

CAPÍTULO 2: EL CANAL RADIO MÓVIL EN INTERIORES

2.1.- Introducción

El término *Comunicaciones Inalámbricas* está referido a aquellos sistemas de comunicaciones en los que un enlace de comunicación vía radio une dos o más terminales, de los cuales, al menos uno, denominado usualmente *estación móvil* (o simplemente *móvil*), estará en movimiento o situado en una posición no especificada, mientras el otro actúa habitualmente como terminal fijo, y suele denominarse *estación base* (o sólo *base*).

El hecho de que ambos terminales o estaciones se encuentren en el interior de un edificio supone que el tratamiento necesario para la caracterización del canal presente ciertas peculiaridades. Sin embargo, es necesario empezar a estudiarlo de forma genérica, para luego mostrar dicha caracterización específica. Eso es lo que se va hacer en este capítulo. Primero se hará un repaso a los métodos habituales para caracterizar el canal radio móvil, para luego incidir algo más en aquellos aspectos propios de los entornos en interiores.

En cualquier sistema de Comunicaciones Inalámbricas genérico, entre la base y el móvil aparecerán numerosos elementos influyentes en la propagación de las ondas, tales como montañas, edificios o partes integrantes de los mismos (paredes, fachadas, techos, suelos), coches, personas, etc. Al situarse en el trayecto de propagación de la señal, actuarán como elementos difusores o *scatterers* y producirán que las señales transmitidas sufran fenómenos de reflexión, difracción y dispersión.

En la antena receptora del móvil o la base, serán recibidas múltiples ondas que habrán sufrido procesos de reflexión y difracción diferentes. Debido a la diferencia en los caminos recorridos, estos ecos o réplicas de la señal transmitida llegarán con ángulos de incidencia, atenuación, desfases y retardos de propagación diferentes. Este efecto es conocido como efecto multi-trayecto o *multi-path*.

El movimiento del móvil y de los elementos difusores produce que las características del canal varíen aleatoriamente con el tiempo. De esta forma, la contribución de las ondas recibidas en determinados instantes puede ser constructiva en unos casos, y destructiva en otros, en función de las amplitudes y desfases que posean dichas ondas. Esto provoca que la potencia de la señal recibida no sea constante, sino que varíe con el tiempo, produciéndose desvanecimientos o fading. En función de su

duración, éstos pueden clasificarse en desvanecimientos a largo plazo o *long-term fading*, y desvanecimientos a corto plazo o *short-term fading*.

Este capítulo pretende ser una introducción a las características que presenta el canal radio en entornos móviles, y se estudiarán los fenómenos y efectos que se producen al establecer una comunicación a través de dicho canal móvil (efecto multi-trayecto, *fading* selectivo en tiempo y frecuencia, efecto *Doppler*, ensanchamiento o dispersión temporal, etc.). También se introducirán conceptos básicos relacionados con la caracterización del canal, que serán útiles en capítulos posteriores.

2.1.1.- Comunicaciones Inalámbricas en banda ancha y en banda estrecha

En general, los sistemas de comunicación pueden ser ampliamente clasificados en sistemas de banda estrecha (*narrowband*) y sistemas de banda ancha (*wideband*).

Según [3], una señal puede definirse como de banda estrecha cuando el margen sobre el que se extienden sus componentes frecuenciales es pequeño en comparación con la frecuencia de su portadora f_c .

Para un sistema de comunicación, una definición más rigurosa será la que relaciona la banda de frecuencias sobre la que se transmiten las señales, con los efectos del canal sobre esas frecuencias. Así, en Comunicaciones Inalámbricas, cuando la señal transmitida posee un determinado ancho de banda, el multi-trayecto influye de forma desigual sobre las distintas frecuencias del ancho de banda. Se denomina ancho de banda de coherencia o ancho de banda de correlación, al ancho de banda dentro del cual las distintas componentes en frecuencia sufren de igual forma los efectos del multi-trayecto.

Por tanto, para un canal cuya respuesta impulsional pueda considerarse esencialmente no nula sobre un margen de retardo dado por T_m , se puede definir su ancho de banda de coherencia como el recíproco de T_m , al cual se le conoce como ensanchamiento temporal (*delay spread*) del canal. Se dice, con ello, que un sistema de comunicaciones es de banda estrecha cuando el ancho de banda de la señal a transmitir es menor que el ancho de banda de coherencia del canal. En caso contrario, se ha de considerar como de banda ancha.

En las dos siguientes secciones se estudiará la forma de caracterizar el canal radio móvil según se considere al sistema como de banda estrecha o como de banda ancha.

2.2.- Caracterización del Canal Radio Móvil en banda estrecha

La forma más sencilla de modelar una señal de banda estrecha a transmitir $x(t)$ es, simplemente, mediante una portadora sin modular de amplitud A y frecuencia f_c :

$$x(t) = Ae^{j2\pi f_c t} \quad (2.1)$$

La señal recibida, debido a la presencia de difusores (*scatterers*) en el canal, estará formada por múltiples réplicas de la señal transmitida. Cada una de estas ondas llegará al receptor con un ángulo de incidencia y retardo de propagación diferente, producto de los fenómenos de reflexión y difracción sufridos a lo largo del trayecto.

En primera instancia, puede suponerse que el canal es estático. Con esta y las anteriores consideraciones, la señal recibida $\omega(t)$ tendrá la forma:

$$\omega(t) = \sum_{i=1}^N A_i x(t - \tau_i) \quad (2.2)$$

donde N es el número total de ondas o contribuciones recibidas, A_i es un número complejo cuyo módulo y fase representan el resultado de los procesos de reflexión y difracción de la onda i -ésima y τ_i representa el retardo de propagación de dicha onda.

Si se sustituye la ecuación (2.1) en (2.2), se obtendrá la expresión de la señal recibida:

$$\omega(t) = \left[\sum_{i=1}^N A_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (2.3)$$

Puede fácilmente demostrarse que la envolvente de la señal recibida no sufre ningún tipo de variación ni desvanecimiento, es decir, es invariante en el tiempo. Esto se debe a que se ha supuesto un canal estático, donde tanto el móvil como los difusores se encuentran fijos.

En consecuencia, aunque se produzca el efecto multi-trayecto, como todas las variables que influyen en él serán invariantes en el tiempo, la envolvente de la señal en recepción también lo será.

En un canal móvil, el propio terminal móvil y los elementos que constituyen el canal, causantes de los fenómenos de multi-trayecto, suelen estar en movimiento. En

este caso, debe considerarse que el canal es variante en el tiempo, por lo que la expresión de la señal recibida al transmitir una portadora sin modular de frecuencia f_c resultará ser:

$$\omega(t) = \left[\sum_{i=1}^{N(t)} A_i(t) e^{-2\pi f_c \tau_i(t)} e^{-jkvt \cos \theta} \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (2.4)$$

donde:

- El número de componentes N , la atenuación y el desfase A_i , y el retardo de propagación τ_i de la onda i -ésima, dependerán ahora del tiempo, pues el canal es variante con el tiempo;
- k es el número de onda, es decir, $2\pi/\lambda$, siendo λ la longitud de onda de la portadora;
- v es la velocidad del móvil, y
- θ_i es el ángulo que forman el vector velocidad del móvil y la dirección de llegada de la onda i -ésima.

