

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**  
**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**



**TESIS DOCTORAL**

**Caracterización Experimental y Modelado de Canal  
MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN**

**Autor: Oscar Fernández Fernández**

**Directores: Marta Domingo Gracia y Rafael P. Torres Jiménez**

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la  
obtención del título de Doctor por la Universidad de Cantabria**

**Santander, Mayo de 2007**

# Capítulo 6

## Modelado de canales MIMO

### 6.1 Introducción

Los sistemas de comunicaciones vía radio actuales requieren un profundo análisis de todos los parámetros de diseño y el estudio de la influencia del conjunto de etapas del sistema, para así valorar las prestaciones del mismo. La evaluación del sistema puede llevarse a cabo bien mediante prototipos creados ad hoc, bien mediante simulaciones. Las fases iniciales de diseño son fases de cambios y constantes modificaciones que no son apropiadas para estudiarse mediante prototipos, dado el coste de los mismos. Por este motivo la simulación del sistema juega un papel fundamental en las primeras fases de desarrollo. La realización de las simulaciones depende de la exactitud y simplicidad del modelo de sistema que se utilice. En concreto, para la simulación del canal radio, el modelo de canal debe reproducir fielmente los efectos de propagación que se generan pero además debe ser sencillo de manera que no consuma excesivos recursos computacionales.

Un modelo del canal radio adecuado permitirá adaptar las etapas de ecualización, codificación y modulación del sistema de comunicaciones a las características del mismo, maximizando su calidad, eficiencia espectral así como el rendimiento del sistema. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la valoración de un modelo no solo se mide por su ajuste al canal real. Para que el modelo sea realmente útil hay que tener en cuenta otra serie de factores como la sencillez, la eficiencia computacional o el rango de validez en

un amplio conjunto de escenarios.

El modelado del canal radio permite la reproducción de canales físicos de forma adecuada. En los primeros modelos del canal únicamente se estudiaba la potencia de la señal recibida y la distribución de las variaciones temporales de la amplitud. Con la aparición de los sistemas digitales de banda ancha con transmisión de pulsos, la dispersión temporal se presenta como un efecto fundamental dado que limita la velocidad de transmisión mediante la interferencia entre símbolos (ISI).

En los sistemas de múltiples antenas, donde también se aprovecha el dominio espacial, es importante contemplar las características geométricas del canal: direcciones de llegada y salida, la dispersión angular de dichas direcciones o las características físicas de los arrays de antenas. La influencia de estas características geométricas y físicas se refleja de manera más compacta mediante la correlación espacial entre los distintos subcanales.

El modelo completo de canal SISO debe contemplar los siguientes efectos de propagación [1-3]:

- 1 Desvanecimientos a pequeña escala (*Small scale fading*): dentro de un área local la influencia del efecto multicamino sobre las respuestas al impulso es muy similar. Si se considera cada camino como el conjunto indiscernible de rayos que se suman coherentemente al llegar al receptor en un intervalo de tiempo inferior al inverso del ancho de banda de la medida, se puede modelar la amplitud de cada uno de ellos mediante estadísticas de Rice o Rayleigh. Un modelado típico se realiza mediante líneas de transmisión con diferentes amplitud y retardo en cada uno de los *taps* del modelo.
- 2 Desvanecimientos a media escala (*Mid scale fading*): al cambiar de área local pero manteniendo la distancia con el transmisor es posible que varíe la estadística de los desvanecimientos. Esta variación se suele modelar mediante una distribución lognormal. (*Shadow fading*).
- 3 Desvanecimientos a gran escala (*Large Scale fading*): al aumentar la distancia entre transmisor y receptor por encima del tamaño del área local, las características del canal sufren cambios importantes tanto en los valores medios de señal recibida como en la estadística de los desvanecimientos. La variación de los valores medios se suele presentar mediante expresiones deterministas de la pérdida media (*Path loss*) dependientes de la distancia entre transmisor y receptor y el tipo de escenario.

Cada uno de estos efectos de propagación puede modelarse de manera separada, siendo el modelo completo el conjunto de efectos modelados. Este capítulo se centra en el modelado del desvanecimiento a pequeña escala.

Existen diferentes clasificaciones de los modelos de canal [4]:

### **Modelos de banda ancha o de banda estrecha:**

En función de la relación entre el ancho de banda de coherencia del canal,  $B_c$ , y de la señal,  $B$ , que por él se transmite, el canal se puede considerar como de banda estrecha o de banda ancha. Si  $B_c > B$  el canal se considera de banda estrecha, caracterizado mediante los niveles de potencia y el desvanecimiento multicamino (*multipath fading*). Si  $B_c < B$  el canal se considera de banda ancha y requiere para su caracterización el perfil potencia retardo y la función de autocorrelación en frecuencia.

### **Modelos deterministas o estadísticos**

Los modelos deterministas o específicos del entorno requieren una buena comprensión de los fenómenos físicos subyacentes [1, 3, 5, 6, 8]. Están basados en la teoría de la propagación de ondas electromagnéticas y aunque no requieren extensas campañas de medidas necesitan conocer en mayor detalle el entorno. Estos modelos proporcionan una predicción muy aproximada de la propagación de la señal. En teoría, las ecuaciones de Maxwell proporcionan las características de propagación, sin embargo, dada su complejidad, solo se utilizan en entornos simples. Para el resto de entornos se utilizan modelos aproximados entre los que destacan:

- Trazado de rayos
- Diferencias finitas en el dominio del tiempo
- Método de los momentos

Por su parte, los modelos empíricos o estadísticos [7] están basados en la caracterización estadística de la señal. Son fáciles de implementar, requieren un menor esfuerzo computacional y son menos sensibles a la geometría del entorno [3]. Sin embargo estos modelos requieren de extensas campañas de medida que permitan una completa caracterización del canal.

### **Modelos no físicos o físicos**

Los modelos no físicos describen el canal mediante sus estadísticos de primer y segundo orden, mientras que los modelos físicos construyen un entorno de propagación

realista y caracterizan el canal a partir de la suma de todas las contribuciones de los rayos. Los modelos físicos a su vez podrán desglosarse en estadísticos, modelo de uno o dos anillos [9, 10] o distribución angular de Von Mises [11] y deterministas como los utilizados en los métodos de trazado de rayos.

En este capítulo se propone un modelo estadístico de canal basado en líneas de retardo TDL (*Tapped delay line*) adecuado para reproducir el comportamiento del canal en el área local. El modelo de líneas de retardo es uno de los más ampliamente utilizados para generar modelos discretos en el tiempo paso bajo equivalentes de canales multicamino. Los principales estándares y proyectos como el 3Gpp [12], el TGn del estándar IEEE 802.11 [13], Hyperlan/2 [14] o los nuevos estándares para enlaces de comunicaciones fijos y móviles IEEE 802.16 [15] y 802.20 [16] disponen de modelos TDL para reproducir el comportamiento del canal multicamino.

El modelado mediante TDL permite reproducir, mediante líneas de retardo, canales multicamino de una entrada y una salida, SISO. Los modelos TDL propuestos están basados en [17], una simplificación de los modelos TDL tradicionales que, manteniendo su fidelidad, minimiza el número de *taps* necesarios para modelar el canal. El modelo únicamente requiere conocer la amplitud media de los *taps*, su correspondiente retardo y el factor  $K$  de la distribución de Rice que sigue las variaciones en amplitud de cada *tap*. En este capítulo, se presentan novedosos modelos de canal SISO en escenarios que están suscitando gran interés, los escenarios exteriores-interiores. A diferencia de los escenarios interiores o exteriores este tipo mixto de escenarios ha recibido menor atención tanto en su caracterización como en su modelado.

Otra de las principales contribuciones presentadas en esta memoria es la ampliación de este modelo de canal SISO a un modelo de canal MIMO que, además de tener en cuenta las características del canal SISO, reproduce la relación estadística entre los *taps* de los diferentes subcanales que lo conforman, es decir, añade un parámetro más al modelo: la correlación espacial. Los modelos de canal MIMO presentados en esta memoria, a diferencia de otros presentados en la literatura, tienen la ventaja de ser sencillos pero eficientes en el modelado de la capacidad del canal.

En este capítulo además de desarrollar el modelado y presentar los correspondientes modelos de canal SISO y MIMO de los escenarios medidos también se verifica su bondad comparando las características temporales, frecuenciales y la eficiencia espectral máxima del canal medido con las correspondientes a las del canal modelado, a diferencia de publicaciones, [29, 30], que únicamente presentan de manera teórica el modelo sin comparar con medidas reales de canal.

La estructura del capítulo está dispuesta de la siguiente manera. En primer lugar se describirá el modelo de canal para canales SISO basado en líneas de retardo, los parámetros que describen el modelo y el proceso utilizado para obtener dichos parámetros a partir de las medidas de canal realizadas. Además de presentar el modelo de canal, también se presentará el método para obtener realizaciones de dicho canal a partir de los parámetros que describen el modelo. Se presentarán los modelos TDL de canales SISO en cada uno de los escenarios evaluados y se comprobará la bondad del método comparando los parámetros temporales y frecuenciales de las medidas con los del modelo.

Una vez desarrollado el modelo de canal SISO, éste se ampliará a un modelo de canal MIMO, incorporando la correlación espacial entre subcanales. La validación del modelo de múltiples antenas se realiza comparando la eficiencia espectral obtenida en las medidas y en las realizaciones del modelado. Se compararán la función de probabilidad acumulada de la capacidad obtenida a partir de las medidas con la obtenida a partir del modelo. Además, se comparará de manera cuantitativa el error relativo cometido en la obtención de la capacidad media y la capacidad outage 10%.

Se verá que los resultados obtenidos presentan un buen ajuste del modelo al comportamiento del canal SISO, temporal y frecuencialmente, así como al del canal MIMO. Estos modelos permitirán reproducir el comportamiento del canal en escenarios de diferentes características de manera sencilla y eficiente.

## 6.2 Modelado de canales SISO

El modelo de líneas de retardo es uno de los modelos más ampliamente utilizado para generar modelos discretos paso bajo equivalentes en el tiempo de canales multicamino [3, 12-18, 20, 21, 28]. Este modelo representa cada uno de los caminos de propagación mediante una línea de retardo, también conocida por su termino inglés *tap*, con un retardo  $\tau_k$  y ganancia compleja  $a_k$ . La Figura 6.1 presenta la combinación de dichos *taps* con sus retardos y amplitudes mediante un modelo de líneas de retardo de  $L$  *taps*.

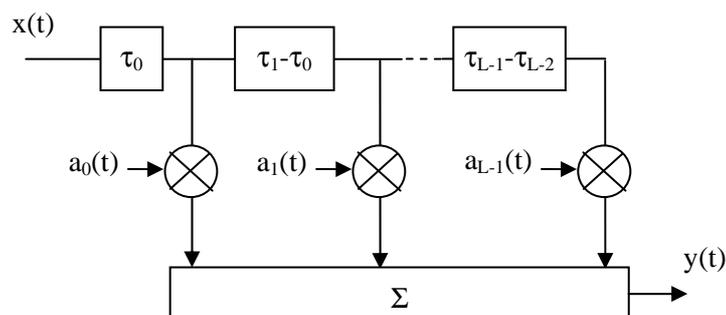


Figura 6.1. Esquema del modelo de canal basado en líneas de retardo (TDL)

Considerando el canal como un filtro lineal variante en el tiempo, éste se puede interpretar como la suma de diferentes ecos con su propio retardo y amplitud compleja asociada (6.1).

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (6.1)$$

donde  $\tau$  es el retardo temporal y  $t$  la dependencia temporal del canal. El canal radio suele considerarse estacionario en sentido amplio y con desvanecimientos entre *taps* incorrelados: canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*)[19].

La función de transferencia se obtiene a partir de la transformada de Fourier de la respuesta al impulso:

$$H(f) = \mathfrak{F}(h(\tau)) = \frac{1}{L} \sum_{\tau=\tau_0}^{\tau=\tau_{L-1}} \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cdot \delta(\tau - \tau_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau} = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (6.2)$$

El modelo TDL queda definido por el conjunto de retardos  $\{\tau_i\}$  y el conjunto de ganancias complejas  $\{a_i\}$ . Según la naturaleza del canal, estos parámetros pueden ser deterministas o estadísticos, y pueden obtenerse de manera empírica o mediante la teoría de la propagación.

Los parámetros  $\{\tau_i\}$  y  $\{a_i\}$  puede obtenerse de diversas maneras. Pätzold en [20] presenta cuatro métodos distintos de calcular los parámetros que modelan del PDP promedio, tres deterministas y uno estadístico.

