

**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 3

## Caracterización experimental del canal radio

### 3.1 Introducción

El diseño de un sistema de comunicación requiere conocer en detalle la propagación por el canal radio. Los canales de radiopropagación que utilizan sistemas de diversidad en transmisión y recepción añaden mayor complejidad al estudio y caracterización del canal radio dado que deben combinar el estudio de los distintos subcanales generados entre cada antena transmisora y receptora, con el análisis de la relación entre la estadística de los desvanecimientos de este tipo de canales.

El comportamiento de estos subcanales en un área local se puede analizar bien considerando los distintos subcanales como un conjunto, es decir, actuando como un canal MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*), bien considerando los subcanales como diferentes realizaciones del mismo canal SISO (*Single Input-Single Output*). En este capítulo se caracteriza el canal radio MIMO desde el segundo punto de vista, considerando el canal como un proceso estocástico al que corresponden los distintos subcanales. La caracterización de canales SISO - una entrada, una salida - ha sido estudiada por diversos autores [1-3, 6-8], lo que supone una ventaja a la hora de caracterizar el canal. Se puede realizar esta caracterización en función de la relación entre el ancho de banda,  $B$ , de la señal transmitida y el propio ancho banda de coherencia del

canal,  $B_{coh}$ . El ancho de banda de coherencia del canal es una medida de la separación máxima entre dos componentes frecuenciales que mantiene un cierto grado de correlación.

Al transmitir señales cuyo ancho de banda es menor que el ancho de banda de coherencia del canal,  $B < B_{coh}$ , el canal se considera de banda estrecha, ya que la función de transferencia del canal presenta un comportamiento plano en el ancho de banda de la señal (*flat-fading*). En el dominio del tiempo, la señal transmitida por este canal de banda estrecha no sufre distorsión temporal dado que, el ensanchamiento temporal producido por las componentes multicamino es menor que el tiempo de símbolo de la señal transmitida. Por tanto, en el dominio del tiempo, la respuesta impulsiva del canal de banda estrecha se puede representar mediante una función delta.

Si las señales tienen un ancho de banda superior al ancho de banda de coherencia del canal,  $B > B_{coh}$ , el canal se considera de banda ancha; el comportamiento del canal dentro del ancho de banda  $B$  variará significativamente presentando un comportamiento selectivo en frecuencia. En el dominio del tiempo, aunque el desvanecimiento es menos significativo ya que el desvanecimiento en potencia se considera respecto a la potencia promediada en la banda, [4 pag. 141, 5 pag. 21], la señal transmitida se distorsiona ensanchándose temporalmente.

En las siguientes secciones se presentará una completa caracterización experimental del canal radio, tanto para canales de banda estrecha como para canales de banda ancha. De esta manera, quedará caracterizada la capa física de cualquier sistema de transmisión de datos que utilice dicho canal radio como medio de transmisión. En este sentido se presentan, en primer lugar, los escenarios escogidos para realizar el estudio. A continuación se describirán los sistemas de medida utilizados para caracterizar el canal SISO y MIMO en dichos entornos. Aunque los sistemas de medida están orientados a la medida y estudio de canales MIMO, se aprovecharán las medidas de canal disponibles entre cada par de antenas, transmisora y receptora, para completar el estudio caracterizando los canales SISO. Dado que estos canales SISO conforman la base de los canales de múltiples antenas, el resto del capítulo se centrará en caracterizar dichos canales en los escenarios comentados tanto en banda estrecha como en banda ancha. Se presentarán los correspondientes resultados experimentales obtenidos en los diferentes escenarios, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

## 3.2 Escenarios de medida

Para la caracterización experimental del canal se han seleccionado entornos típicos para el despliegue de redes inalámbricas en micro y pico celdas: escenarios interiores, escenarios exteriores y escenarios mixtos, en los que el transmisor se encuentra en el exterior y el receptor en el interior. La elección de los escenarios se ha realizado en función de la presencia y proximidad al receptor y transmisor de obstáculos o elementos dispersores (también está ampliamente extendido el termino inglés *scatteres*). Dentro de estos escenarios se estudian tanto situaciones con línea de vista (LOS) como sin línea de vista (NLOS). Para los escenarios de exteriores únicamente se estudian situaciones LOS pero utilizando diferentes antenas receptoras, dado que no se analiza la influencia de la línea de vista sino la influencia del tipo de diagrama de radiación del receptor. Se describe a continuación cada uno de estos escenarios:

