-1}^{Re}}{2}, f_n^{Re} + \frac{f_{n+1}^{Re} - f_n^{Re}}{2} \right]$ .

En la Figura 22 se muestra un ejemplo.

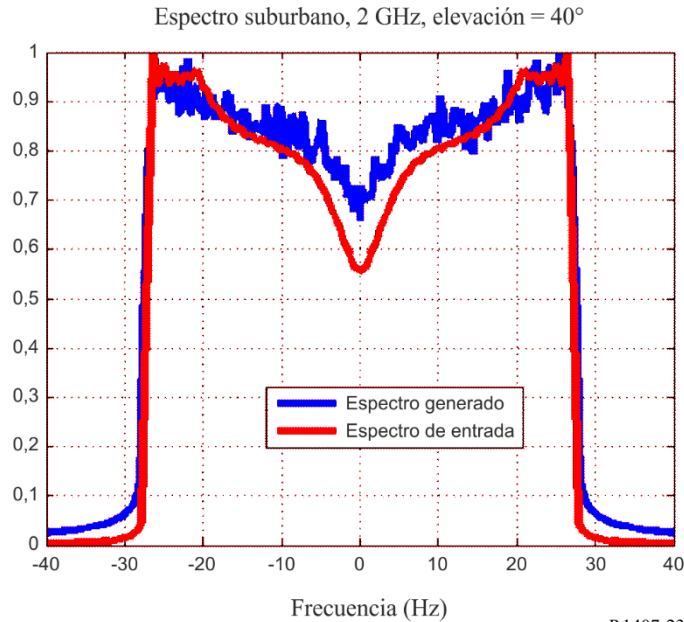
FIGURA 22  
Principio de estimación del espectro Doppler (Etapas 1 y 2)



P.1407-22

Los parámetros del método de la suma de sinusoides deben actualizarse cuando se generen las series temporales, es decir que  $f_n^{Re}$ ,  $f_n^{Im}$  deben cambiar, así como  $c_n^{Re}$ ,  $c_n^{Im}$ , con arreglo a la recomendación indicada en el procedimiento en dos etapas. Cuando se genere una serie temporal única, se recomienda hacer cambios al menos 200 veces para reproducir correctamente la forma del espectro Doppler. En la Fig. 23 se muestra un ejemplo.

FIGURA 23  
Ejemplo de generación del espectro Tierra-espacio (de la Recomendación UIT-R P.681)  
Entorno = suburbano, Frecuencia= 2 GHz, Elevación = 40°



En el caso específico del espectro de Jake (presentado en la ecuación (24)), los coeficientes de la suma de sinusoides se pueden estimar de la siguiente manera:

$$c_n^{Re} = c_n^{Im} = \sigma_0 \sqrt{\frac{2}{N}}$$

$$f_n^{Re} = f_n^{Im} = f_{max} \operatorname{sen} \left( \pi \frac{2n-1}{4N} \right)$$

donde  $\sigma_0$  es la integral de la densidad de potencia Doppler y  $f_{max} = \frac{v}{\lambda}$  la frecuencia Doppler máxima, que depende de la longitud de onda  $\lambda$  y la velocidad del receptor  $v$ . En este enfoque, recomendamos la utilización de  $N \geq 7$  a fin de tener una buena aproximación del proceso gaussiano y la densidad de potencia Doppler.

### Anexo 4

El factor  $K$  de Rice, definido como la relación entre la potencia del componente dominante o de LOS y el componente dispersado, establecido en la Recomendación UIT-R P.1057 como:

$$K = 10 \log \left( \frac{a^2}{2\sigma^2} \right) \quad \text{dB} \quad (39)$$

puede calcularse utilizando el método de momentos establecido en la ecuación (40), que puede aplicarse a i) una señal de banda estrecha variable en el tiempo, ii) un componente multitrayecto en una respuesta al impulso variable en el tiempo, o iii) a partir de la función de frecuencia variable en el tiempo a pequeña escala de una señal de banda ancha indicada en la Fig. 12, donde el valor  $K$  de Rice puede calcularse a partir de la media de los valores  $K_j$  estimados en cada frecuencia,  $f_j$ , señalándose que los valores se descartan de la estimación de la media cuando  $a$  es imaginario.

$$a = \sqrt[4]{2m_2^2 - m_4} \quad \text{y} \quad \sigma^2 = \frac{1}{2}(m_2 - a^2) \quad (40)$$

donde  $m_2$  y  $m_4$  son los momentos de segundo y cuarto orden estimados a partir de la función de densidad de probabilidad de datos,  $f(x)$ , según queda determinada por:

$$m_n = \int_{-\infty}^{\infty} x^n f(x) dx$$

Cuando  $K_j = 0$ , la distribución resultante es la de Rayleigh, y cuando  $a$  es imaginaria, el desvanecimiento del componente multitrayecto no sigue la distribución de Rice.

---