- El primer método MED (*Method Equal Distances*) asume  $L$  *taps* equiespaciados con  $\Delta\tau = \tau_{\max}/(L-1)$ . Así el valor del *tap*  $i$ -ésimo será la suma de las componentes del perfil potencia retardo promedio en el intervalo temporal  $[\tau_i - \Delta\tau/2, \tau_i + \Delta\tau/2)$ .
- El segundo método, MSEM (*Mean Square Error Method*) determina las ganancias que minimizan el error cuadrático medio procedente de la diferencia entre la correlación frecuencial real y la correlación frecuencial obtenida mediante el modelo TDL. Los retardos de los *taps* se obtienen igual que en MED.
- El tercer método, LPNM (*L<sup>p</sup> Norm Method*) obtiene, mediante algoritmos de optimización, los retardos y ganancias que minimicen una cierta función de coste, la cual depende de las funciones de autocorrelación frecuencial real y modelada. De esta manera se obtienen separaciones entre *taps* diferentes mejorando el resultado del modelado.

- El cuarto método, MCM (Método de Monte Carlo) genera los retardos de acuerdo a una función de densidad de probabilidad dada. En este caso todos los *taps* tienen la misma amplitud  $a_i=1/\sqrt{L}$

El método con mejores resultados es el LPNM dado que no utiliza *taps* equidistantes. Sin embargo introduce un mayor grado de complejidad.

Por su parte Mohr [17] y posteriormente otros autores como Zhao [21] proponen la generación del modelo TDL de manera similar al modelo MED de Patzold pero utilizando separaciones entre *taps* diferentes. Es un modelo sencillo que resuelve la limitación de *taps* equidistantes. Dada su sencillez y eficiencia, los modelos desarrollados en este trabajo se basan en [17] y [21].

### 6.2.1 Proceso de obtención del modelo de canal

El modelo de canal basado en líneas de retardo se define mediante dos conjuntos de parámetros, los retardos asociados a cada *tap*  $\{\tau_i\}$  y la ganancia compleja del canal asignada a cada *tap*  $\{a_i\}$ . Dada la naturaleza aleatoria de los canales, la ganancia compleja de cada *tap* también será una variable aleatoria. La amplitud de dicha ganancia sigue una distribución de Rice; la ganancia compleja puede modelarse mediante su valor medio y el parámetro  $K$  de la distribución de Rice. Por tanto, el modelado de un sistema SISO mediante TDL se realiza mediante cuatro parámetros:

- Número de *taps* -  $N_{taps}$
- Valor medio de cada *tap* -  $\{m_i\}$
- Parámetro  $K$  de la distribución de Rice que sigue cada *tap*  $\{K_i\}$
- Retardo de cada *tap*  $\{\tau_i\}$

La obtención de estos parámetros se realiza de manera empírica a través de las medidas de canal en banda ancha descritas en el capítulo 3. Las realizaciones de canal medidas son funciones de transferencia  $H(n\Delta f)$  de 250 MHz de ancho de banda y con 400 tonos frecuenciales. En cada área local se considera a los distintos subcanales del canal MIMO medido como realizaciones del mismo canal SISO. Así, en cada área local, el modelado se realiza sobre 4 canales SISO en 16 posiciones y con 2 orientaciones por posición, es decir, utilizando  $M=128$  realizaciones del canal. A dichas realizaciones se les aplica un procesamiento previo, descrito detalladamente en el apartado 3.4.2.2 del capítulo 3, para minimizar la influencia del ruido, reducir la influencia del lóbulo secundario (*sidelobe leakage*) en el dominio temporal y normalizar todas las respuestas al impulso.

El modelo TDL se genera, a partir de cada una de las realizaciones de la respuesta al impulso ya procesadas, agrupando un conjunto de las componentes de la respuesta al impulso en *taps*. Un buen compromiso entre simplicidad del modelo, fidelidad del mismo y el ancho de banda de la respuesta frecuencial se obtiene considerando 4 ó 5 muestras por *tap* ( $D$ ).

El valor instantáneo de cada *tap* puede obtenerse de diferentes formas, dependiendo de la interpretación que adquiere el *tap* dentro del modelo.

- Si se interpreta que cada *tap* representa la llegada de  $D$  componentes en el mismo intervalo de tiempo se asume que la agrupación es la suma coherente de dichas componentes. Así el valor del *tap*  $k$ -ésimo de la respuesta al impulso  $i$ -ésima se obtiene como:

$$\bar{h}_i(\tau_k) = \sum_{n=(k-1)D}^{kD-1} h_i(\tau_n) \quad (6.3)$$

- Si se interpreta que el *tap* representa el promedio de las  $D$  componentes agrupadas, se calcula como [21]:

$$\bar{h}_i(\tau_k) = \frac{1}{D} \sum_{n=(k-1)D}^{kD-1} h_i(\tau_n) \quad (6.4)$$

Para facilitar el método de modelado, a las componentes de ruido que se encuentren por debajo del umbral de corte aplicado se las asigna un valor cero. Además, si el número de muestras de  $h_i(\tau)$  no es un múltiplo entero de  $D$ , se añaden ceros al final del vector respuesta al impulso  $h_i(\tau)$ . Esta forma de procesado contribuye a que la agrupación en *taps* de la respuesta al impulso proporcione una serie de *taps* con la respuesta del canal, pero también un gran número de *taps* de valor cero formadas por las componentes por debajo del umbral.

La estadística de cada *tap* se obtiene a partir del conjunto de respuestas al impulso  $\bar{h}_i(\tau_k)$ , con  $k=0, \dots, N_{tap_i}$  e  $i=1, \dots, M$ , con  $M=128$ . Dado que la amplitud de los *taps* sigue una distribución de Rice, la estadística del módulo y de la fase de cada *tap* estarán relacionadas a partir del parámetro  $K$  de la distribución de Rice. La caracterización de la fase se realiza mediante el parámetro  $K$  de Rice, mientras que la magnitud se modela a partir de su valor medio y por el parámetro  $K$ .

El valor medio de la magnitud del *tap*  $k$ -ésimo se calcular como:

$$m_k = E_i \left[ \left| \bar{h}_i(\tau_k) \right| \right] = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left| \bar{h}_i(\tau_k) \right| \quad (6.5)$$

mientras que el parámetro  $K$  de la distribución de Rice que sigue las variaciones en la amplitud del *tap*  $k$ -ésimo se calcula mediante la expresión (6.6) [22],[23].

$$\frac{E[r]}{\sqrt{E[r^2]}} = \frac{E \left[ \left| \bar{h}_i(\tau_k) \right| \right]}{\sqrt{E \left[ \left| \bar{h}_i(\tau_k) \right|^2 \right]}} = e^{-\frac{K_k}{2}} \sqrt{\frac{\pi}{4(K_k+1)}} \left[ (1+K_k)I_0\left(\frac{K_k}{2}\right) + K_k I_1\left(\frac{K_k}{2}\right) \right] \quad (6.6)$$

Todos los *taps* de media cero, es decir, todos los formados por muestras de la respuesta al impulso que se encontraban por debajo del umbral de ruido, se eliminan. De esta manera se pasa de un número bruto de 80 *taps* (con  $D=5$  y 400 muestras por respuesta al impulso) a un número neto de *taps* bajo, 5-20 *taps*.

Los retardos de cada *tap* se pueden calcular de dos maneras diferentes:

- Asumiendo que los retardos están equiespaciados. Así, para una respuesta al impulso con separación entre retardos de  $\Delta\tau$  al agrupar  $D$  muestras por *tap* la separación entre *taps* será de  $\Delta\tau D$ . Por tanto el retardo  $k$ -ésimo se obtiene según (6.7).

$$\tau_k = \Delta\tau \cdot D \cdot k \quad (6.7)$$

- No asumiendo que están equiespaciadas sino que se pondera el valor de los retardos según el valor del perfil potencia retardo promedio [21]:

$$\tau_k = \frac{\sum_{n=(k-1)D}^{kD-1} \tau_n \cdot PDP_{prom}(\tau_n)}{\sum_{n=(k-1)D}^{kD-1} PDP_{prom}(\tau_n)} \quad (6.8)$$

siendo el perfil potencia retardo promedio,  $PDP_{prom}$ , la media aritmética de todos los perfiles retardo potencia instantáneos.

$$PDP_{prom}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M PDP_i(\tau) \quad (6.9)$$

Se ha optado por la segunda manera, dado que la suma ponderada refleja de forma más realista la importancia de cada uno de los retardos que se suman y además elimina la imposición de *taps* equiespaciados.

Para simplificar el modelo se eliminan todos aquellos *taps* cuya contribución es mínima. En concreto se eliminan todos los *taps* cuya aportación sea inferior al 2% del voltaje total de la respuesta impulsiva del modelo.

## 6.2.2 Reproducción de canales modelados

Para comprobar la bondad del modelo se generan realizaciones de canal siguiendo dichos modelos. Cada realización se genera siguiendo los pasos descritos a continuación.

En primer lugar se determina para cada *tap* los parámetros  $\sigma_k$  y  $\nu_k$  con  $k=1, \dots, L$  de la distribución de Rice a partir de las expresiones (3.8) y (3.9) del capítulo 3.

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{m_k \cdot e^{\left(\frac{K_k}{2}\right)}}{(1 + K_k) I_0\left(\frac{K_k}{2}\right) + K_k I_1\left(\frac{K_k}{2}\right)} \quad (6.10)$$

$$\nu_k = \sqrt{2\sigma_k^2 K_k} \quad (6.11)$$

Así, el módulo de la realización  $i$ -ésima del *tap*  $k$ -ésimo se genera según (6.12).

$$|h_i(\tau_k)| = \sqrt{(\sigma_k a_1 + \nu_k)^2 + (\sigma_k a_2)^2} \quad (6.12)$$

donde  $a_1$  y  $a_2$  son realizaciones de variables aleatorias gaussianas de media cero y ganancia unidad.

Al presentar la amplitud de los *taps* una estadística tipo Rice, las variaciones en fase y en amplitud están relacionadas a través del parámetro  $K$ . Así la fase de cada *tap*,  $\phi_k = \arg(h_i(\tau_k))$ , sigue la distribución presentada en (6.13) [24, 25 pag. 712, 26].

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} e^{-K} \left[ 1 + \sqrt{\pi K} \cos(\phi) e^{K \cos^2(\phi)} \left( 1 + \operatorname{erf}(\sqrt{K} \cos(\phi)) \right) \right] \quad (6.13)$$

donde  $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ .

Cuando  $K=0$ , es decir, cuando la envolvente sigue una distribución tipo Rayleigh, la fase es independiente de la amplitud y sigue una distribución uniforme en el rango  $[0, 2\pi)$ .

Cada realización de la fase se obtiene como:

$$\phi_{h_i}(\tau_k) = \text{atan}\left(\frac{\sigma_k a_2}{\sigma_k a_1 + v_k}\right) = \text{atan}\left(\frac{a_2}{a_1 + \sqrt{2K_k}}\right) \quad (6.14)$$

donde  $a_1$  y  $a_2$  son las mismas realizaciones de variables aleatorias gaussianas de (6.12) usadas para modelar la amplitud.

Así la realización  $i$ -ésima del  $\text{tap}$   $k$ -ésimo se genera según (6.15).

$$h_i(\tau_k) = v_k + \sigma_k a_1 + j\sigma_k a_2 \quad (6.15)$$

Dado que la separación entre  $\text{taps}$  es mayor que el inverso del ancho de banda del canal medido, la respuesta frecuencial sufrirá una limitación en banda y el modelo tendrá un ancho de banda menor. Al agrupar 5 muestras en cada  $\text{tap}$ ,  $D=5$ , la separación entre  $\text{taps}$  es aproximadamente  $\Delta\tau=5/250\text{MHz}$  y por tanto el ancho de banda del modelo se limita a  $\Delta\tau^{-1} = 50 \text{ MHz}$ .

A partir de los parámetros que definen el modelo se puede extraer los parámetros temporales que definen el comportamiento del canal, es decir, el PDP promedio, retardo medio y dispersión media del retardo.