### *Escenarios interiores*

Dada la alta demanda de acceso a redes a alta velocidad y el abaratamiento del hardware, está muy extendido el despliegue y uso de redes inalámbricas de área local y área personal como IEEE 802.11b/g - WiFi, IEEE 802.15x - Bluetooth, Zig Bee, Home RF, etc, en escenarios interiores. Como se ha comentado anteriormente, el canal radio SISO en estos escenarios ha sido ampliamente estudiado en la literatura [1-3, 6-8] tanto en banda estrecha como en banda ancha. Estos estudios se han centrado en las bandas de uso más común, 900 MHz, 1.7 GHz y 2.4 GHz. Esta última, la banda ISM de 2.4 GHz (2.405-2.485 GHz) es la banda de frecuencia más utilizada por este tipo de redes WLAN y WPAN; la evolución de estos estándares se realizará sobre la misma banda, por lo que se caracteriza el canal MIMO en interiores se realiza para dicha frecuencia.

Se han considerado tres escenarios cerrados de interiores, con diferentes características, un escenario con pocos elementos dispersores y dos escenarios de oficinas con mayor número de obstáculos.

- **Escenario Hall**

El primero de los escenarios analizados es el Hall de la planta -1 de la Escuela Técnico Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación (ETSIIT) de la Universidad de Cantabria. Dicho escenario es un área abierta, diáfana que presenta pocos obstáculos próximos al transmisor y al receptor. Entre los principales obstáculos se pueden destacar las columnas de hormigón, los ascensores con sus

puertas metálicas, las escaleras de acceso al piso superior y diversos muros gruesos de hormigón. El transmisor se sitúa aproximadamente en el centro del escenario. Próximas a él y sin obstáculos intermedios se sitúan las áreas LOS, mientras que las NLOS se sitúan detrás de los muros de hormigón para garantizar la atenuación del rayo directo.

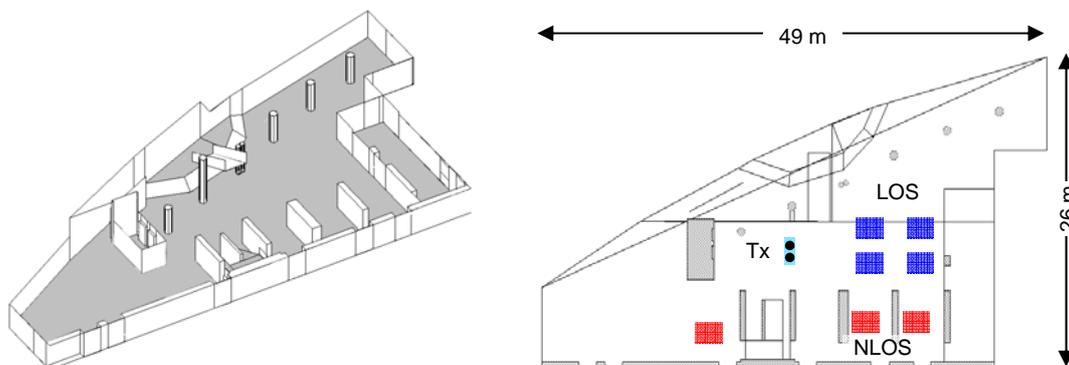


Figura 3.1. Entorno interior abierto: Escenario Hall

- **Escenario de Oficinas: Planta -2 de la ETSIT**

El segundo de los escenarios de interiores analizado es un típico escenario de oficinas situado en la planta -2 de la ETSIT. Un pasillo recorre todas las oficinas, dividiéndolas en tres bloques, oficinas sur, oficinas centro (una sala de reuniones) y oficinas norte. Es un escenario con mayor número de obstáculos que el anterior, principalmente debidos a las paredes de las oficinas aunque también al mobiliario (armarios metálicos, ordenadores,...).

Las situaciones LOS se localizan en el pasillo mientras que las situaciones NLOS se emplazan en el interior de las oficinas.