Por tanto, la envolvente de la señal recibida variará, en módulo y fase, con el tiempo, pues todas las variables que definen el canal (N , A_i y τ_i) serán ahora dependientes del tiempo.

Efectivamente, en la figura 2.1 puede verse, como ejemplo, la evolución de la envolvente de la señal recibida en un móvil, en función del tiempo, para una frecuencia portadora de 1GHz, un tiempo de observación de 1 segundo y una velocidad del móvil de 50km/h. En trazo grueso se representa la media local de la envolvente.

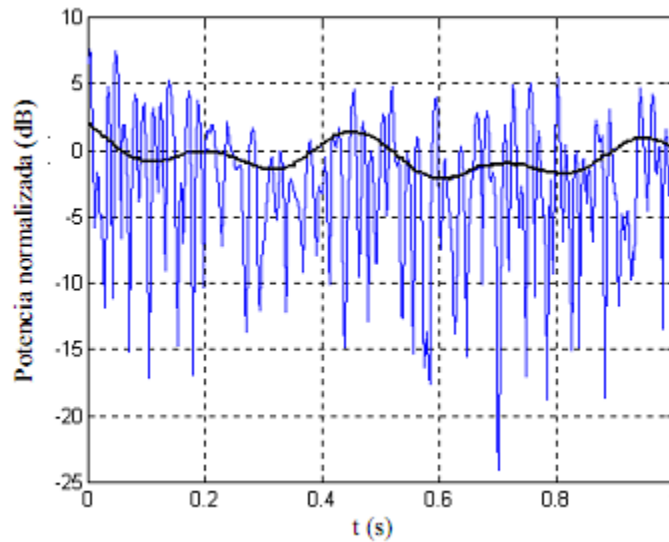


Figura 2.1: Envolvente de la señal recibida en un móvil para una velocidad de 50km/h; $f_c=1\text{GHz}$; tiempo de observación=1seg

Para explicar estas variaciones hay que recordar que, debido al multi-trayecto, a la antena receptora llegarán múltiples ondas con una amplitud y fase determinada. Para ilustrar el problema y por simplicidad se va a suponer que sólo existen dos componentes, la componente directa y una componente reflejada (figura 2.2).

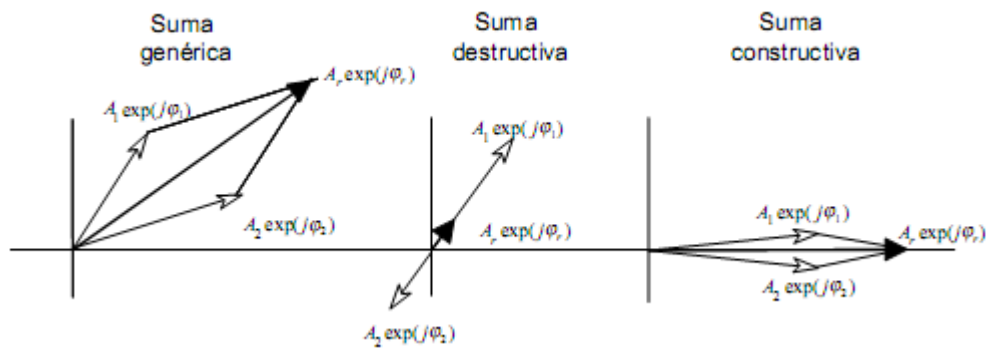


Figura 2.2: Diagrama fasorial para dos componentes del multi-trayecto

Cuando las fases de la onda reflejada φ_1 y la onda directa φ_2 sean iguales, ambas se sumarán de forma constructiva, aumentando la potencia recibida. Sin embargo, cuando estén en contrafase, sus amplitudes se restarán, produciéndose un desvanecimiento en la señal recibida.

2.2.1.- Desvanecimientos a largo y a corto plazo

De la anterior figura 2.1 se desprende que existen dos tipos de variaciones: unos desvanecimientos lentos y de poca intensidad, que constituyen el comportamiento de la señal a largo plazo, y otro tipo de desvanecimientos más rápidos y profundos que caracterizan a la señal a corto plazo.

El fenómeno de presencia de desvanecimientos a largo plazo *long-term fading*, también llamado *shadowing* o media local (*local mean*), aparece cuando el móvil recorre trayectos de varios centenares de longitudes de onda. Es producido principalmente por la interposición entre el transmisor y el receptor de aquellos elementos más significativos del entorno, como la orografía del terreno (entorno plano o montañoso), el tipo de edificaciones (entorno urbano, rural, suburbano), entre otros. En el caso de entornos interiores, influyen en este tipo de desvanecimientos los objetos y obstáculos de naturaleza más o menos inmóvil, que se interpongan directamente entre el transmisor y el receptor.

Los desvanecimientos a corto plazo (*short-term fading*) son generalmente causados por las reflexiones y difracciones en objetos cuyas posiciones relativas al móvil varían rápidamente, es decir, casas, edificios, coches, personas u objetos que suelen encontrarse en su entorno más inmediato. Se observa en trayectos del móvil de decenas de longitudes de onda y provoca variaciones y desvanecimientos muy rápidos y profundos que, sin embargo, no modifican la potencia media recibida, ya que ésta depende exclusivamente del comportamiento a largo plazo.

Para estudiar el fenómeno de los desvanecimientos, se debe recurrir a una caracterización estadística de la señal, debido a la naturaleza aleatoria del canal móvil. Efectivamente, el número de difusores, sus características, su posición, su velocidad, etc. varían con el tiempo, haciendo que la amplitud y fase de las múltiples componentes que llegan al receptor tengan un carácter aleatorio. Las componentes recibidas se sumarán vectorialmente (de acuerdo con su amplitud y fase) para generar la envolvente de la señal que, en consecuencia, será una variable aleatoria que deberá ser caracterizada estadísticamente.

Con este objetivo, el primer paso a seguir es separar el comportamiento a largo plazo del de corto plazo, y comprobar a qué distribución se ajustan mejor los estadísticos de cada uno de ellos. Desde el punto de vista teórico, esta separación no es una tarea fácil.

Puede haber recorridos de centenares de longitudes de onda sin variaciones sustanciales en el entorno de propagación, no sufriendo la señal recibida desvanecimientos de largo plazo.