Según la expresión (6.9), el perfil potencia retardo promedio se obtiene como el valor esperado de los PDP instantáneos. Así, en el modelo propuesto, el PDP promedio se obtiene como:

$$PDP_{prom}(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M PDP_i(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_{\text{taps}}} |h_k^i|^2 \delta(\tau - \tau_k) \quad (6.16)$$

El PDP promedio en el retardo  $k$ -ésimo se obtiene como el valor esperado de una variable aleatoria tipo Rice elevada al cuadrado, es decir, el valor cuadrático medio. Aplicando la expresión (3.9), el valor del PDP promedio en el retardo  $k$ -ésimo se puede

obtener a partir de los parámetros  $K_k$  y  $\sigma_k$  de la distribución de Rice del correspondiente tap:

$$PDP_{prom}(\tau_k) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 = E[|h_k^i|^2] = 2\sigma_k^2 (K_k + 1) \quad (6.17)$$

Así el perfil potencia retardo promedio se puede obtener según (6.18).

$$PDP_{prom}(\tau) = \sum_{k=1}^{Ntaps} 2\sigma_k^2 (K_k + 1) \delta(\tau - \tau_k) \quad (6.18)$$

A partir del retardo potencia promedio es posible obtener el retardo medio (6.19) y la dispersión media del retardo (6.20) del canal modelado.

$$\tau_{med} = \frac{\sum_{k=1}^{Ntaps} 2\sigma_k^2 (K_k + 1) \tau_k}{\sum_{k=1}^{Ntaps} 2\sigma_k^2 (K_k + 1)} \quad (6.19)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{Ntaps} 2\sigma_k^2 (K_k + 1) \tau_k^2}{\sum_{k=1}^{Ntaps} 2\sigma_k^2 (K_k + 1)} - (\tau_{med})^2} \quad (6.20)$$

### 6.2.3 Modelos de canal TDL

En este apartado se presentan los modelos basados en líneas de retardo para canales SISO obtenidos a partir de las medidas de canal realizadas en los diferentes escenarios interiores, exteriores y mixtos. Estos modelos quedan definidos por cuatro parámetros: el número de *taps*, su retardo, valor medio y parámetro  $K$  de la distribución de Rice que sigue las variaciones de la amplitud de cada *tap*.

#### Escenarios interiores

Dentro de los escenarios de interiores se ha obtenido el modelo de canal tanto para el entorno Hall como para el escenario de oficinas. Dado el carácter más diáfano del escenario Hall su correspondiente modelo TDL requiere de 10 *taps*, Tabla 6.1, frente a los 7 *taps* del escenario oficinas que presenta mayor número de obstáculos y éstos están situados más próximos al receptor. En ambos escenarios, los desvanecimientos del primer

*tap* siguen una distribución de Rice con parámetro  $K=7$  para el Hall y  $K=2$  para el escenario de oficinas. La amplitud del resto de *taps* sigue una distribución de tipo Rayleigh.

El escenario Hall presenta un primer *tap* cuya amplitud destaca sobre el resto y a continuación dos *taps* con amplitud unos 13 dB por debajo del primero, Figura 6.2a. A partir del tercer *tap* la amplitud desciende de manera suave, llegando a componentes con un retardo entorno a 180 ns y con una amplitud 28 dB por debajo del *tap* principal. Para el escenario de oficinas, la caída de la amplitud en función del retardo presentada en la Figura 6.2b es más pronunciada desde el primer *tap*, presentando para el retardo de 87 ns una amplitud de 33 dB por debajo del *tap* principal, mucho menor que para el hall.

Tap		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Hall	<i>K Rice</i>	7	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Media (dB)	0.0	-12.3	-13.0	-19.7	-22.6	-24.4	-26.2	-26.1	-29.6	-28.0
	Delay (ns)	4	31	47	68	87	108	127	149	166	187
Oficinas	<i>K Rice</i>	2	0	0	0	0	0	0	-	-	-
	Media (dB)	0.0	-13.4	-21.7	-27.2	-33.1	-29.1	-28.9	-	-	-
	Delay (ns)	4	26	46	66	87	124	144	-	-	-

Tabla 6.1. Modelos TDL de canal para el área LOS en ambos Escenarios

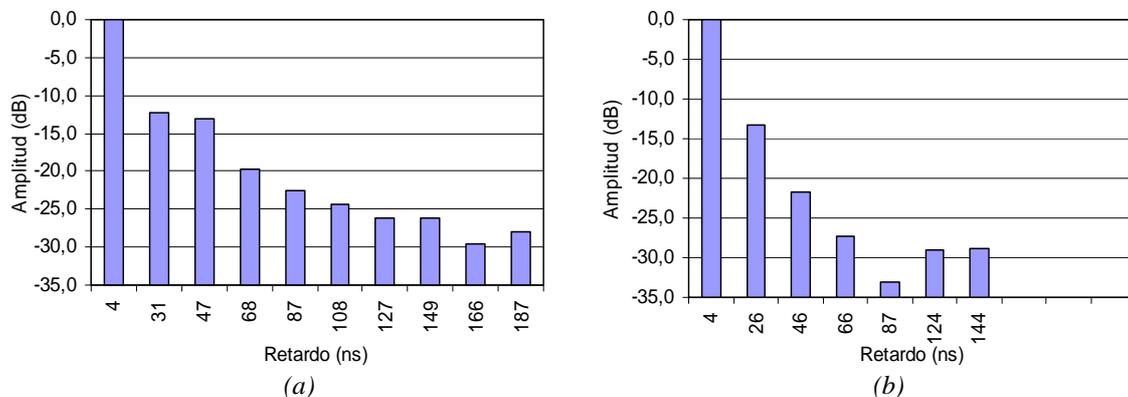


Figura 6.2. Medias y retardos de los taps del modelo de canal del área LOS en el escenario Hall (a) y en el escenario oficinas (b)

Para los escenarios NLOS el modelo TDL de ambos escenarios, Tabla 6.2, mantiene un número de *taps* similar al área anterior, 11 para el escenario hall y 5 para el de oficinas. El primer *tap* en ambos escenarios sigue manteniendo una distribución tipo Rice, con  $K$  entre 3 y 4 mientras que la amplitud del resto sigue una distribución tipo Rayleigh. El escenario hall presenta una caída suave a partir del segundo *tap* hasta llegar a retardos entorno a 150 ns donde la amplitud se mantiene estable entorno a 23 dB por debajo del principal. Por su parte, en el escenario de oficinas, se observa una caída suave a partir del segundo *tap* que se va incrementando al aumentar el retardo.

Tap		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Hall	K Rice	3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Media (dB)	0.0	-9.6	-14.0	-17.7	-19.7	-20.3	-22.1	-23.7	-22.8	-22.0	-24.9
	Delay (ns)	5	27	48	67	87	108	127	148	169	189	205
Oficinas	K Rice	4	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-
	Media (dB)	0.0	-10.1	-12.0	-15.5	-21.5	-	-	-	-	-	-
	Delay (ns)	5	27	48	66	87	-	-	-	-	-	-

Tabla 6.2. Modelos TDL de canal para el área NLOS en ambos Escenarios

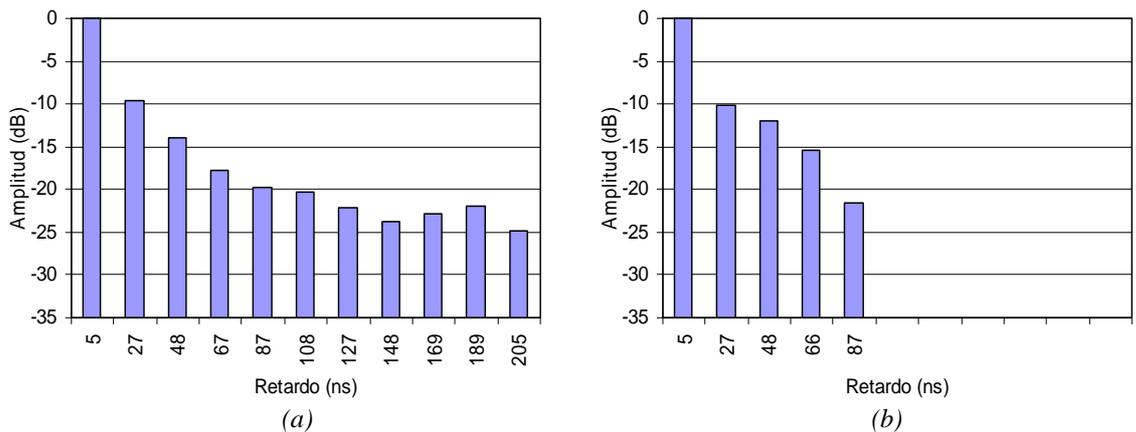


Figura 6.3. Medias y retardos de los taps del modelo de canal del área NLOS en escenario Hall (a) y escenario oficinas (b)

### Escenarios exteriores - interiores

La caracterización del canal en banda ancha ha mostrado que los escenarios mixtos estudiados pueden agruparse en dos escenarios tipo: escenario abierto y escenario cerrado. El escenario abierto es aquel con pocos obstáculos entorno al receptor mientras que el escenario cerrado presenta mayor número de elementos dispersores y éstos se encuentran próximos al receptor.

Para las áreas LOS, ambos escenarios presentan un comportamiento similar dado que la influencia de las componentes que proceden del exterior es mayor que las procedentes del *scattering* en el propio entorno. Para las situaciones sin línea de vista la situación varía, presentando un comportamiento diferente según sea el escenario abierto o cerrado. En el escenario cerrado se agrupan las medidas de los escenarios laboratorio y oficinas, mientras que los resultados del salón de actos representarán el escenario abierto.

Por tanto, solo se requiere la definición de 5 modelos para reproducir el comportamiento de los desvanecimientos a pequeña escala en enlaces BFWA en escenarios exteriores-interiores para diferentes áreas locales de recepción.

El modelo del área LOS se genera agrupando las medidas de las áreas LOS de los tres escenarios. El modelo obtenido para esta área queda definido por cinco *taps*, Tabla 6.3 y Figura 6.4. Los *taps* 2-4 presentan una amplitud media entre 20-25 dB por debajo del *tap* principal, con una caída muy lenta a medida que aumenta el retardo.

<i>Tap</i>	1	2	3	4	5
<i>K</i> Rice	0	0	0	0	0
Media (dB)	0	-21.1	-22.3	-25.4	-37.4
Delay (ns)	3	27	49	64	86

Tabla 6.3. Modelo TDL del canal del área LOS

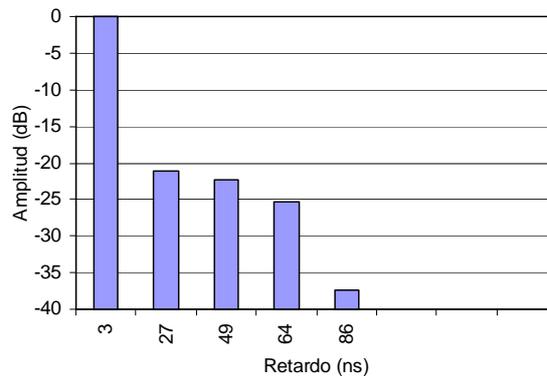


Figura 6.4. Medias y retardos de los *taps* del modelo de canal del área LOS

La Tabla 6.4 presenta los modelos de canal para áreas NLOS en ambos escenarios. Se observa como las características físicas del entorno requieren un número mayor de *taps* para modelar el escenario abierto, mientras que el cerrado se modela únicamente con 5 *taps*. En ambos escenarios, la amplitud de los *taps* sigue una distribución de Rayleigh excepto el primer *tap* del escenario abierto que sigue una distribución de Rice con  $K=4$ . La diferencia entre el *tap* principal y los siguientes ya no es tan pronunciada como en el área anterior, debido a que las componentes principales (rayo directo y primeras reflexiones) se han atenuado por penetración en el edificio. Ambos modelos presentan un segundo *tap* unos 12 dB por debajo del principal y a partir de éste un rápido descenso lineal de la amplitud en función del retardo (Figura 6.5).

<i>Tap</i>		1	2	3	4	5	6	7	8
Escenario Cerrado	<i>K</i> Rice	0	0	0	0	0	-	-	-
	Media (dB)	0	-11.5	-15.7	-21.6	-28.6	-	-	-
	Delay (ns)	5	27	47	66	86	-	-	-
Escenario Abierto	<i>K</i> Rice	4	0	0	0	0	0	0	0
	Media (dB)	0	-12.0	-17.6	-20.5	-20.0	-24.3	-30.3	-31.7
	Delay (ns)	5	27	47	68	88	106	126	408

Tabla 6.4. Modelos TDL de canal para el área NLOS en Ambos Escenarios

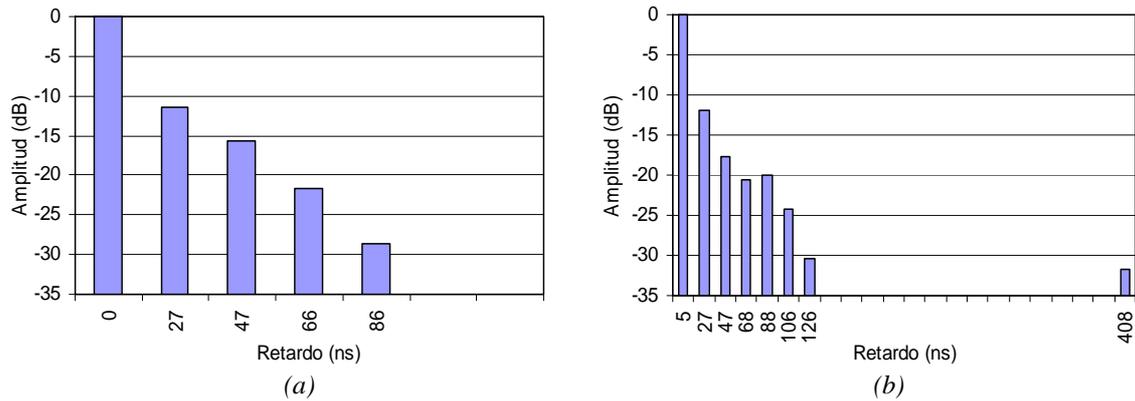


Figura 6.5. Medias y retardos de los taps del modelo de canal del área NLOS en el escenario cerrado (a) y escenario abierto (b).