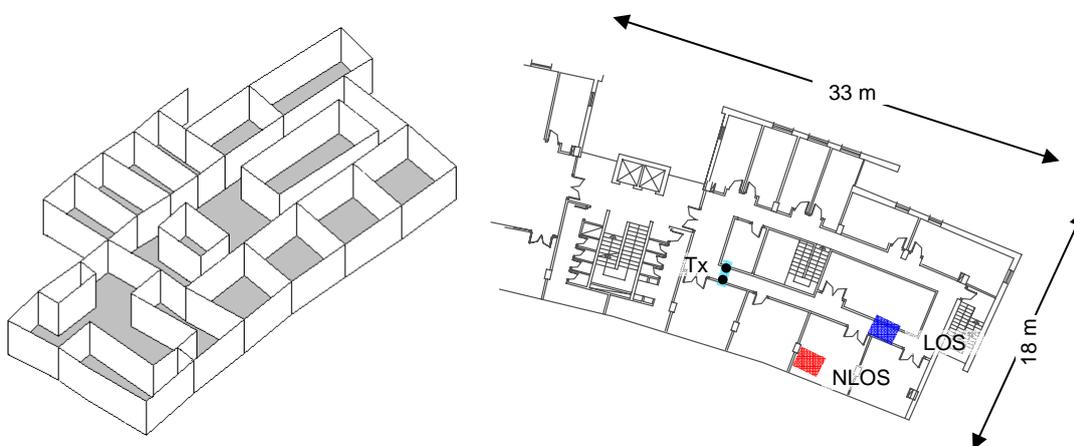


Figura 3.2. Entorno de Oficinas.

- **Escenario de Oficinas: CDTUC**

Este último escenario es una planta de oficinas correspondiente a la planta -1 del Centro de Desarrollo Tecnológico de la Universidad de Cantabria, CDTUC, anexo al edificio principal de la ETSIIT. Este escenario representa una planta de oficinas típica, con un pasillo largo que comunica todas ellas. Presenta gran número de obstáculos, principalmente las paredes divisoras de las oficinas y el mobiliario, en particular diversos armarios metálicos.

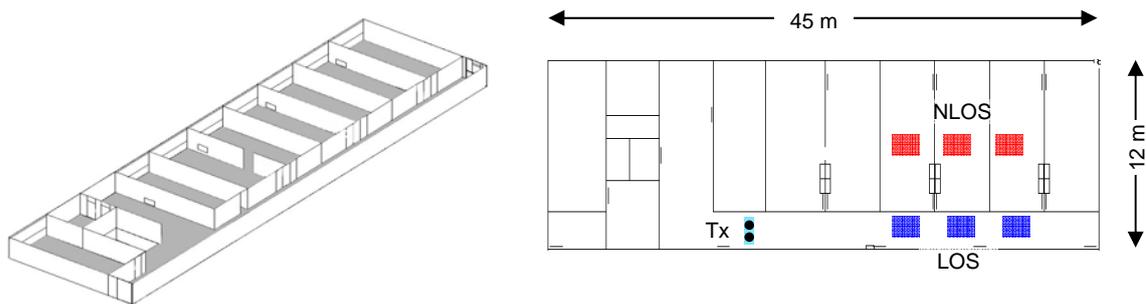


Figura 3.3. Entorno de Oficinas: Escenario CDTUC.

### *Escenarios Mixtos (Exterior-Interior)*

El segundo tipo de escenarios estudiado se corresponde con micro celdas en entornos mixtos en los cuáles el transmisor o estación base se encuentra en el exterior y el receptor o cliente en el interior del edificio. Actualmente los enlaces fijos de acceso inalámbrico de banda ancha (BFWA) en redes metropolitanas se realizan desde una estación base situada en la azotea de un edificio y la antena del equipo terminal del cliente instalada en la fachada o en la azotea del mismo, en una situación de línea de vista directa. Sin embargo, desde el punto de vista del operador, cada equipo terminal de cliente resulta económicamente costoso por los siguientes motivos:

- Necesita equipamiento en el exterior y en el interior
- Requiere de personal cualificado que realice la instalación.
- Tarififica por equipo terminal de cliente y no por usuario.

Con el objeto de reducir costes, sería interesante que el propio usuario fuese capaz de realizar la instalación y que además la tarificación se realizase por usuario. Desde el punto de vista del usuario, la instalación de este tipo de equipos fijos limita la movilidad del usuario dado que se ve atado al equipo terminal de cliente. Sería interesante para el

usuario que el enlace terminase directamente en el equipo final del cliente, por ejemplo su ordenador portátil.