Dar unas cifras de longitudes de recorridos para distinguir entre ambos es generalizar demasiado. Sin embargo, en varias campañas de medidas se ha demostrado que, para recorridos de hasta 40λ o 60λ de longitud (o su equivalente temporal, dada la velocidad del móvil), sólo aparece el efecto del *short-term fading* [4]. Este hecho resulta mucho más relevante en el caso de entornos interiores.

2.2.2.- Efecto Doppler

También se puede analizar cómo se manifiesta la variabilidad del canal radio móvil en el dominio de la frecuencia, a pesar de que el sistema sea considerado como de banda estrecha. Con este objetivo, se puede representar (figura 2.3) el espectro de la envolvente de la señal presentada en la figura 2.1.

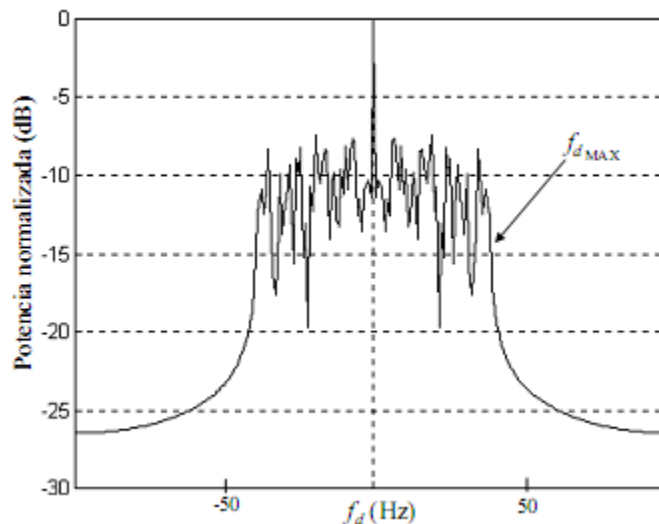


Figura 2.3: Espectro de la envolvente vista en la figura 2.1. $f = 46:29\text{Hz}$

Así, se puede apreciar que, aparte de la componente a frecuencia cero debida a la componente continua de la envolvente, aparecen otras componentes frecuenciales que se extienden hasta un valor máximo $f_{d\text{MAX}}$ que, suponiendo detección lineal, se corresponde con lo que se denomina máxima frecuencia Doppler, y que viene definida como:

$$f_{d\text{max}} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.5)$$

Obsérvese que la frecuencia Doppler depende de la velocidad absoluta del móvil v , y de la longitud de onda de la señal. Este efecto Doppler puede percibirse como un ruido de FM en los sistemas que usan tal tipo de modulación.

Así pues, los desvanecimientos temporales producen, en el dominio frecuencial, un ensanchamiento de banda de la señal, cuyo valor máximo dependerá de la velocidad del móvil, y que se denomina frecuencia Doppler. En este caso, se dice que el canal es dispersivo en frecuencia.

Otro concepto relacionado con la frecuencia Doppler y la variabilidad del canal es el tiempo de coherencia. El tiempo de coherencia define el intervalo de tiempo para el cual el canal puede considerarse invariante. Se puede ver también como el tiempo que se ha de esperar entre la recepción de dos portadoras para que sus envolventes puedan considerarse incorreladas. El tiempo de coherencia dependerá inversamente tanto de la velocidad del móvil como de la frecuencia Doppler.

2.3.- Caracterización del Canal Radio Móvil en banda ancha

Una caracterización en banda ancha permite estudiar una serie de parámetros del canal de gran interés a la hora de diseñar sistemas de comunicaciones en interiores, tales como la magnitud del ensanchamiento de retardo que provoca el multi-trayecto, los anchos de banda máximos para los cuales el deterioro de la señal es aproximadamente el mismo, o las posiciones de los principales difusores (*scatterers*) del canal. Además, aporta una mejor comprensión de los mecanismos físicos del multi-trayecto.

Si el ancho de banda de la señal a transmitir es lo suficientemente estrecho, la máxima diferencia de frecuencia entre sus componentes espectrales es tal que los caminos eléctricos recorridos por cada una de ellas son muy parecidos, lo cual supone que las distintas componentes frecuenciales sufrirán variaciones de amplitud y fase semejantes. Se dice entonces que sufre una serie de desvanecimientos planos en frecuencia.

Sin embargo, cuando el ancho de banda de la señal transmitida es grande, conforme aumenta la separación entre las distintas componentes en frecuencia, los caminos eléctricos recorridos por cada una difieren más, con lo que sufrirán distintas variaciones de amplitud y, sobre todo, de fase, ya que la fase puede cambiar varios radianes incluso para diferencias pequeñas en los caminos. Aparecen entonces desvanecimientos selectivos en frecuencia del nivel de señal recibida. Si, además, el

sistema es variante como consecuencia del movimiento del transmisor o del receptor, aparecen una serie de desvanecimientos espaciales (que pueden ser vistos también como desvanecimientos en el tiempo), además de un fenómeno de desplazamiento de frecuencia de la señal recibida debido al efecto Doppler, tal y como se ha visto en la sección anterior.

En transmisiones de pulsos de banda ancha, el efecto fundamental del multi-trayecto es producir una serie de réplicas atenuadas y retardadas del pulso original transmitido, cada una de las cuales se corresponde con los distintos difusores del canal. En un sistema de Comunicaciones Inalámbricas en interiores, la longitud de los diferentes caminos de propagación varía con el tiempo en función del movimiento del transmisor o del receptor. La existencia de distintos tiempos de llegada permite la identificación de los distintos caminos de propagación, o lo que es lo mismo, de los difusores que los originan.

Pero para hacer esta distinción no basta con considerar la diferencia entre los instantes de llegada sino que además es necesario conocer la dirección de llegada de la componente del multi-trayecto. Si se consideran todos los caminos que han sufrido una única reflexión, aquellos que tengan igual retardo, es decir, que hayan recorrido una misma longitud, pueden localizarse en una elipse en cuyos focos estarán transmisor y receptor. Para cada valor de retardo (o longitud recorrida), puede trazarse una elipse cofocal a la anterior (figura 2.4).

Dentro de una misma elipse los caminos se distinguen por su ángulo de llegada. El ángulo de llegada puede estimarse a partir de la frecuencia Doppler ya que, siempre que transmisor o receptor estén en movimiento, la señal transmitida experimenta un desplazamiento en frecuencia f_d que está relacionado con la velocidad del móvil v , y el ángulo que forman la dirección de desplazamiento del receptor, y la dirección de llegada de la señal (figura 2.5).