Por último, la Tabla 6.5 presenta los modelos de canal para el área Hard-NLOS en los dos escenarios. Para ambos escenarios, al igual que en el área NLOS, los modelos presentan diferencias entre el primer *tap* y los demás menos acusadas. La estadística de los desvanecimientos muestra que todos los *taps* tienen un comportamiento tipo Rayleigh excepto los primeros, que son de tipo Rice con valor de  $K=3$  en el escenario cerrado y 4 en el escenario abierto. Nuevamente, el modelo del escenario abierto presenta *taps* con retardos temporales muy elevados, 750 y 765 ns. Aunque presentan una amplitud baja, unos 30 dB por debajo del *tap* principal, el retardo tan elevado influye notablemente en el cálculo de los parámetros temporales, por lo que no es correcto despreciarlo.

Tap		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Escenario Cerrado	K Rice	3	0	0	0	0	-	-	-	-	-
	Media (dB)	0	-8.8	-11.8	-16.7	-21.7	-	-	-	-	-
	Delay (ns)	5	28	47	67	87	-	-	-	-	-
Escenario Abierto	K Rice	4	0	1	0	0	0	0	0	0	0
	Media (dB)	0	-9.8	-13.2	-15.6	-18.6	-22.9	-29.7	-31.8	-31	-27.3
	Delay (ns)	5	28	48	67	86	107	126	148	753	765

Tabla 6.5. Modelos TDL de canal para el área HNLOS en Ambos Escenarios

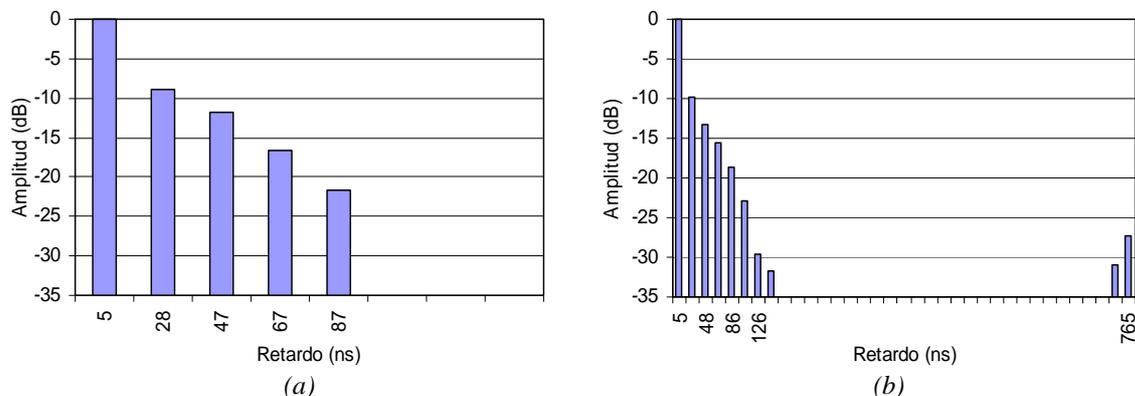


Figura 6.6. Medias y retardos de los taps del modelo de canal del área HNLOS en (a) escenario cerrado y (b) escenario abierto

### 6.2.4 Validación de los Modelos TDL SISO

Una vez generados los modelos de canal se estudia el grado de ajuste a los canales medidos, comparando los parámetros temporales y frecuenciales de los canales generados con los canales medidos. A través de las realizaciones de canal, generadas a partir del modelo, se calculan sus correspondientes parámetros temporales, retardo medio,  $\tau_{\text{med}}$  y dispersión media del retardo,  $\sigma_{\tau}$  así como la función de distribución acumulada complementaria (CCDF) de dichos parámetros. El estudio de la bondad del modelo en el dominio del tiempo se realiza de manera gráfica, comparando las CCDF del retardo medio y la dispersión media del retardo y de forma numérica comparando el valor medio y desviación típica de los parámetros  $\tau_{\text{med}}$  y  $\sigma_{\tau}$  medidos y modelados. Los valores temporales medios del modelo pueden obtenerse a partir de las realizaciones de canal o a través de las expresiones (6.19) y (6.20).

La validación del modelo en el dominio de la frecuencia se realiza a partir de la comparación gráfica de la función de correlación en frecuencia modelada con la correspondiente del canal medido. Al agruparse las componentes de la respuesta al impulso en *taps* se reduce el ancho de banda de la respuesta en frecuencia del modelo. La comparación del comportamiento del modelo con el del canal medido en el dominio frecuencial se realiza únicamente en el ancho de banda del modelo, que en este caso es de 50 MHz.

#### Escenarios interiores

En los escenarios interiores, los modelos de canal presentados muestran un comportamiento temporal y frecuencial ajustado al comportamiento del canal medido en cada escenario y para cada área. Las Figuras 6.7, 6.8, 6.10 y 6.11 muestran las funciones de distribución acumulada del retardo medio y la dispersión media del retardo tanto del canal medido como del modelado. Estos resultados temporales se completan con la Tabla 6.6 que presenta los valores medios y desviaciones típicas de ambos parámetros en ambos escenarios.

En el escenario Hall se observa, en las Figuras 6.7 y 6.8, como los parámetros temporales del modelo se ajustan adecuadamente a los medidos. Numéricamente, Tabla 6.6, la comparación de los valores medios y desviaciones típicas de los parámetros medidos con los modelados muestra gran similitud entre ambos. El mayor error se produce en el retardo medio, donde el modelo en ambas áreas es más pesimista, presentando valores de retardo medio superiores a los de las medidas.

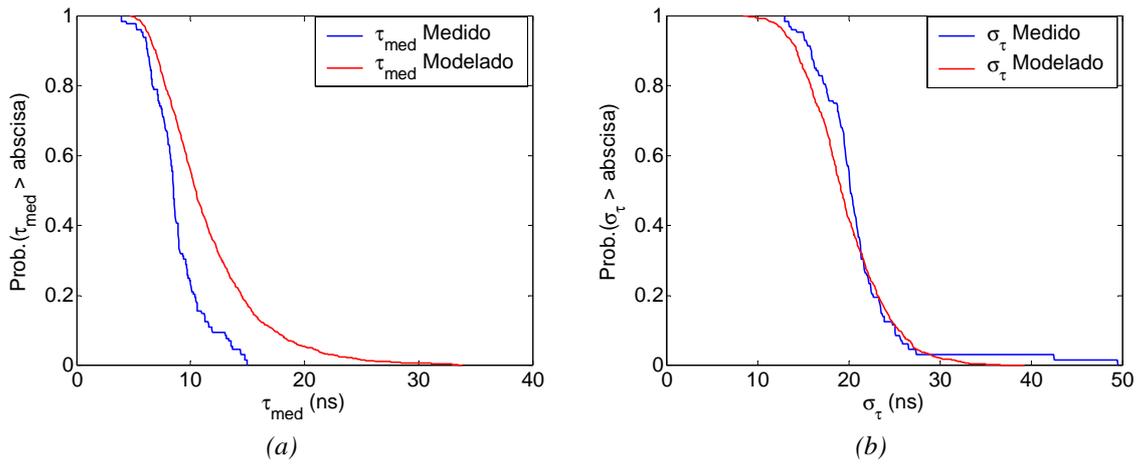


Figura 6.7. CCDF de los parámetros temporales de los canales medidos y generados en el área LOS del escenario hall, (a) retado medio y (b) dispersión media del retardo

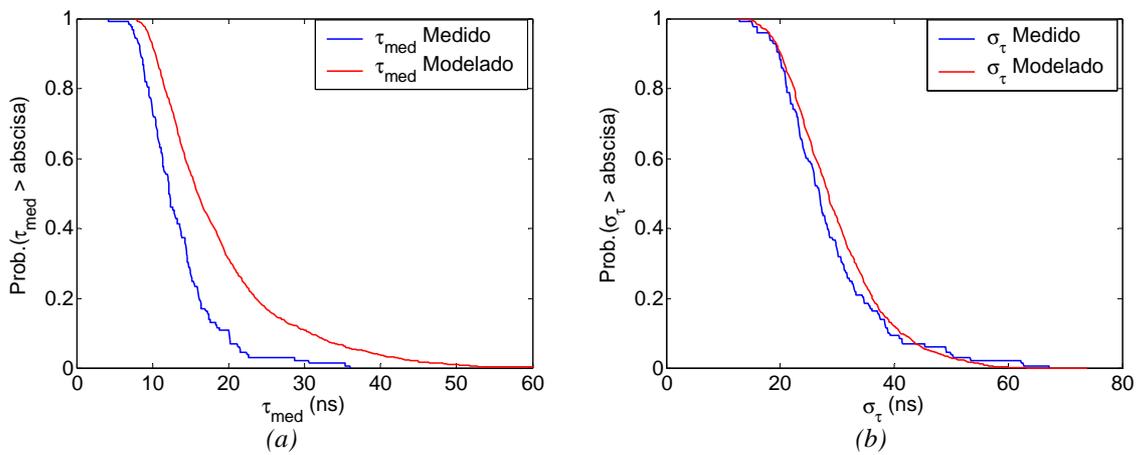


Figura 6.8. CCDF de los parámetros temporales de los canales medidos y generados en el área NLOS del escenario hall, (a) retado medio y (b) dispersión media del retardo

Desde el puntos de vista frecuencial, se observa como la correlación frecuencial presentada por los modelos propuestos es ligeramente menor que la presentada por las medidas, principalmente para el área LOS

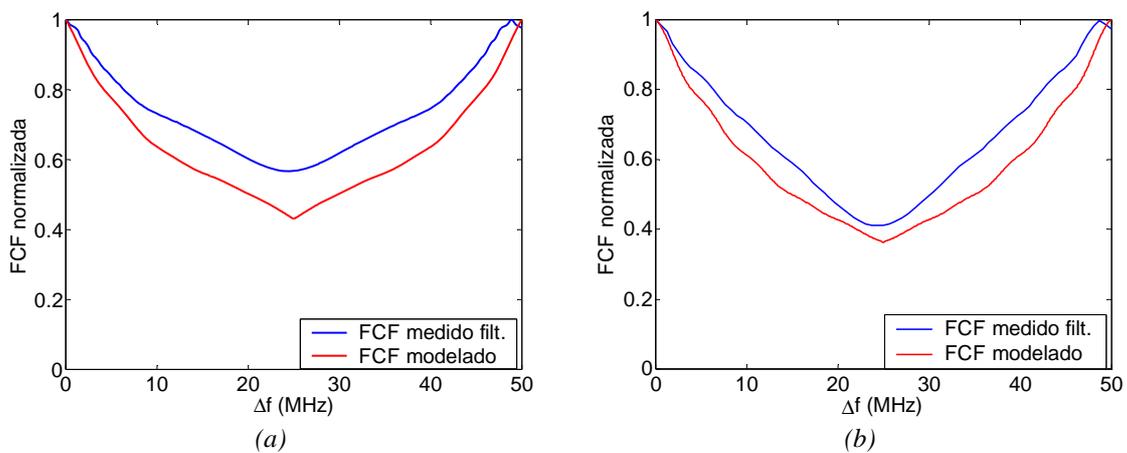


Figura 6.9. FCF promedio de los canales medidos y generados en el escenario Hall en el área (a) LOS y (b) NLOS.

			$\tau_{med}$ (ns)		$\sigma_{\tau}$ (ns)	
			Media	Desviación típica	Media	Desviación típica
Hall	Área LOS	Medida	8.8	2.3	20.9	5.5
		Modelado	11.9	5.3	20.2	5.2
	Área NLOS	Medida	13.4	5.1	28.8	9.6
		Modelado	18.8	9.3	29.8	8.8
Oficinas	Área LOS	Medida	7.0	3.5	16.1	5.8
		Modelado	7.4	4.3	11.3	5.4
	Área NLOS	Medida	9.8	3.7	16.4	4.9
		Modelado	13.3	6.0	16.2	4.2

Tabla 6.6. Comparación parámetros temporales de canales medidos y modelados en interiores

En el escenario de oficinas se observa, de nuevo, como el ajuste de los parámetros es bueno, tanto en el comportamiento de las curvas como en sus valores medios. Las mayores desviaciones se presentan en las figuras 6.10b y 6.11a, aunque los parámetros medidos y modelados muestran tendencias similares y valores medios próximos.