La transmisión directamente al interior del edificio permitiría superar estas barreras, permitiendo que los enlaces se realicen por cliente, no por equipo terminal lo que facilita el escalado de la red; un aumento de usuarios de la red no requerirá instalar múltiples equipos terminales de cliente.

El interés en este tipo de enlaces ha motivado el estudio del canal exterior-interior como base para el desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas dirigidos directamente al usuario. Las principales tecnologías estandarizadas para el establecimiento de enlaces FBWA son LMDS y en menor medida WIFI, aunque estas no han conseguido imponerse (recuérdese el fracaso del LMDS). Se prevé que, gracias a su enorme potencial, WIMAX (IEEE 802.16) acapare el mercado en este sentido y pueda ser un competidor real como alternativa al bucle de abonado de par de cobre tradicional. La banda actual asignada a WIMAX en Europa es la banda de 3.5 GHz, la cuál se asignó bajo licencia al despliegue del LMDS. Por tanto el estudio de este tipo de escenarios se realizará en esta banda.

Las celdas generadas por este tipo de microceldas pueden considerarse como celdas paraguas de las pico celdas generadas en interiores. Cualquier problema en el traspaso entre picoceldas, o la caída de una microcelda, se resuelve accediendo a la cobertura de la estación base exterior.

Se han considerado tres tipos de escenarios mixtos diferentes. En todos ellos el transmisor se situó en la terraza de un edificio próximo, mientras que el receptor se situó en cada uno de los siguientes escenarios de la ETSIIT: salón de actos, laboratorios y oficinas. Las Figuras 3.4 y 3.7 presentan una vista de la ubicación del transmisor y de los diferentes escenarios donde se sitúa el receptor.

El transmisor se sitúa en un emplazamiento que presenta obstáculos por detrás del array transmisor. Dado que las antenas transmisoras son antenas direccionales, estos elementos dispersores se sitúan fuera del campo de radiación de las antenas. Por tanto se puede considerar que el transmisor está en un emplazamiento aislado de *scatteres*

En los tres escenarios que se analizan, la situación LOS se considera obstruida dado que el rayo directo se encuentra atenuado por el vidrio de la ventana. Además de las situaciones LOS y NLOS se considera otra tercera situación de fuerte obstrucción, hard NLOS, donde el rayo directo sufre una mayor atenuación.



Figura 3.4. Vista aérea de ambos edificios. Escenarios exteriores –interiores y exteriores.  
 [Fuente: <http://sigpac.mapa.es/fega/visor/>]

- **Escenario Salón de Actos**

El primer escenario, es un salón de actos. Se trata de un área abierta, diáfana y prácticamente sin obstáculos próximos al receptor. Las paredes dirigidas hacia el sur, hacia el transmisor, disponen de amplios ventanales junto a los cuáles se sitúan las áreas LOS. En el interior del salón de actos se puede encontrar el mobiliario típico, principalmente butacas, que representan elementos poco obstructivos. El área NLOS se sitúa en una posición intermedia dentro del salón, al inicio de las filas de butacas. Al estar más lejos de la ventana, se pierde la visión directa del transmisor. El área HNLOS se encuentra en el extremo opuesto de la situación LOS, detrás de un tabique separador, propiciando una alta atenuación de las componentes multicamino.

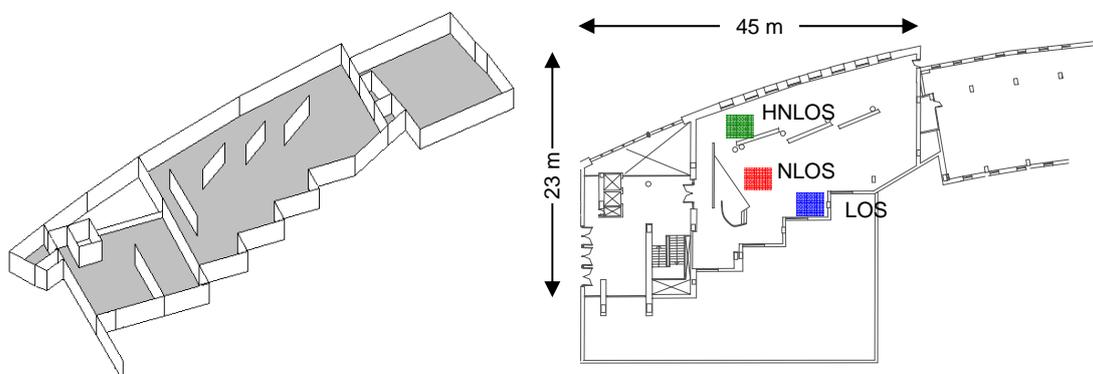


Figura 3.5. Escenario Salón de Actos.