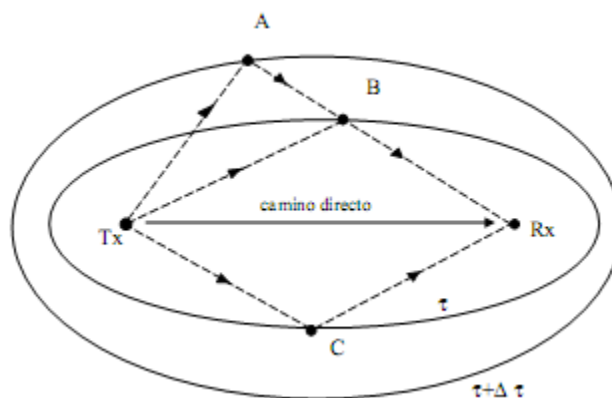


Figura 2.4: Elipses de igual retardo. Los caminos TxBRx y TxCRx han de distinguirse por el ángulo de llegada, pues poseen el mismo valor de retardo

Dicho desplazamiento en frecuencia viene dado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (2.6)$$

siendo λ la longitud de onda de la señal. Su valor máximo es el que ya se presentó en la ecuación (2.5).

Si se transmite un pulso de radiofrecuencia y se mide su tiempo de llegada y su desplazamiento de frecuencia Doppler en el receptor, se podrá llegar a identificar la longitud del camino recorrido y el ángulo de llegada, quedando la incertidumbre de si la señal llega por la derecha o por la izquierda del receptor, es decir, el signo del ángulo, que puede determinarse si se usan antenas directivas.

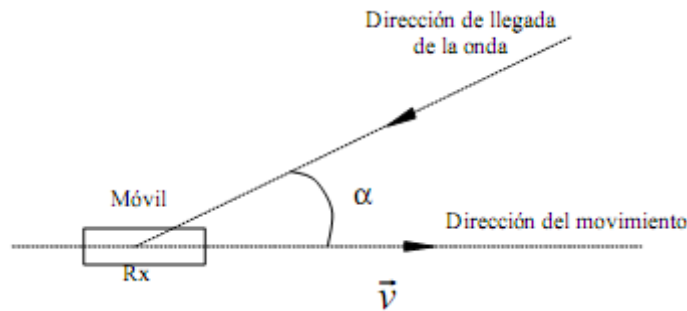


Figura2.5: Ángulo entre la dirección del receptor móvil y la de la señal recibida

2.3.1.- El canal radio móvil como sistema lineal variable en el tiempo. Funciones de Bello

Con el objeto de describir el canal, se suelen utilizar una serie de funciones en los dominios temporal y frecuencial conocidas como Funciones de Bello, en honor a P. A. Bello, ya que fue este el precursor de su empleo en la caracterización de canales lineales variantes en el tiempo (cronovariantes). La justificación de estas funciones puede encontrarse de forma más extensa, además de en la citada referencia, en [5] y en [6].

Conviene, para usar tales funciones, sustituir la señal paso banda real $x(t)$, por su envolvente compleja $z(t)$, relacionada con la anterior mediante:

$$x(t) = \Re[z(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.7)$$

donde f_c es la frecuencia portadora. Puede entonces calcularse la envolvente compleja de la señal de salida del canal como:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (2.8)$$

En la que $h(t, \tau)$ es la envolvente compleja de la respuesta impulsional del canal variable en el tiempo, siendo τ una variable de retardo. A $h(t, \tau)$, se le denomina *Función de ensanchamiento de retardo a la entrada*. Físicamente, $h(t, \tau)$ puede interpretarse como la respuesta del canal en el instante t a un impulso de entrada generado τ segundos antes. Puesto que el canal real es causal, en la ecuación anterior el límite de integración inferior debe ser cero y el superior puede ser un tiempo finito de observación.

El canal móvil también puede ser caracterizado en el dominio de la frecuencia mediante el uso de la función dual de $h(t, \tau)$ en tal dominio, la *Función de ensanchamiento Doppler a la salida* $H(f, \nu)$. La envolvente compleja del espectro de la señal de salida del canal, $W(f)$, puede entonces calcularse como:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu \quad (2.9)$$

Esta función $W(f)$ puede interpretarse como una superposición de réplicas del espectro de la señal de entrada $Z(f)$, filtradas y desplazadas en frecuencia debido al efecto Doppler. La variable ν es el desplazamiento Doppler experimentado en el canal. Tiene, por tanto, dimensiones de frecuencia, y está relacionado con el desplazamiento en frecuencia Doppler f_d que sufre la señal recibida en un receptor que se mueva a una velocidad v mediante la siguiente expresión:

$$f_d = \nu \cdot v \quad (2.10)$$

Otra función empleada para definir el canal es la *Función de transferencia cronovariante* $T(f; t)$, que es la transformada de Fourier de la respuesta impulsional variable en el tiempo. Puede interpretarse, por tanto, como la función de transferencia del canal variando en el tiempo, y puede estimarse mediante medidas sucesivas en el tiempo de la respuesta en frecuencia del canal. La envolvente compleja de la señal de salida del canal puede hallarse a partir de $T(f; t)$ como sigue:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f)T(f, t)e^{2\pi f t}df \quad (2.11)$$

A diferencia de $h(t, \tau)$, que permite distinguir entre caminos de diferentes longitudes, y de $H(f, \nu)$, que permite observar diferentes desplazamientos Doppler, relacionados con los ángulos de llegada, la función $T(f; t)$ no da una visión clara y directa del fenómeno multi-trayecto.

La función que mejor describe el canal multi-trayecto en ambos dominios, retardo τ y desplazamiento Doppler ν , es la función de ensanchamiento Doppler/retardo $S(\tau, \nu)$. La señal de salida del canal puede expresarse en función de ella como:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (2.12)$$

donde puede verse que la señal de salida del canal se obtiene como una suma de réplicas de la señal de entrada con distinto retardo y distinto desplazamiento Doppler en frecuencia.

Todas estas funciones que se han visto están relacionadas mediante transformadas simples de Fourier, tal y como puede observarse esquemáticamente en la figura 2.6.

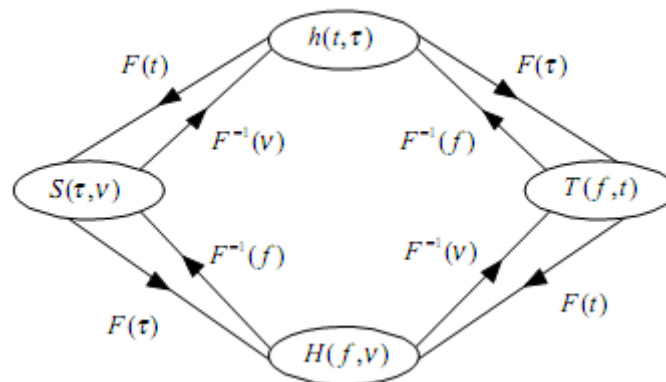


Figura 2.6: Relación entre las distintas funciones de caracterización del canal, como sistema lineal variante en el tiempo.