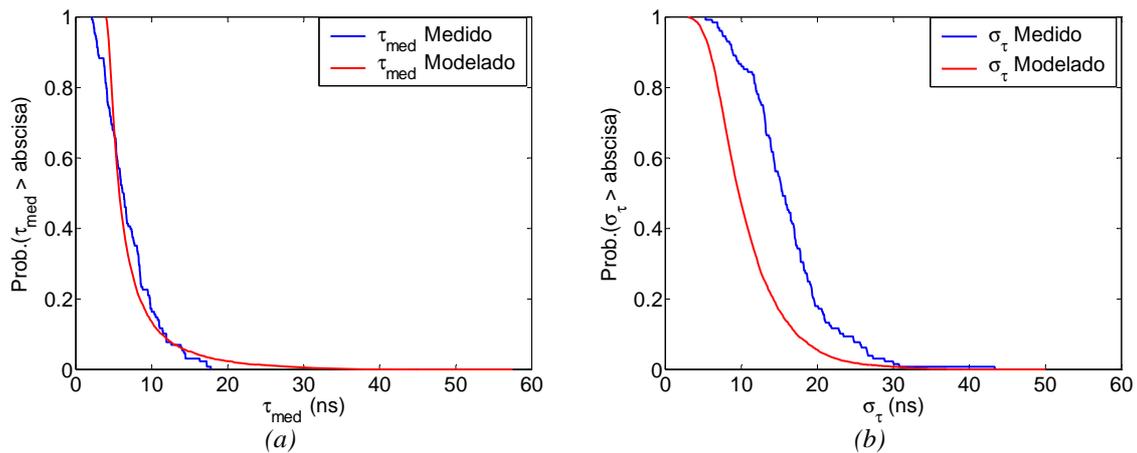


Figura 6.10. CCDF de los parámetros temporales de los canales medidos y generados en el área LOS del escenario de oficinas, (a) retado medio y (b) dispersión media del retardo

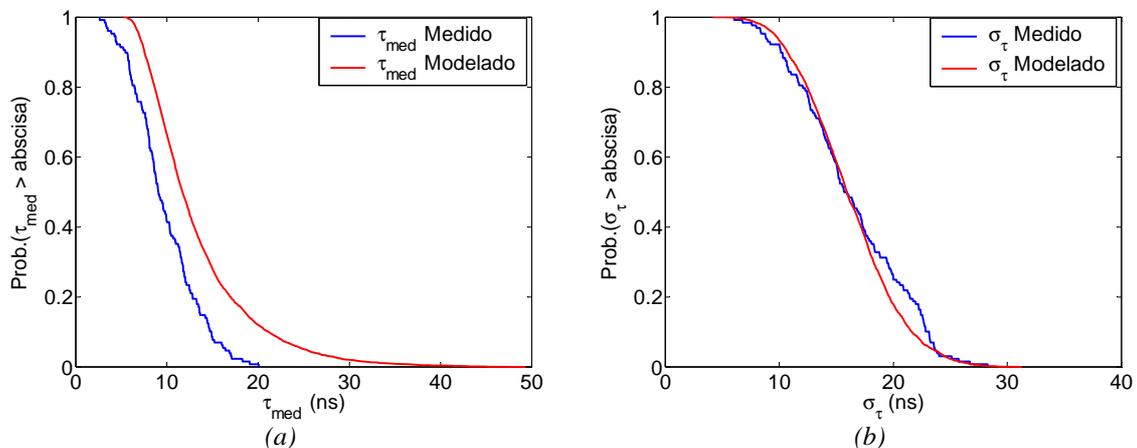


Figura 6.11. CCDF de los parámetros temporales de los canales medidos y generados en el área NLOS del escenario de oficinas, (a) retado medio y (b) dispersión media del retardo

Frecuencialmente, el modelo sigue siendo más optimista, presentando valores de correlación ligeramente menores, aunque con una tendencia muy similar.

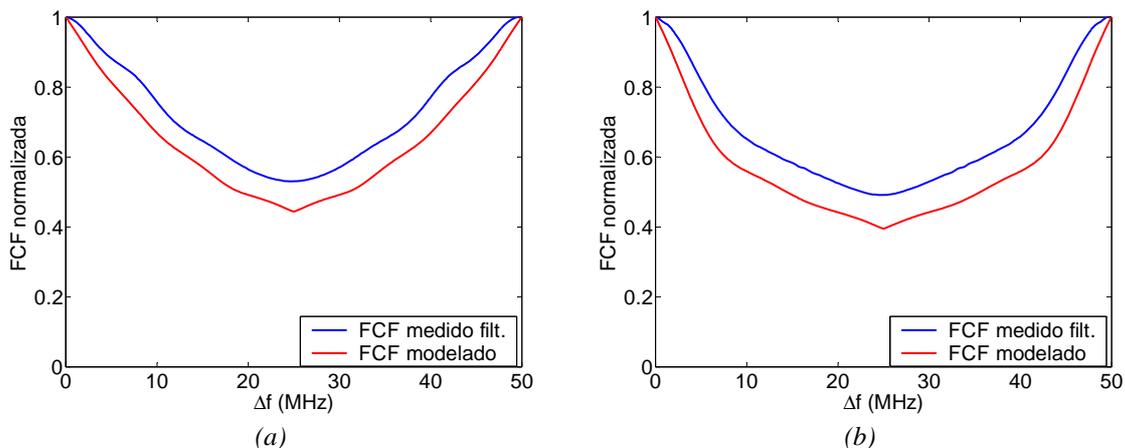


Figura 6.12. FCF promedio de los canales medidos y generados en el escenario Oficinas en el área (a) LOS y (b) NLOS.

### Escenarios exteriores - interiores

Los escenarios mixtos estudiados presentan 5 modelos diferentes de canal, uno para situaciones LOS y los otros cuatro para situaciones NLOS y HNLOS en escenarios abiertos y cerrados. Las Figuras 6.13 y 6.14 muestran la estadística del retardo medio, la dispersión media del retardo, así como función de autocorrelación frecuencial, comparando los resultados de las medidas con los del modelo.

A partir de los resultados obtenidos se observa en general para los cinco modelos como tanto la estadística del retardo medio como la dispersión media del retardo presenta un buen ajuste a las curvas de estadística obtenidas a partir de las medidas del canal, presentando rangos de variación y valores medios de los parámetros similares. Cabe destacar el buen ajuste de la estadística de la dispersión del retardo obtenida a partir de los modelos con el canal medido.

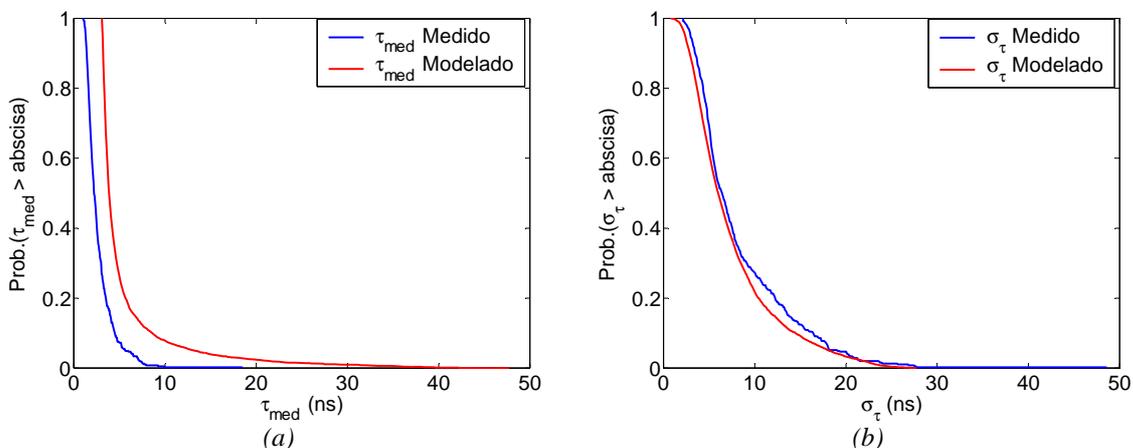


Figura 6.13. CCDF de (a) retardo medio y (b) dispersión media del retardo de los canales medidos y generados en el área LOS.

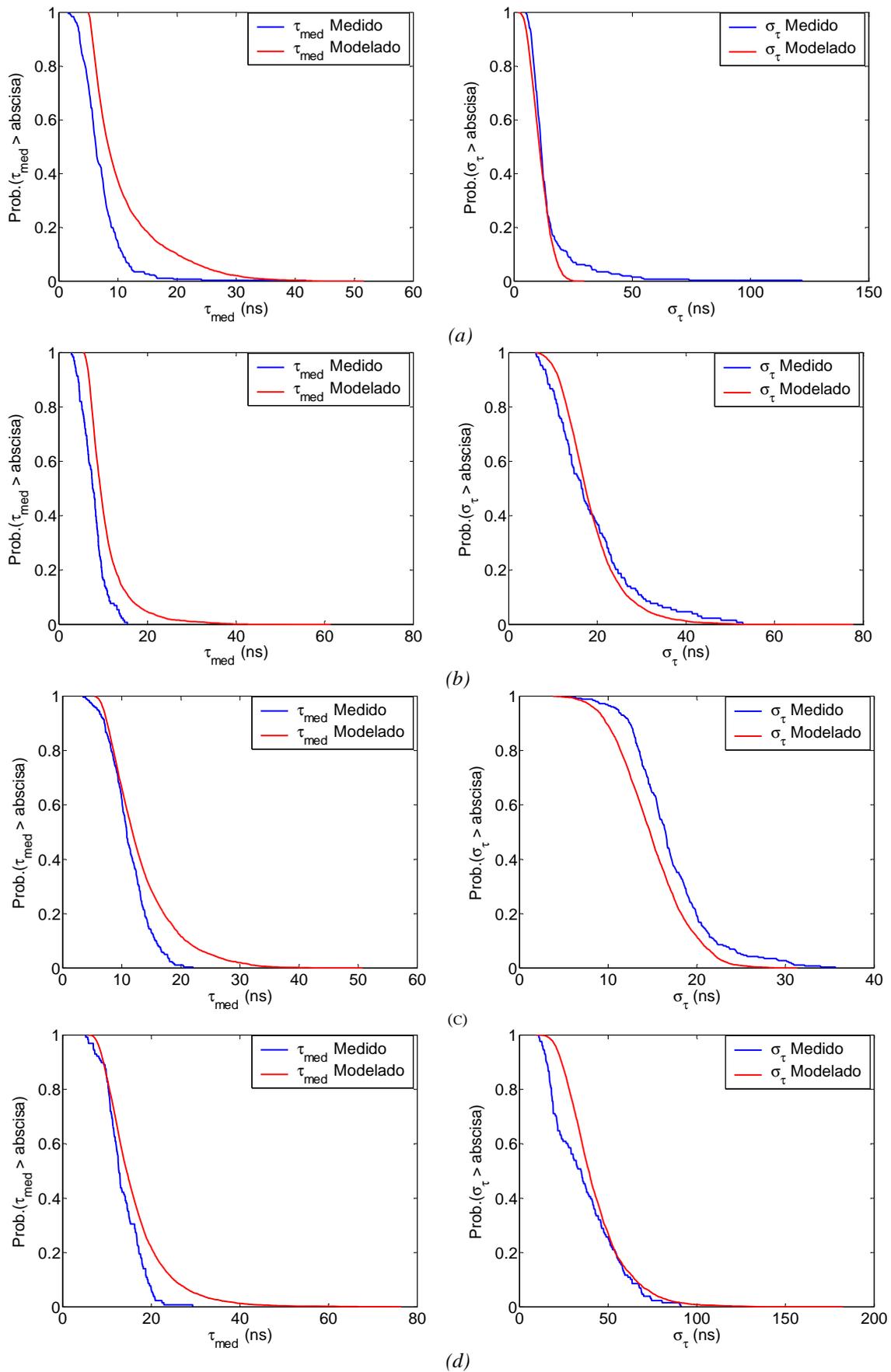


Figura 6.14. CCDF del retado medio (columna izda) y la dispersión media del retado (columna dcha) de los canales medidos y generados en (a) área NLOS del escenario cerrado, (b) área NLOS del escenario abierto, (c) área HNLOS del escenario cerrado, (d) área HNLOS del escenario abierto

			$\tau_{med}$ (ns)		$\sigma_{\tau}$ (ns)	
			Media	Desviación típica	Media	Desviación típica
Escenario Cerrado	Área LOS	Medida	2.8	1.6	8.4	5.5
		Modelado	5.5	4.7	7.5	4.9
	Área NLOS	Medida	7.1	3.8	14.2	11.0
		Modelado	10.9	6.4	11.2	4.4
Escenario Abierto	Área NLOS	Medida	7.8	2.8	18.7	9.4
		Modelado	10.8	4.8	18.7	6.9
	Área HNLOS	Medida	13.6	4.2	36.4	19.0
		Modelado	16.3	7.4	42.6	17.4

Tabla 6.7. Comparación parámetros temporales de canales medidos y modelados en escenarios mixtos en las áreas LOS, NLOS y HNLOS

Desde el punto de vista frecuencial, las realizaciones de canal obtenidas mediante los modelos de canal también presentan un comportamiento muy similar al comportamiento de los canales medidos para el mismo ancho de banda que modelados.