- **Escenario Laboratorios**

El segundo escenario es un entorno de laboratorios. En las áreas LOS y NLOS, el receptor se encuentra rodeado de bancos de trabajo equipados con ordenadores y equipos de test y medida que actúan como dispersores. El área LOS se sitúa junto a una ventana de pequeñas dimensiones (1x1 m) mientras que el área NLOS se aleja de la ventana, situándose en el interior del laboratorio. Por último, el área HNLOS se sitúa en el pasillo que comunica los laboratorios.

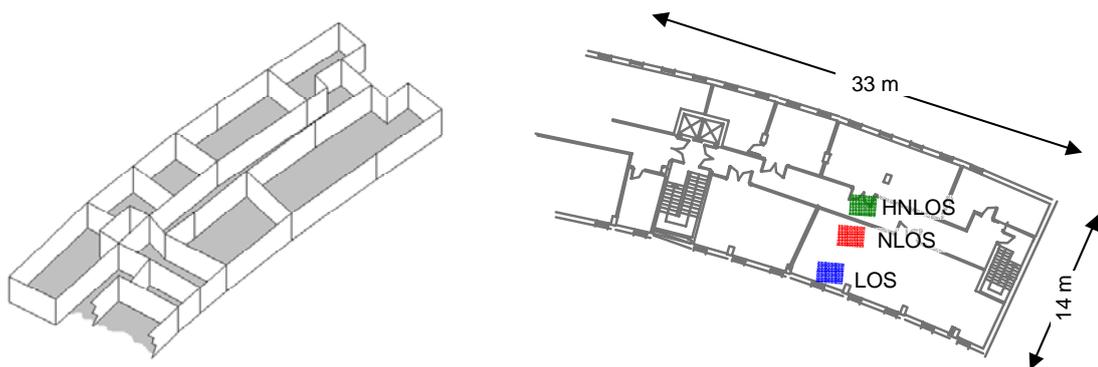


Figura 3.6. Escenario Laboratorios.

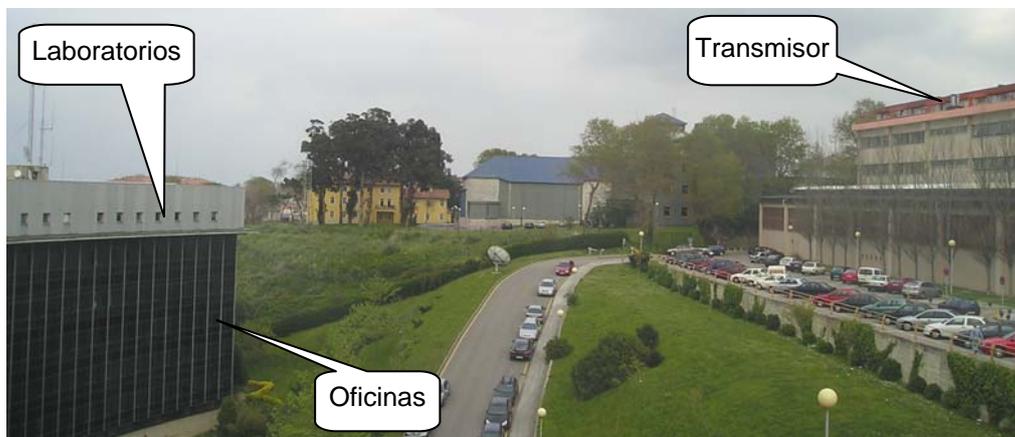


Figura 3.7. Escenarios Exteriores-Interiores.

- **Escenario Oficinas**

El escenario oficinas es el mismo en el que se estudian los canales interiores. Está formado por despachos, todos ellos comunicados por un pasillo en forma de U que rodea una sala de reuniones. El mobiliario de los despachos está compuesto por armarios metálicos, librerías además del mobiliario y equipamiento típico de oficinas.