2.3.2.- El canal móvil como sistema lineal variable en el tiempo aleatorio

Las funciones anteriores permiten el estudio de canales que tienen un comportamiento determinista. Sin embargo, los canales reales, en la práctica, no pueden

ser estudiados de forma determinista, por lo que hay que recurrir a una caracterización estadística del canal. Las funciones del sistema han de tratarse entonces como procesos estocásticos. Ahora bien, una descripción exacta del canal de forma estadística requiere el conocimiento de las funciones de densidad de probabilidad conjunta multidimensional de todas las variables aleatorias del sistema, lo que rara vez es posible, por lo que se recurre al estudio de los momentos estadísticos de los procesos estocásticos que describen el sistema. Habitualmente, el conocimiento de la media y la correlación suele ser suficiente.

Supóngase, para simplificar las expresiones, que los procesos aleatorios son de media nula. En ese caso, los procesos reales $x(t)$ pueden ser descritos en la práctica mediante la función de autocorrelación de su envolvente compleja $z(t)$, definida como:

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (2.13)$$

Las funciones de autocorrelación de las funciones de caracterización del canal pueden obtenerse entonces mediante:

$$\begin{aligned} R_h(t, s; \tau, \eta) &= E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] \\ R_T(f, g; t, s) &= E[T(f, t)T^*(g, s)] \\ R_H(f, g; \nu, \mu) &= E[H(f, \nu)H^*(g, \mu)] \\ R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= E[S(\tau, \nu)S^*(\eta, \mu)] \end{aligned} \quad (2.14-2.17)$$

ecuaciones en las que t y s son variables de tiempo, f y g son variables de frecuencia, ν y μ son variables de desplazamiento Doppler y con τ y η variables de retardo.

La función de autocorrelación de la salida del canal para entradas complejas $z(t)$ deterministas, puede hallarse entonces como:

$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)z^*(s - \nu)R_h(t, s; \tau, \eta) d\tau d\eta \quad (2.18)$$

donde R_h es la función de autocorrelación de la respuesta impulsional variable en el tiempo. R_w también puede calcularse a partir de cualquiera de las funciones de autocorrelación mostradas. En la figura 2.7 se representan esquemáticamente las relaciones entre las distintas funciones de autocorrelación descritas, relaciones que se traducen en transformadas dobles de Fourier.

2.3.2.1.- Canales estacionarios en sentido amplio y de dispersión incorrelada (WSSUS)

Muchos de los radiocanales reales pueden considerarse como WSSUS. Este tipo de canales combina, por un lado, las características de los canales estacionarios en sentido amplio (WSS) y, por otro, las de los canales de dispersión incorrelada en la variable de retardo (US).

Por el hecho de ser un canal estacionario en sentido amplio, WSS, sus estadísticos pueden considerarse estacionarios para intervalos de tiempo suficientemente pequeños (distancias si el canal es móvil), lo que supone que las funciones de autocorrelación del canal no cambian al sufrir una traslación en el tiempo o en el espacio.

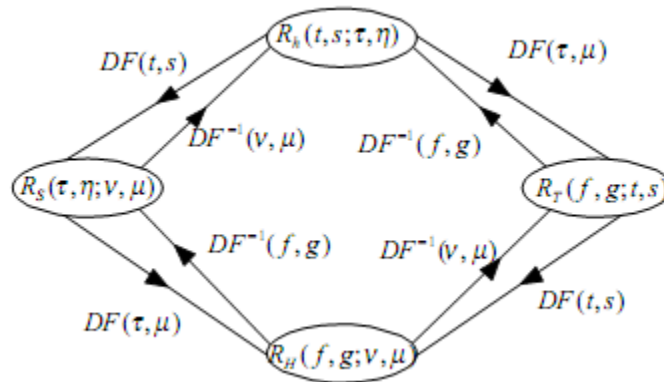


Figura 2.7: Relaciones entre las distintas funciones de autocorrelación del canal, como sistema lineal cronovariable aleatorio.

O, dicho de otra forma, las funciones de autocorrelación del canal sólo dependen del intervalo de desplazamiento y no de los instantes o posiciones particulares considerados. Por tanto, para un canal WSS, las ecuaciones (2.14) y (2.15) pueden ponerse como:

$$\begin{aligned}
 R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) &= R_h(\xi; \tau, \eta) \\
 R_T(f, g; t, t + \xi) &= R_T(f, g; \xi)
 \end{aligned}
 \tag{2.19-2.20}$$

donde ξ es el intervalo de tiempo considerado, $\xi = s - t$.

Además, puede demostrarse que la estacionaridad en sentido amplio da lugar a dispersión con desplazamientos Doppler incorrelados [7], lo que permite poner las expresiones (2.16) y (2.17) como:

$$\begin{aligned}
R_H(f, g; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) P_H(f, g; \nu) \\
R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu)
\end{aligned}
\tag{2.21-2.22}$$

en las que P_S y P_H son, respectivamente, las densidades espectrales de potencia de R_H y R_T , es decir, sus transformadas de Fourier respecto de la variable temporal ξ . El especial comportamiento de la función $\delta(\nu-\mu)$ para $\nu=\mu$, indica que el contenido del espectro para diferentes desplazamientos Doppler está incorrelado, lo que supone que la dispersión se produce en difusores distintos y angularmente incorrelados.

Por otra parte, considerar el canal como de dispersión incorrelada en la variable retardo, US, significa que las contribuciones de los distintos difusores del canal a la señal recibida están incorreladas. Este tipo de canales han servido para modelar satisfactoriamente ciertos tipos de canales físicos (propagación troposférica, reflexión de la Luna, etc.)

Los canales estacionarios en sentido amplio y los de dispersión incorrelada son duales en tiempo-frecuencia [7], por lo que los últimos pueden considerarse, además, como WSS en la variable frecuencial, puesto que las funciones de autocorrelación dependen sólo de la diferencia entre frecuencias $\Omega=g-f$.

La presencia de dispersión incorrelada en la variable retardo permite expresar las ecuaciones (2.19) y (2.22), para un canal WSSUS, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) &= \delta(\tau - \eta) P_h(\xi, \tau) \\
R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\tau - \eta) \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \nu)
\end{aligned}
\tag{2.23-2.24}$$

donde P_h es la transformada de Fourier de R_T en a variable Ω , y P_S la densidad espectral de potencia Doppler/retardo. P_S puede ponerse entonces como la transformada doble de Fourier de R_T respecto de Ω y de ξ :

$$P_S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Omega, \xi) e^{-j2\pi\tau\Omega} e^{-j2\pi\nu\xi} d\Omega d\xi
\tag{2.25}$$

Así mismo, la consideración de los canales US como estacionarios en sentido amplio en la variable frecuencial, $\Omega=g-f$, permite expresar las ecuaciones (2.20) y (2.21), para un canal WSSUS, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) &= R_T(\Omega, \xi) \\
R_H(f, f + \Omega; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) P_H(\Omega, \xi)
\end{aligned}
\tag{2.26-2.27}$$

En definitiva, las relaciones entre las distintas funciones de correlación para canales WSSUS quedan tal y como están representadas en la figura 2.8. Como puede apreciarse, en este tipo de canales el número de variables a considerar disminuye notablemente.