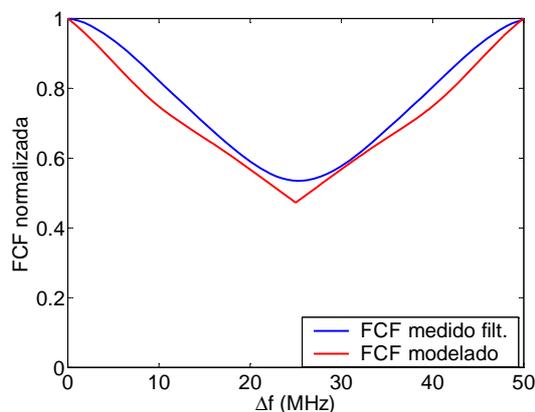


Figura 6.15. FCF promedio de los canales medidos y generados en el área LOS.

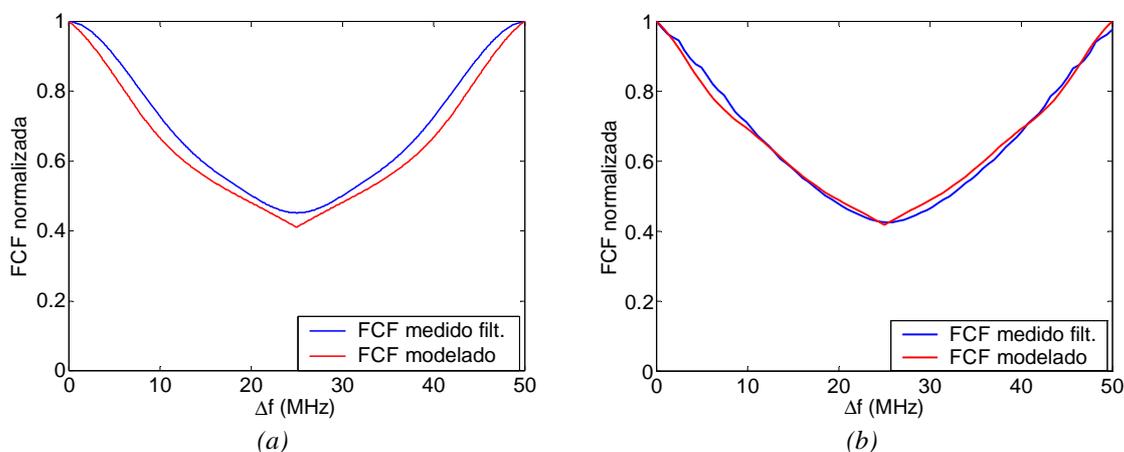


Figura 6.16. FCF promedio de los canales medidos y generados en el área NLOS para (a) el escenario cerrado y (b) escenario abierto.

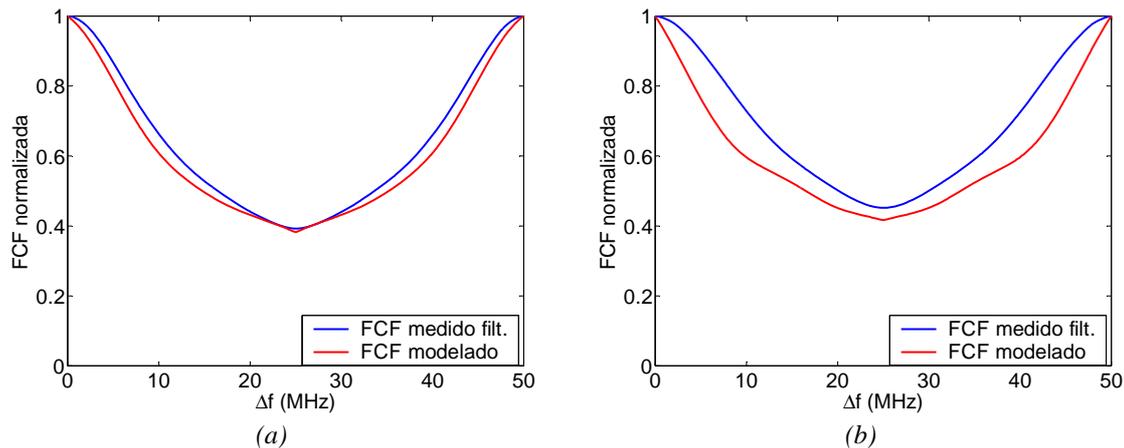


Figura 6.17. FCF promedio de los canales medidos y generados en el área HNLOS para (a) el escenario cerrado y (b) escenario abierto.

### 6.3 Modelado de Canales MIMO

La utilización de la diversidad espacial para mejorar la eficiencia espectral y el rendimiento del canal radio requiere que el modelo de canal correspondiente no solo aporte información del dominio temporal o frecuencial sino que también debe incorporar información del dominio espacial.

Existen diferentes aproximaciones para modelar canales MIMO en banda ancha [28-31]. El modelo de canal MIMO aquí propuesto parte del presentado para canales SISO, al cuál se le incorpora un modelo de correlación simplificado. El modelado de canal SISO realizado en el apartado anterior mantiene su validez para cada uno de los subcanales del canal MIMO. La correlación espacial añade información adicional que tenga en cuenta el dominio espacial. Como se ha presentado en capítulos anteriores, la diversidad espacial busca que cada una de las antenas vea un canal diferente del que perciben sus compañeras de array, ya sea array transmisor o receptor. El coeficiente de correlación espacial es el parámetro que valora esa diferencia estadística entre canales. La incorporación de la matriz de correlación al modelo TDL SISO determina el modelo de canal MIMO.

A diferencia de otros modelos presentes en la literatura, el método de modelado de canal MIMO propuesto es más sencillo dado que no requiere la aplicación de un gran número de matrices de correlación como en [28, 29] ni el conocimiento de las características angulares de los rayos procedentes de los diferentes clusters [30, 31]. Además, a diferencia de los modelos publicados en [28, 29] es válido para situaciones LOS y NLOS.

### 6.3.1 Modelos de canal TDL MIMO

El canal MIMO  $M \times N$  esta formado por  $NM$  canales SISO, cada uno de los cuales se modela según el apartado 6.2. Así, en un canal MIMO, todos sus subcanales SISO presentan la misma estadística de desvanecimientos. El comportamiento del canal MIMO viene determinado por la correlación en la estadística de desvanecimientos de los subcanales.

El modelado del canal MIMO introduce un parámetro adicional al modelado de canales SISO que marca el grado de correlación entre subcanales. Este parámetro, el coeficiente de correlación, indica la independencia estadística de cada *tap* de cada subcanal, con los *taps* de los demás subcanales. La correlación en cada uno de los *taps* se expresará en forma matricial. Dado que se supone canales WSSUS, solo se presenta correlación entre *taps* de distintos canales pero no entre *taps* del mismo canal.

$$\frac{E \left[ \left( h_{11}^l - \mu^l \right) \left( h_{11}^{l'} - \mu^{l'} \right)^* \right]}{\sqrt{\sigma_l^2 \sigma_{l'}^2}} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = l' \\ 0 & \text{si } l \neq l' \end{cases} \quad (6.21)$$

$$\frac{E \left[ \left( h_{11}^l - \mu^l \right) \left( h_{21}^{l'} - \mu^{l'} \right)^* \right]}{\sqrt{\sigma_l^2 \sigma_{l'}^2}} = \begin{cases} \rho_{11}^{2l} & \text{si } l = l' \\ 0 & \text{si } l \neq l' \end{cases}$$

Un canal MIMO  $2 \times 2$  formado por canales SISO modelados con  $L$  *taps* necesita de  $L$  matrices de correlación. La matriz de correlación  $l$ -ésima,  $\mathbf{R}_l$ , describe la relación estadística entre los *taps*  $l$ -ésimos de los distintos subcanales. Cada uno de sus coeficientes se obtiene según la expresión (4.1) obteniendo la matriz presentada en (6.22). Tal como se ha presentado en el capítulo 4, la correlación de un canal MIMO  $2 \times 2$  se describe mediante seis coeficientes de correlación diferentes.

$$\mathbf{R}_l = \begin{pmatrix} 1 & \rho_{11,l}^{21,l} & \rho_{11,l}^{12,l} & \rho_{11,l}^{22,l} \\ \rho_{21,l}^{11,l} & 1 & \rho_{21,l}^{12,l} & \rho_{21,l}^{22,l} \\ \rho_{12,l}^{11,l} & \rho_{12,l}^{21,l} & 1 & \rho_{12,l}^{22,l} \\ \rho_{22,l}^{11,l} & \rho_{22,l}^{21,l} & \rho_{22,l}^{12,l} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \rho_{11,l}^{21,l} & \rho_{11,l}^{12,l} & \rho_{11,l}^{22,l} \\ \rho_{11,l}^{21,l*} & 1 & \rho_{21,l}^{12,l} & \rho_{21,l}^{22,l} \\ \rho_{11,l}^{12,l*} & \rho_{21,l}^{12,l*} & 1 & \rho_{12,l}^{22,l} \\ \rho_{11,l}^{22,l*} & \rho_{21,l}^{22,l*} & \rho_{12,l}^{22,l*} & 1 \end{pmatrix} \quad (6.22)$$

En el caso de canales Rayleigh, el *tap*  $l$ -ésimo del canal MIMO resultante, representado por  $\mathbf{H}'_l$ , se puede expresar según (6.23), donde  $\mathbf{H}_l$  representa la matriz MIMO formada por realizaciones independientes del *tap*  $l$ -ésimo y  $\mathbf{R}_l^{1/2}$  se obtiene a partir de la descomposición de Cholesky de  $\mathbf{R}$ , tal que  $\mathbf{R}_l = \mathbf{R}_l^{1/2} \cdot (\mathbf{R}_l^{1/2})^H$ .

$$\text{vec}(\mathbf{H}_l') = \mathbf{R}_l^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_l) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \rho_1 & \rho_2 & 0 & 0 \\ \rho_3 & \rho_4 & \rho_5 & 0 \\ \rho_6 & \rho_7 & \rho_8 & \rho_9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{11}^l \\ h_{21}^l \\ h_{12}^l \\ h_{22}^l \end{pmatrix} \quad (6.23)$$

donde los elementos  $\rho_i^l$ , con  $i=1, \dots, 9$ , de la matriz  $\mathbf{R}_l^{1/2}$  se obtienen según [27].

Al introducir la correlación, el *tap*  $l$ -ésimo de cada canal se forma como una combinación lineal del propio *tap* con los *taps*  $l$ -ésimos del resto de canales.

$$\begin{aligned} h_{11}^l' &= h_{11}^l \\ h_{21}^l' &= \rho_1^l \cdot h_{11}^l + \rho_2^l \cdot h_{21}^l \\ h_{12}^l' &= \rho_3^l \cdot h_{11}^l + \rho_4^l \cdot h_{21}^l + \rho_5^l \cdot h_{12}^l \\ h_{22}^l' &= \rho_6^l \cdot h_{11}^l + \rho_7^l \cdot h_{21}^l + \rho_8^l \cdot h_{12}^l + \rho_9^l \cdot h_{22}^l \end{aligned} \quad (6.24)$$

Las expresiones (6.23) y (6.24) son válidas para canales Gaussianos complejos de media cero (envolvente tipo Rayleigh) generados según (6.15) donde  $\nu_k=0$ . En el caso de canales tipo Rice, los canales correlados se obtienen aplicando la correlación únicamente a la parte aleatoria del canal:

$$\text{vec}(\mathbf{H}_l') = \nu_l \cdot \text{vec}(\mathbf{I}_{2 \times 2}) + \sigma_l \cdot \mathbf{R}_l^{1/2} \cdot \text{vec} \left( \begin{pmatrix} a_1 + j \cdot a_2 & a_3 + j \cdot a_4 \\ a_5 + j \cdot a_6 & a_7 + j \cdot a_8 \end{pmatrix} \right) \quad (6.25)$$

donde  $a_i$  son realizaciones independientes de variables aleatorias gaussianas de media cero y varianza unidad e  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  es la matriz unitaria  $2 \times 2$ .

Las premisas de partida en el desarrollo del modelo han sido fidelidad y simplicidad. Utilizar  $L$  matrices de correlación añade complejidad al modelo, por lo que únicamente se aplica la correlación en el primero de los *taps*, dejando el resto incorrelados.