Al igual que en los casos anteriores, el área LOS se encuentra próximo al ventanal de la zona sur, dentro de una oficina. El área NLOS se encuentra en el pasillo que comunica los despachos y el área HNLOS se sitúa en una sala de reuniones con varios armarios metálicos situada en el centro de la planta.

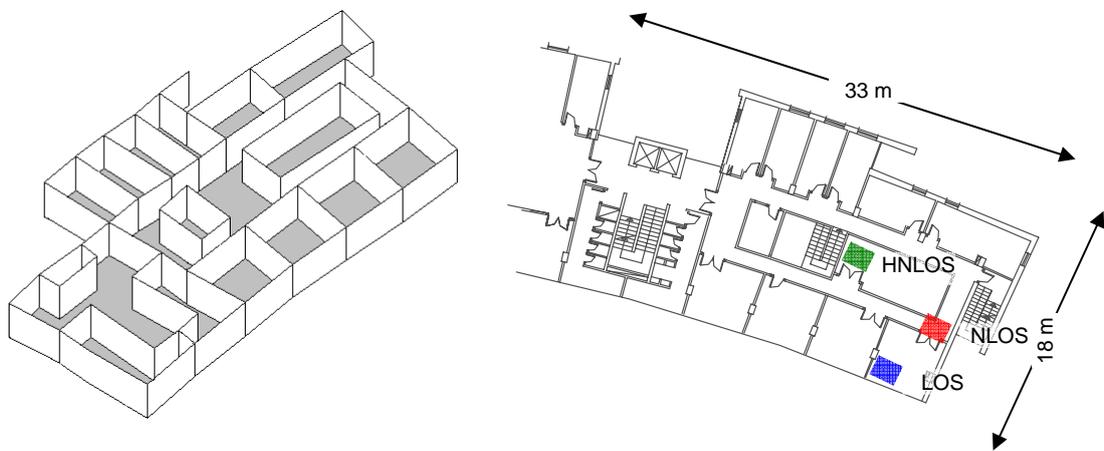


Figura 3.8. Escenario Oficinas.

### *Escenarios Exteriores*

El tercer tipo de escenarios analizados son los escenarios exteriores. En esta memoria se estudian estos escenarios únicamente en banda ancha, en la banda de 3.5 GHz, para mostrar la diferencia entre el canal de exteriores y el canal exterior-interior. Por tanto el transmisor se mantiene en la misma azotea que en los escenarios anteriores. En estos escenarios de exteriores solo se analizan áreas LOS.

- **Escenario Azotea**

El primer escenario es la azotea del edificio ETSIIT, Figuras 3.9 y 3.10b. El receptor se encuentra en uno de los puntos más altos del edificio, a una altura ligeramente por debajo del transmisor y totalmente aislado de elementos dispersores a su alrededor.

- **Escenario Terraza**

El segundo escenario se encuentra en la terraza de la planta +1, en el exterior del salón de actos, Figura 3.9 y 3.10a. A diferencia del escenario anterior, en el escenario terraza, parte del edificio ETSIIT se encuentra inmediatamente detrás del receptor, por lo que el receptor tendrá gran número de *scatteres* cercanos.



Figura 3.9. Escenarios de exteriores.

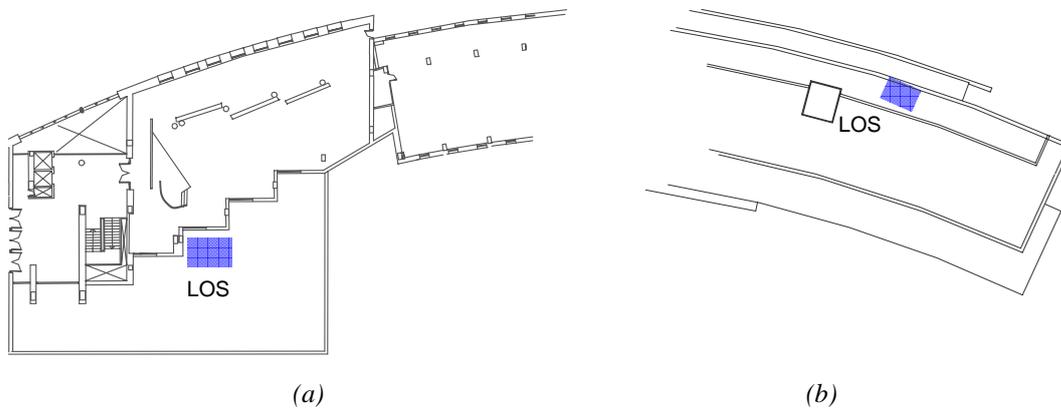


Figura 3.10. Escenarios exteriores, terraza (a) y azotea (b).