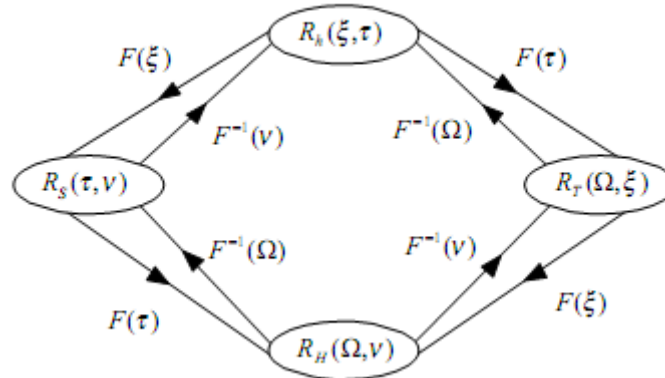


Figura 2.8: Relaciones entre las funciones de autocorrelación para canales WSSUS

A partir de las anteriores expresiones, se puede dar la siguiente interpretación física para los canales WSSUS. El canal puede ser visto como un conjunto de difusores o *scatterers*, cuyas posiciones están incorreladas entre sí, y de ahí la incorrelación en retardo (distancia) y desplazamiento *Doppler* (posición angular). Además, las estadísticas del canal, tanto en tiempo como en frecuencia, son estacionarias en sentido amplio, es decir, no varían para intervalos temporales suficientemente cortos (o distancias suficientemente pequeñas, si se trata de un radiocanal móvil), ni para intervalos de frecuencia pequeños.

2.3.3.- Caracterización del canal mediante la función de dispersión

En los canales WSSUS, la densidad espectral de potencia *Doppler*/retardo, $P_S(\tau, \nu)$ definida en (2.25), coincide con lo que en Radiolocalización se denomina función de dispersión de un blanco radar $\sigma(\tau, \nu)$, por lo que a P_S se la suele llamar *función de dispersión* del canal.

La función de dispersión da una descripción completa de los procesos físicos que tienen lugar en el canal, ya que muestra la distribución de la potencia recibida en el móvil en función de los retardos con los que llegan las distintas componentes de

dispersión, y en función de los desplazamientos *Doppler* v , que a su vez están relacionados con los ángulos de incidencia en el receptor de las ondas dispersadas mediante la siguiente expresión, que se deduce inmediatamente a partir de (2.6) y (2.10):

$$v = \frac{1}{\lambda} \cos \alpha \quad (2.28)$$

Teniendo en cuenta esta expresión, puede resultar útil escalar el desplazamiento *Doppler*, no en unidades habituales de frecuencia (Hz), sino en unidades $1/\lambda$, siendo λ la longitud de onda de la portadora, siendo interpretado de esta forma como frecuencia espacial, en lugar de temporal. Así, los desplazamientos *Doppler* observables estarán confinados entre $-1/\lambda$ y $1/\lambda$ y representarán directamente el valor del coseno del ángulo de llegada de cada contribución. Aquellas ondas que alcancen a la antena propagándose en su mismo sentido de desplazamiento, mostrarán desplazamientos *Doppler* negativos, mientras que aquellos que alcancen la antena propagándose en sentido contrario al movimiento de ésta, exhibirán desplazamientos positivos.

2.3.4.- Caracterización del canal radio móvil en los dominios frecuencial y temporal

Si bien la función de dispersión da una visión del fenómeno físico, ciertas funciones de correlación y de densidad de potencia, tanto en el dominio temporal como en el dominio de la frecuencia, permiten obtener una serie de parámetros de gran interés a la hora de describir el comportamiento del canal de radiocomunicaciones inalámbricas.

Así, en el dominio de la frecuencia, el parámetro fundamental empleado para describir las características del canal radio móvil es el ancho de banda de coherencia. Este parámetro permite acotar la selectividad en frecuencia inherente al multi-trayecto.

El estudio de esta selectividad frecuencial se realiza a través de la función de autocorrelación en frecuencia, la cual puede hallarse, en la práctica, tanto a partir de medidas temporales, como frecuenciales. Como ya se ha visto, en canales WSSUS, la función de autocorrelación de la función de transferencia cronovariante es estacionaria en sentido amplio, tanto en frecuencia como en tiempo: $R_T(\Omega, \xi)$. Esta función de correlación tiempo-frecuencia puede hallarse fácilmente mediante la correlación de

medidas directas de la función de transferencia en instantes o posiciones espaciales distintas.

Si las muestras se toman con separación temporal nula, la función de autocorrelación tiempo-frecuencia se reduce a una función de correlación en frecuencia, $R_T(\Omega)$. Se define entonces el ancho de banda de coherencia B_c como el valor mínimo para el cual la función de correlación en frecuencia es igual a un cierto valor del coeficiente de correlación. Suelen tomarse como valores de estudio 0.9, 0.5 (-3dB) y 0.25 (-6dB). En la figura 2.9 se representan, como ejemplo, algunas de las funciones de correlación (también conocidas como *funciones de coherencia*) halladas a partir de medidas experimentales que se realizaron durante la realización de la tesis [8].