La matriz de correlación aplicable al primer *tap* se obtiene de manera experimental a partir de las medidas, en concreto a partir de las  $D$  muestras utilizadas para obtener cada realización del primer *tap*. Se definen cuatro vectores  $ht_{11}$ ,  $ht_{21}$ ,  $ht_{12}$  y  $ht_{22}$ , formados a partir de las 32 realizaciones. Así por ejemplo, el vector  $ht_{11}$  se forma de la siguiente manera:

$$ht_{11} = [h_{11}^1(\tau_1), \dots, h_{11}^1(\tau_D), h_{11}^2(\tau_1), \dots, h_{11}^2(\tau_D), \dots, h_{11}^{32}(\tau_1), \dots, h_{11}^{32}(\tau_D)] \quad (6.26)$$

El cálculo de la correlación entre estos vectores se realiza a partir de las expresiones (4.8), (4.9) y (4.10). De esta manera se obtiene una única matriz de correlación que se aplicará al primer *tap*.

### 6.3.2 Validación de los modelos

Para validar los modelos se compara la estadística de la eficiencia espectral máxima obtenida en las medidas, con la obtenida a partir de los modelos de canal. La comparación se realiza cualitativamente a partir de las gráficas de las funciones de distribución de probabilidad acumulada de ambos casos, así como cuantitativamente mediante tablas con valores representativos como la capacidad media y la capacidad outage al 10%, presentando además el error relativo cometido por el modelo.

#### Escenarios interiores

Las Figuras 6.18 y 6.19 presentan la función de probabilidad acumulada de la capacidad de los canales MIMO medido y modelado en áreas LOS y NLOS del escenario hall y oficinas respectivamente

La Tabla 6.8 muestra como la capacidad media y outage obtenida a partir de las medidas y a partir del modelo de canal presenta un buen ajuste. Así en el escenario Hall se comete un error máximo de 0.2 bps/Hz que corresponde a un error relativo de 1.4% mientras que en el escenario de oficinas, el error en la capacidad media es también bajo, presentando su máximo valor en la capacidad outage, 0.6 bps/Hz, que corresponde a un error relativo de 4.1%.

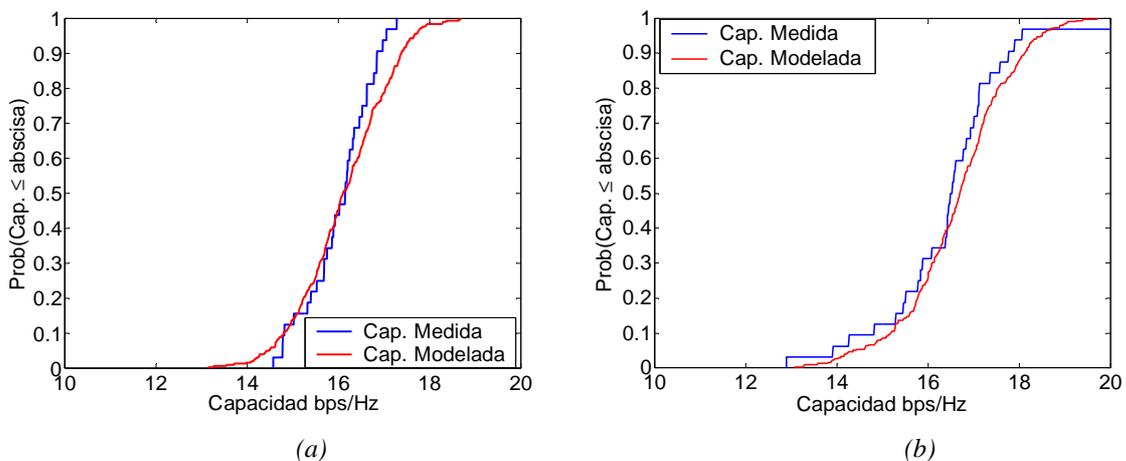


Figura 6.18. CDF de la capacidad del canal MIMO con SNR=30dB medida y modelada en: (a) el área LOS y (b) el área NLOS del escenario hall

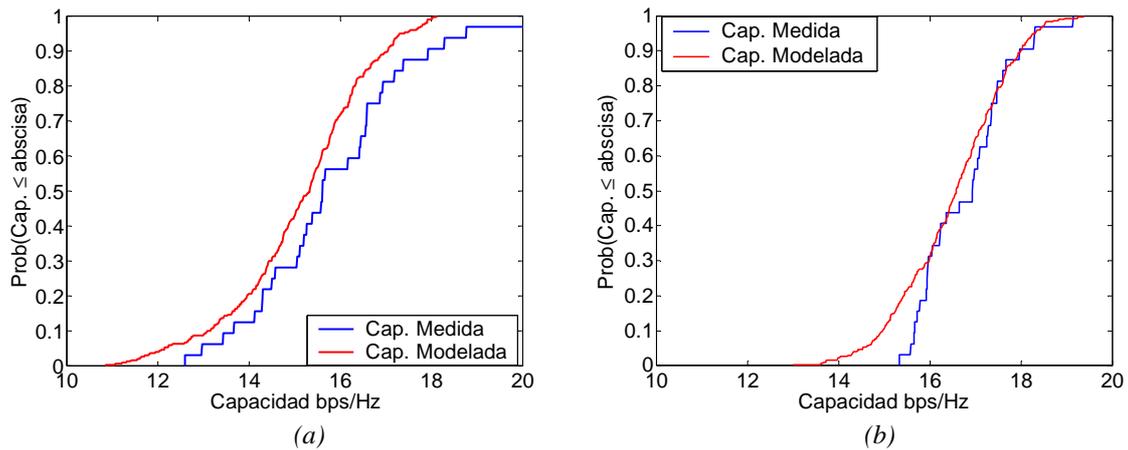


Figura 6.19. CDF de la capacidad del canal MIMO con SNR=30dB medida y modelada en: (a) el área LOS, (b) el área NLOS del escenario oficinas

			Capacidad Outage 10% (bps/Hz)		Capacidad media (bps/Hz)		Desviación estándar (bps/Hz)
				Diferencia		Diferencia	
Hall	LOS	Medida	14.81	-0.05 /	15.93	0.23 / 1.4%	1.1
		Modelado	14.75	0.3%	16.16		1.3
	NLOS	Medida	15.27	0.04 / 0.3%	16.53	0.13 / 0.8%	1.3
		Modelado	15.30		16.67		1.4
Oficinas	LOS	Medida	13.66	-0.31 /	15.79	-0.46 /	2.9
		Modelado	13.35	2.0%	15.33	2.7%	2.1
	NLOS	Medida	15.67	-0.62 /	16.79	-0.17 /	0.9
		Modelado	15.05	4.1%	16.62	1.0%	1.3

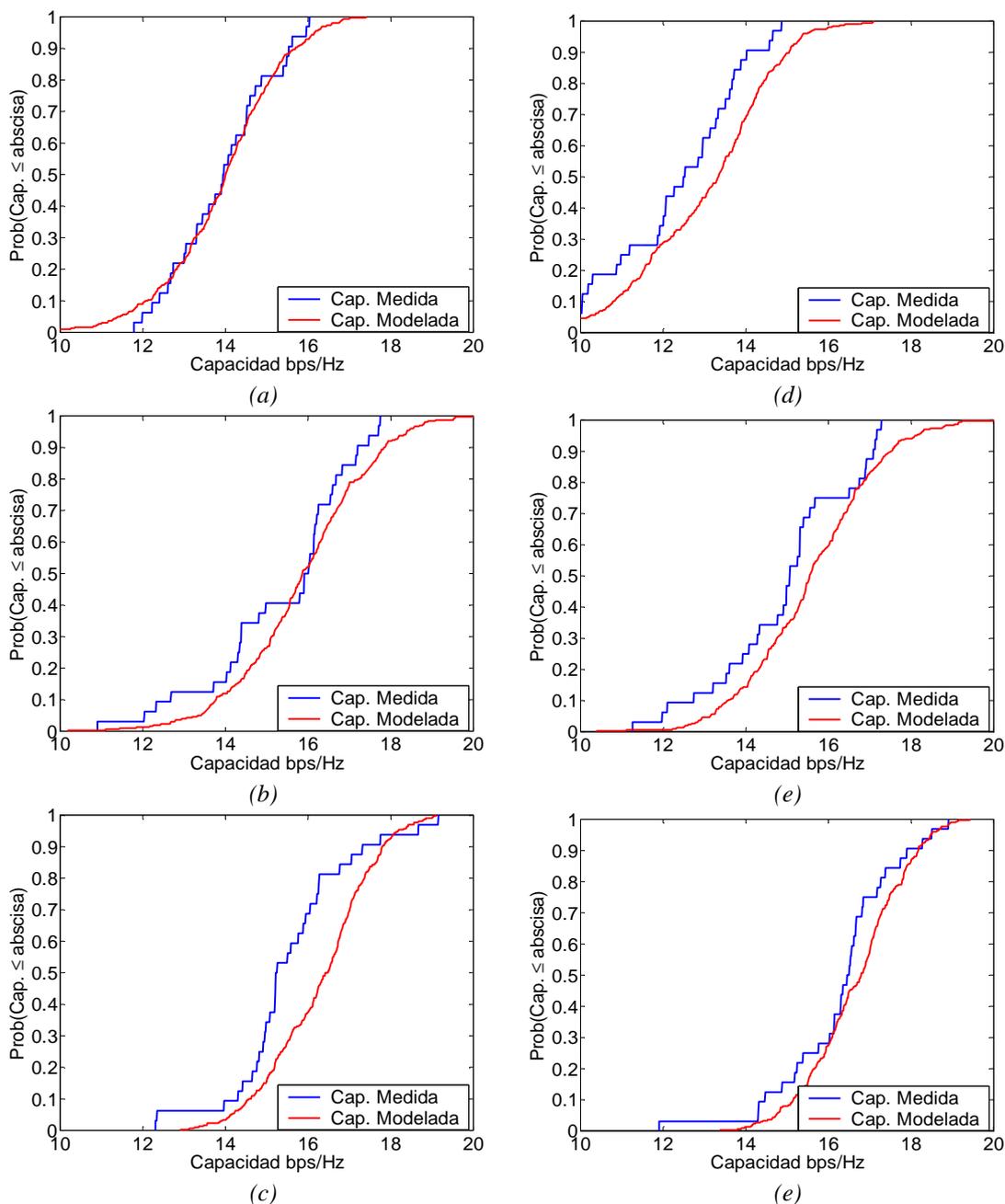
Tabla 6.8. Capacidad media y Outage medida y modelada y la diferencia entre ellas para los escenarios de interiores

### Escenarios exteriores - interiores

Las Figuras 6.20 y 6.21 presentan las funciones de distribución de probabilidad acumulada de la capacidad, obtenida a partir de las medidas de canal en los escenarios exteriores – interiores para una relación señal a ruido de 30dB. Estas curvas se comparan con las obtenidas a partir de los modelos de canal MIMO para dichos escenarios. Las Tablas 6.9 y 6.10 presentan los valores de capacidad medida y outage de ambas curvas de capacidad así como la diferencia entre dichos valores y el correspondiente error relativo.

En el escenario de oficinas la capacidad proporcionada por el modelo de canal presenta un buen ajuste. Las tendencias y rangos de variación de ambas curvas son similares, mostrando en general un error relativo inferior al 5% excepto en la capacidad outage del área NLOS que presenta un error máximo de 1.5 bps/Hz. En el escenario laboratorios el modelo de canal propuesto también presenta un buen ajuste de la capacidad con error

relativo inferior al 6% (inferior a 0.8 bps/Hz) excepto en la capacidad outage del área LOS que presenta una diferencia de 1.2 bps/Hz (11.6%). Por su parte, en el escenario salón de actos el ajuste entre modelo y medidas presenta mayor diferencia, principalmente en el área NLOS, tanto en capacidad outage (2.1 bps/Hz) como en capacidad media (1.1 bps/Hz).