### 3.3 Caracterización del canal en banda estrecha

Se considera canal de banda estrecha cuando el comportamiento del canal es uniforme en el ancho de banda de interés, es decir, canal con desvanecimiento plano. La función de transferencia y la respuesta al impulso ideal de un canal radio de banda estrecha vienen dadas por [5]:

$$H(w,t) = a(t)e^{-jw\tau_0} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} h(\tau,t) = a(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (3.1)$$

La respuesta temporal de una canal de banda estrecha es una función delta desplazada un tiempo  $\tau_0$  llamado retardo de propagación. Para el caso real de un ancho de banda limitado, la delta pasa a ser una función *sinc*, (transformada inversa de Fourier de una ventana frecuencial rectangular).

Por tanto, la caracterización del canal radio de banda estrecha se centra en el análisis del parámetro  $a$  de la expresión (3.1), estudiando la potencia media recibida ( $P_{Tx}/a^2$ ) y las estadísticas de primer orden de los desvanecimientos a pequeña escala (variaciones en el nivel de  $a$ ). En el capítulo siguiente se estudiará la correlación en la estadística de los desvanecimientos entre diferentes realizaciones de canales obtenidos con diferente transmisor y/o receptor.

### 3.3.1 Potencia media

La potencia media recibida es el primer parámetro que caracteriza el canal en banda estrecha. En el dominio del tiempo la señal recibida sufre desvanecimientos de pequeña escala. El cálculo de la potencia media requiere promediar un conjunto de muestras en el tiempo o en el espacio para eliminar estos desvanecimientos. Si el conjunto de muestras no presentan desvanecimientos de gran escala, la potencia media se obtiene como el valor promedio; si presenta desvanecimientos a gran escala, la potencia media se obtiene a partir del método de la ventana deslizante [9–11]. Así la media local en un punto  $x_i$  se obtiene promediando los puntos de la envolvente de la señal al cuadrado, comprendidos en una ventana de longitud  $L$  entorno al punto de interés:

$$m(x_i) = \frac{1}{L} \int_{x_i-L/2}^{x_i+L/2} r^2(x) dx \quad (3.2)$$

La selección del tamaño de la ventana debe ser cuidadosa. Si  $L$  es demasiado pequeña, el promediado se realiza sobre pocas muestras impidiendo eliminar los desvanecimientos. Por el contrario, si la ventana es demasiado grande, el desvanecimiento de gran escala también se suavizará. Para este tipo de entornos el tamaño óptimo se encuentra entre  $4$  y  $10\lambda$  [7, 12, 13]. En esta memoria se utiliza una ventana de  $6\lambda$ .

### 3.3.2 Estadística de los desvanecimientos

Las distribuciones de probabilidad de Rayleigh y Rice son las distribuciones más utilizadas para modelar los desvanecimientos de pequeña escala (estadísticos de primer orden) de la envolvente en áreas locales (ver capítulo 3 de [11] y sus referencias [9-27]).

En entornos multicamino la señal recibida puede considerarse como un proceso aleatorio Gaussiano complejo estacionario en sentido amplio.

$$y(x) = y_Q(x) + j y_I(x)$$

En entornos con multipath isotrópico en azimut,  $y_I(x)$  e  $y_Q(x)$  son variables aleatorias Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas de media cero y varianza  $\sigma^2$ . La envolvente de la señal recibida,  $r(x) = \sqrt{y_I(x)^2 + y_Q(x)^2}$ , sigue una distribución de Rayleigh, cuya función de distribución de probabilidad es:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (3.3)$$

mientras que la envolvente al cuadrado, es decir, la potencia instantánea recibida, sigue una distribución exponencial dada por:

$$p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} \quad (3.4)$$

Si existe un rayo dominante,  $y_I(x)$  e  $y_Q(x)$  seguirán siendo variables aleatorias Gaussianas pero de media distinta de cero. Si se asume que ambas componentes tienen misma varianza  $\sigma^2$ , la distribución del módulo de la envolvente sigue una distribución de Rice:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+v^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r \cdot v}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (3.5)$$

donde  $I_0$  es la función de Bessel modificada de orden cero,  $v$  es la magnitud de la componente dominante y  $\sigma^2$  es proporcional a la potencia de la componente Rayleigh.