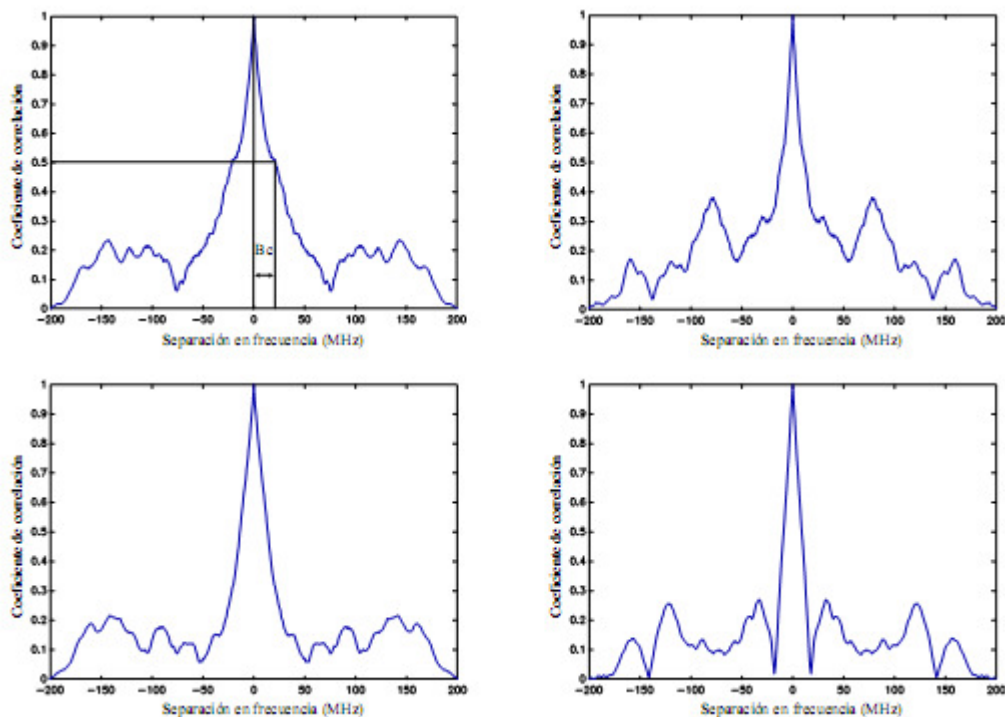


Figura 2.9: Distintos ejemplos de funciones de correlación en frecuencia

Por otro lado, en el dominio del tiempo, se emplean varios parámetros para caracterizar el canal, tales como retardos medios, ensanchamientos de retardo, y ventanas e intervalos de retardo. Estos parámetros se obtienen a partir de los Perfiles de potencia-retardo o PDP. A continuación se procederá a definir estos *Perfiles de potencia* (que es como también se les suele llamar de forma abreviada).

Para canales WSSUS, la función de autocorrelación de la salida del canal $R_w(t, s)$ puede expresarse, haciendo uso de las ecuaciones (2.18) y (2.23), como:

$$R_w(t, t + \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) z^*(s - \nu) \delta(\eta - \tau) P_n(\xi, \tau) d\tau d\eta \quad (2.29)$$

Si la separación entre instantes de observación es nula (es decir, $\xi=0$), entonces $P_h(\xi;\tau)$ se reduce a una densidad de potencia en la variable retardo, $P_h(\tau)$. Por otro lado, si la duración de $z(t)$ es mucho menor que el ensanchamiento de retardo debido al multi-trayecto que produce el canal, entonces $|z(t)|^2$ puede considerarse impulsional respecto a $P_h(\tau)$. Bajo estas condiciones la ecuación (2.29) puede ponerse como:

$$R_w(t,t) = \int_{-\infty}^{\infty} |z(t)|^2 P_h(\tau) d\tau = P_h(t) \tag{2.30}$$

Esta función $P_h(t)$ es a la que se le da el nombre de Perfil de potencia-retardo. En la figura 2.10 se muestran ejemplos de Perfiles de potencia hallados a partir de medidas realizadas en [8].

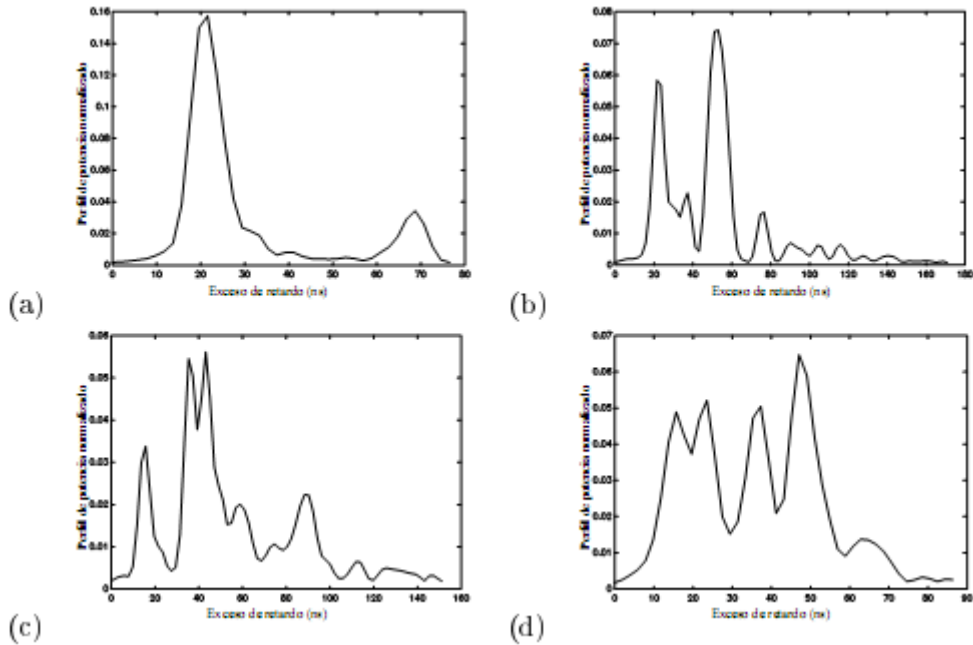


Figura 2.10: Ejemplos de Perfiles de potencia. (a) Situación con visibilidad directa entre antenas. (b), (c) y (d) Situaciones sin visibilidad directa.

Si se hace coincidir el origen de tiempos de la función P_h , con el retardo del primer eco recibido (es decir, $P_h(\tau) = P_h(t-t_0)$), dicha función queda descrita en términos de la variable *exceso de retardo*, τ .

$P_h(\tau)$ puede ser considerada como una distribución estadística de la potencia que llega en cada instante de retardo τ debido a los ecos recibidos. De esta forma, se pueden definir los siguientes parámetros, que suelen ser utilizados para describir, *a grosso modo*, las características temporales del canal:

Retardo medio (average delay), D . Es el momento central de primer orden del Perfil de potencia-retardo respecto del instante de llegada del primer eco recibido; es decir, la media de los retardos, ponderados por su potencia asociada $P_h(\tau)$:

$$D = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (2.31)$$

Ensanchamiento de retardo (delay spread), S . También conocido como *RMS delay spread* (σ_τ), es la raíz cuadrada del momento central de segundo orden del Perfil potencia-retardo respecto del instante de llegada del primer eco; es decir, la desviación típica de los retardos ponderados por $P_h(\tau)$:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau^2 - D^2) P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (2.32)$$

El parámetro S es una buena medida de la dispersión temporal provocada por el multi-trayecto y permite valorar el posible efecto de interferencia entre símbolos que puede provocar el canal. Suele utilizarse este parámetro más que el retardo cuadrático medio τ_{rms} , con el que no debe confundirse.

Los valores referenciados en la bibliografía para estos parámetros dependen fuertemente del tamaño y tipo de edificio, [9, 10, 11], por lo que será preciso estimarlo o medirlo en cada tipo de entorno.

Ventana de retardo (delay window), W_q . Es la duración del tramo central del PDP que contiene el $q\%$ de la potencia total, de modo que, a ambos lados de la ventana de retardo, la potencia restante sea la misma.

Intervalo de retardo (delay interval), I_p . Es la diferencia entre los excesos de retardo correspondientes al primer punto del Perfil potencia-retardo que sobrepasa un umbral que está P_{dB} por debajo del máximo del perfil y el último punto en el que el perfil cae por debajo de tal valor.