**Figura 6.20.** CDF de la capacidad del canal MIMO con SNR=30dB medida y modelada en las áreas LOS(a), NLOS (b) y HNLOS (c) para el escenario oficinas y en las áreas LOS(d), NLOS (e) y HNLOS (f) para el escenario laboratorios

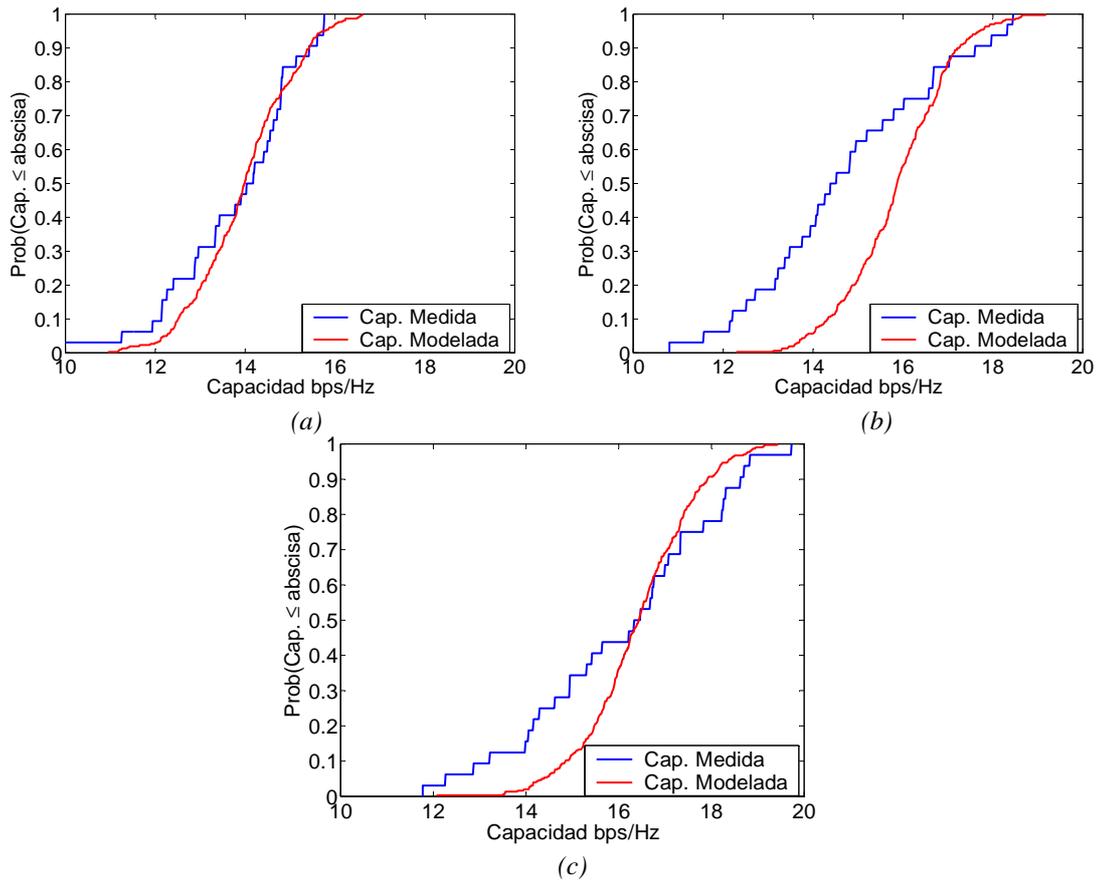


Figura 6.21. CDF de la capacidad del canal MIMO con SNR=30dB medida y modelada en el área LOS(a), NLOS (b) y HNLOS (c) para el escenario salón de actos

			Capacidad Outage 10% (bps/Hz)		Capacidad media (bps/Hz)		Desviación estándar (bps/Hz)
				diferencia		diferencia	
Oficinas	LOS	Medida	12.40	0.06 / 0.5%	13.94	0.13 / 0.9%	1.4
		Modelado	12.46		14.07		1.6
	NLOS	Medida	12.68	1.5 / 11.8%	15.37	0.73 / 4.7%	3.0
		Modelado	14.17		16.09		2.3
	HNLOS	Medida	14.30	0.42 / 2.9%	15.56	0.68 / 4.4%	2.1
		Modelado	14.72		16.24		1.4
Laboratorios	LOS	Medida	10.04	1.17 / 11.6%	12.34	0.74 / 6.0%	2.4
		Modelado	11.21		13.08		2.3
	NLOS	Medida	12.73	0.78 / 6.1%	14.95	0.56 / 3.7%	2.6
		Modelado	13.51		15.51		2.1
	HNLOS	Medida	14.46	0.68 / 4.7%	16.30	0.37 / 2.3%	2.0
		Modelado	15.14		16.68		1.6

Tabla 6.9. Capacidad media y Outage medida y modelada y la diferencia entre ellas para los escenarios laboratorios y oficinas

			Capacidad Outage 10% (bps/Hz)		Capacidad media (bps/Hz)		Desviación estándar (bps/Hz)
				diferencia		diferencia	
Salón Actos	LOS	Medida	12.14	0.62 / 5.1%	13.77	0.33 / 2.4%	2.0
		Modelado	12.75		14.11		1.2
	NLOS	Medida	12.20	2.12 / 17.4%	14.72	1.07 / 7.2%	4.0
		Modelado	14.32		15.78		1.3
	HNLOS	Medida	13.21	1.84 / 13.9%	16.06	0.3 / 1.9%	4.2
		Modelado	15.04		16.37		1.1

Tabla 6.10. Capacidad media y Outage medida y modelada y la diferencia entre ellas para el escenario salón de actos

## 6.4 Conclusiones

El modelado del canal radio es un aspecto imprescindible para la correcta implementación y configuración de las diferentes etapas del sistema como modulación, codificación o ecualización, así como para evaluar las prestaciones finales del sistema: capacidad o tasa de error en bit. El modelo de canal utilizado debe ser capaz de reproducir fielmente los efectos de propagación que se generan, pero además debe ser sencillo de tal manera que no consuma excesivos recursos computacionales.

En este capítulo se ha presentado un modelado de canal adecuado para canales SISO y extensible a canales MIMO, orientado a comunicaciones punto a multipunto en escenarios interiores y escenarios mixtos. Es un modelado sencillo y computacionalmente eficiente basado en líneas de retardo que permite un correcto ajuste del canal. Los modelos propuestos se describen a través de un reducido número de parámetros: número de *taps*, amplitud media, parámetro K de la distribución de Rice que rige la variación en la amplitud, retardo de cada *tap* y matriz de correlación que relaciona los distintos subcanales del canal MIMO. Estos parámetros se obtienen de manera experimental a partir de campañas de medida realizadas en los escenarios de interés.

En canales SISO, el modelo de canal refleja adecuadamente las características del entorno. En escenarios más diáfanos, como por ejemplo el Hall, el modelo utiliza un mayor número de *taps* que en escenarios cerrados como el de oficinas. Los canales reproducidos consiguen, a pesar de contar con un perfil potencia retardo con un menor número de muestras, un buen ajuste de los parámetros temporales del canal como la dispersión media del retardo.

La simplificación de la respuesta al impulso implica mayor separación temporal entre sus componentes. Desde el punto de vista frecuencial, este modelado actúa como un

filtrado paso bajo reduciendo el ancho de banda de la respuesta frecuencial del modelo. De esta manera, a partir de las medidas de un canal de ancho de banda de 250MHz se proponen modelos que reproducen canales de un ancho de banda de 50 MHz. La valoración del ajuste del modelo en este dominio frecuencial, se realiza comparando la función de correlación frecuencial (FCF) media de los canales reproducidos a partir de los modelos con la FCF media del canal medido, pero tomando únicamente 50MHz de ancho de banda. Se observa que en el dominio frecuencial los modelos propuestos también se ajustan adecuadamente al comportamiento de los canales medidos.

Por tanto, el modelado de canales SISO se realiza a partir de medidas de canal de un ancho de banda de 250 MHz para obtener realizaciones que ajusten adecuadamente el comportamiento temporal y la respuesta frecuencial del canal en un ancho de banda de 50 MHz.

El modelo de canal SISO se extiende a modelos de canal MIMO 2x2 al reflejar la dependencia entre subcanales mediante la matriz de correlación. Los cuatro subcanales del sistema MIMO 2x2 presentan la misma estadística en su comportamiento temporal y frecuencial. La correlación espacial aporta información sobre la independencia entre la estadística de cada subcanal. Esta correlación se introduce en el modelado en el dominio temporal. Se ha simplificado el modelo para utilizar una única matriz de correlación aplicada al primer *tap*, la cual se obtiene a partir de las muestras de las respuestas al impulso que contribuyen al mismo. Los resultados obtenidos muestran como la capacidad obtenida a partir de realizaciones de los modelos de canal MIMO se ajusta adecuadamente a la proporcionada por las medidas.

Se puede concluir que el modelado de canal propuesto permite obtener de manera sencilla y eficiente realizaciones de canales SISO y MIMO mediante un reducido número de parámetros obtenidos experimentalmente. Los modelos de canal presentados, en particular los obtenidos para escenarios mixtos, resultan de especial interés para el actual desarrollo de los enlaces fijos de banda ancha (BFWA).

## 6.5 Bibliografía

- [1] S. Rappaport, *Wireless Communications*, IEEE Press, Prentice Hall PTR, USA, 1996
- [2] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, July 1993, pp. 943-968.

- [3] D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons 1992
- [4] K. Yu, “Multiple-Input Multiple-Output Radio Propagation Channels: Characteristics and Models” Tesis Doctoral, Royal Institute of Technology, Enero 2005.
- [5] T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma y R. J. Bonneau, *Smart Antennas*, John Wiley & Sons, inc. 2003
- [6] R. Gahleitner, “Radiowave Propagation in and into Urban Buildings,” Tesis Doctoral, Universidad Técnica de Viena, Mayo 1994
- [7] G. D. Durgin, “Theory of Stochastic Local Area Channel Modeling for Wireless Communications,” Tesis Doctoral, Virginia Polytechnic Institute and State University, Diciembre 2000.
- [8] M. Pätzold, *Mobile Fading Channels*, John Wiley & Sons 2002
- [9] D. Shiu, G. Foschini, M. Gans, J. Khan “Fading Correlation And Its Effect On The Capacity Of Multielement Antenna Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 502-513, Marzo. 2000.
- [10] D-S. Shiu, “Wireless Communications using Dual Antenna Arrays,” Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [11] A. Adbi y M. Kaveh, “A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels,” *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, pp. 2505-2508, Mayo 2001.
- [12] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), “Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations,” ETSI TR 125 996.
- [13] V. Erceg et al., “TGN Channels Models” IEEE 802.11-03/940r4 Mayo 2004
- [14] J. Medbo and P. Schramm, “Channel models for HIPERLAN/2,” Tech. Rep. 3ERI085B, ETSI, Sophia-Antipolis, France, 1998
- [15] V. Erceg et al., “Channel Models for Fixed Wireless Applications,” IEEE 802.16.3c-01/29r4
- [16] IEEE Working Group 802.20, “802.20 Channel Models Document for IEEE 802.20 MBWA System Simulations,” IEEE 802.20-PD-08
- [17] Mohr, W., “Modeling of wideband mobile radio channels based on propagation measurements,” *Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC'95. 'Wireless: Merging onto the Information Superhighway', vol. 2, pp. 397-401, 27-29 Sep 1995.
- [18] John G. Proakis, *Digital Communications – Fourth Edition*, McGraw-Hill cap 10

- [19] R.J.C. Bultitude, “Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels: a critical review” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, Issue 6, pp. 1133-1143, Aug 2002.
- [20] M. Pätzold y A. Szczepanski, “Methods for modeling of specified and measured multipath power delays profiles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no 5, pp. 978-988 2002
- [21] X. Zhao, J. Vainnikainen, “Tapped delay line channel models at 5.3 GHz in indoor environments,” *52nd IEEE Vehicular Technology Conference, VTS-Fall VTC 2000*, Vol. 1, pp. 1-5, 24-28 Sep 2000.
- [22] Abdi, C. Tepedelenlioglu, G. B. Giannakis, and Kaveh, “On the Estimation of the K parameter for the Rice Fading Distribution, ” *IEEE Communication Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 92-94, March 2001
- [23] F. van der Wijk, A. Kegel, R. Prasad, “Assessment of a Pico-Cellular System Using Propagation Measurements at 1.9 GHz for Indoor Wireless Communications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 1, February 1995, pp. 155-162.
- [24] J.C. Bie, D. Duponteil and J.C. Imbeaux, *Elements of Digital Communication*, John Wiley & Sons, 1991.
- [25] R. Vaughan y J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, The Institution of Electrical Engineers – IEE publications 2003
- [26] C. B. Marques Dos Reis, “Modelling of Mobile Radio Channels Based on Wideband,” Proyecto Final Universidad Técnica de Lisboa, Agosto 1994
- [27] B. Vucetic, J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley & Sons, cop. 2003.
- [28] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson y M. Beach, “A Wideband Model for NLOS INDOOR MIMO Channels,” *IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2002* pp. 370-374
- [29] K. I. Pedersen, J. B. Andersen, J. P. Kermoal y P. Mogensen, “A stochastic multiple input multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms,” *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Fall 2000, Vol. 2, pp. 893-897.
- [30] C. Oestges, V. Erceg y A. J. Paulraj, “A physical scattering model for MIMO macrocellular broadband wireless channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 25, No. 5, Junio 2003, pp. 721-729.
- [31] H. Bölcskei, M. Borgmann, A. J. Paulraj, “Performance of space-frequency coded MIMO-OFDM,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 3, Abril 2003, pp. 427-439.