Usando como ejemplo el Perfil de potencia-retardo de la figura 2.11, la ventana de retardo se obtendrá como: $W_q = (\tau_4 - \tau_1)$, donde los límites τ_4 y τ_1 se definen de forma que a ambos lados de la ventana la potencia restante sea la misma:

$$\int_{\tau_1}^{\tau_4} P_h(\tau) d\tau = q \int_{\tau_0}^{\tau_5} P_h(\tau) d\tau = qP_{\text{tot}} \quad (2.33)$$

Mientras que el intervalo de retardo correspondería a: $I_p = (\tau_3 - \tau_2)$.

Todos estos parámetros se pueden calcular, tanto para un solo PDP como para el resultado de promediar los obtenidos a partir de muestras espaciales tomadas a lo largo de un cierto número de longitudes de onda. De esta última forma, dichos parámetros caracterizarían el entorno de medida.

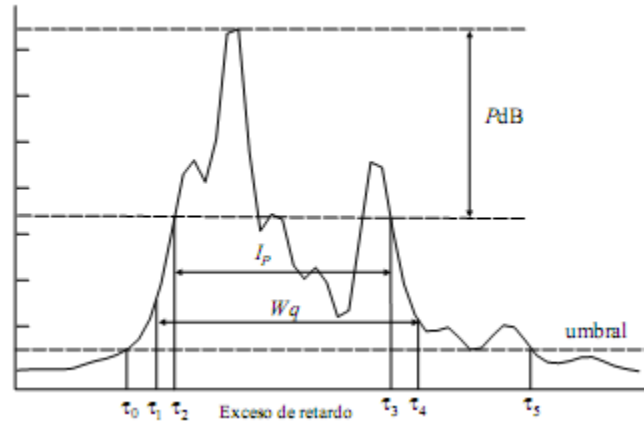


Figura 2.11: Ilustración del cálculo de la ventana de retardo W_q y del intervalo de retardo I_p .

2.4.- Peculiaridades del Canal en Interiores

El canal móvil en entornos interiores (*Canal indoor*) es similar al de entornos exteriores solamente en sus aspectos más básicos. Así, ambos experimentan el fenómeno de la dispersión multi-trayecto debido a la influencia de gran número de reflectores y difusores de la señal. Los mismos modelos matemáticos pueden ser utilizados para caracterizarlo, tanto en banda estrecha como en banda ancha. Sin embargo, existen grandes diferencias, que serán descritas en esta sección.

En ambientes interiores, el entorno es mucho más influyente que la distancia entre las antenas. Las paredes internas y externas, junto con los suelos y techos, provocan grandes atenuaciones y, por tanto, grandes cambios en la potencia media recibida. El mobiliario y las estructuras metálicas incrustadas en paredes y techos hacen que los procesos de dispersión y difracción puedan ser, en principio, más importantes que en entornos abiertos.

Las distancias entre transmisor y receptores suelen ser mucho más cortas, tanto por la elevada atenuación que existe, como por la baja potencia de los equipos utilizados, además de por la propia dimensión reducida del entorno. Por tanto, generalmente se tendrá un menor retardo entre los distintos ecos que llegan al receptor

y, consecuentemente, un menor ensanchamiento temporal (*delay spread*). Así, los márgenes habituales para el *delay spread* en entornos de interiores están desde algunas decenas hasta unos 100ns, mientras que en exteriores son del orden de varios microsegundos.

Las variaciones temporales del canal de interiores son lentas, en comparación con el canal en exteriores, debido a la baja movilidad de los usuarios. Por tanto, el efecto Doppler resulta despreciable. Pero, por otro lado, estas variaciones espacio-temporales resultan poco estacionarias y de estadística más bien compleja. Además, generalmente, las variaciones temporales son debidas simplemente a la presencia de personas y objetos circulando en las cercanías de las antenas.

Abundando algo más en este asunto de la estacionariedad del canal en interiores, cabe recordar que la función de dispersión puede ser definida de forma estricta, tal como se ha visto, solamente cuando el canal es WSSUS. En ambientes exteriores la función de dispersión se ha empleado en la investigación de las características de los canales de radio móviles [12]. En tales entornos, la hipótesis WSSUS se considera válida, ya que, junto al comportamiento aleatorio propio de los entornos en exteriores, para distancias de algunas longitudes de onda, en torno a 40λ , se puede considerar que el proceso físico de dispersión no cambia apreciablemente. Sin embargo, en el interior de edificios la situación es muy distinta, puesto que:

1. Los fenómenos electromagnéticos que ocurren en entornos en interiores pueden modelarse, hasta cierto punto, de forma determinista, debido a que los edificios poseen estructuras geométricas regulares que permiten la identificación de caminos directos, caminos de reflexión o de difracción. Sin embargo, la existencia de mobiliario, puertas, ventanas, cableado, etc. introduce un cierto grado de variabilidad, que permite utilizar los métodos estadísticos.

2. El entorno físico cambia mucho más rápidamente con el movimiento de las antenas, ya que las distancias relativas entre los dispersores y las antenas son pequeñas. Se hace entonces difícil diferenciar claramente entre variaciones a corto y a largo plazo.

3. La longitud de onda, a las frecuencias de trabajo en entornos en interiores, puede llegar a ser comparable con el tamaño de los dispersores.

Estas razones hacen que la hipótesis de que el canal es estacionario en sentido amplio y de dispersión incorrelada sea, cuanto menos, cuestionable en entornos en interiores. A pesar de ello, se ha demostrado que la función de dispersión puede ser empleada de forma válida en ambientes interiores [13, 14], y que arroja información muy valiosa sobre los fenómenos físicos que tienen lugar.

Hay un par de detalles más a tener en cuenta en este tipo de entornos. En primer lugar, la severidad de las posibles interferencias electromagnéticas ocasionadas entre el terminal móvil y los equipos electrónicos del edificio (normalmente abundantes en hospitales, oficinas, laboratorios o industrias). Y, también, hay que tener en cuenta el

tipo de equipos utilizados para comunicaciones en interiores: terminales pequeños y ligeros, consecuentemente de baja potencia, operando en las proximidades del cuerpo humano.

En cualquier caso, ha quedado bastante claro en este capítulo que el estudio del canal radio móvil en el interior de edificios resulta de una complejidad tal que se hace necesario abordar el problema a través de otro tipo de caracterización más simplificada: el modelado.

También, que resulta inevitable acudir a las oportunas campañas de medidas que sirvan tanto para estudiar los fenómenos de propagación más destacados, como para validar los modelos que se propongan.

En el próximo capítulo, se mostrarán las contribuciones más destacadas de los distintos investigadores en estos dos campos, así como las líneas de investigación que actualmente se encuentran abiertas.