El parámetro  $K$  de Rice representa la relación entre la potencia asociada al rayo dominante y la potencia del resto de componentes multitrayecto.

$$K = \frac{v^2}{2\sigma^2} \quad (3.6)$$

Si no existe un rayo directo dominante la expresión (3.5) tiende a la función densidad de probabilidad de Rayleigh y, en ese caso, el parámetro  $K$  (3.6) vale cero [14].

La envolvente al cuadrado sigue una distribución chi-square no central con dos grados de libertad [15]:

$$p(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-K - \frac{x}{2\sigma^2}} I_0 \left( 2\sqrt{\frac{K \cdot x}{2\sigma^2}} \right), \quad r \geq 0 \quad (3.7)$$

El valor medio de la distribución de Rice [16] viene dado por la siguiente expresión:

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-K/2} \left[ (1+K)I_0(K/2) + KI_1(K/2) \right] \quad (3.8)$$

y el valor cuadrático medio:

$$E\{r^2\} = v^2 + 2\sigma^2 = 2\sigma^2(K+1) \quad (3.9)$$

Dado un conjunto de muestras de la envolvente de la señal multicamino, el parámetro  $K$  de la distribución de Rice que ajusta dichos datos se obtiene según (3.10) [8]. En [17] se muestra la validez de (3.10) para estimar el valor de  $K$ .

$$\frac{E\{r\}}{\sqrt{E\{r^2\}}} = \sqrt{\frac{\pi}{4(K+1)}} e^{-K/2} \left[ (K+1)I_0(K/2) + KI_1(K/2) \right] \quad (3.10)$$

De esta forma, mediante el valor medio y el valor cuadrático medio, estimados a partir de las muestras, puede determinarse el parámetro  $K$  de la distribución de Rice que mejor ajusta la estadística de los desvanecimientos. Conocido el valor de  $K$ , el parámetro  $\sigma$  puede obtenerse indistintamente de (3.8) ó (3.9).

Para comprobar la bondad del ajuste de la función de probabilidad acumulada, CDF, de Rice a la estadística de la medida, se utiliza el test de Kolmogorov-Smirnoff [5, 19]. Este test evalúa la máxima desviación  $D$  de la CDF teórica,  $P(r)$ , respecto de la medida,  $S(r)$ . Esta desviación se obtiene según (3.11).

$$D = \max_{-\infty < r < \infty} |S(r) - P(r)| \quad (3.11)$$

El test de Kolmogorov-Smirnoff compara la máxima desviación  $D$  con los valores críticos tabulados  $D^{\alpha}_N$ . Estos valores críticos dependen del número de puntos de  $S(r)$ ,  $N$ , y del nivel de significancia  $\alpha$  exigido. El nivel de significancia determina la probabilidad de

que la desviación  $D$  sea menor que el valor crítico (3.12). Por este motivo, cuanto menor es el parámetro  $\alpha$  mejor es el ajuste ya que se garantiza que un mayor porcentaje de valores de  $D$  se encuentran por debajo de  $D_N^\alpha$ . Si para un  $N$  y  $\alpha$  dados se cumple que  $D < D_N^\alpha$  se verifica la hipótesis nula, la cual asume que la distribución experimental puede aproximarse por la teórica, en caso contrario se rechaza.

$$P(D < D_N^\alpha) = 1 - \alpha \quad (3.12)$$

El grado de ajuste de la CDF teórica a los datos medidos se puede realizar en dos direcciones, prefijando el nivel de significancia a partir de los valores típicos tabulados (0.1, 0.05, 0.01) [19] y comprobando que  $D < D_N^\alpha$ , o calculando el nivel de significancia mínimo que cumple que  $D < D_N^\alpha$  [18]. Se ha optado por la segunda opción, obteniendo el nivel de significancia a partir de (3.13) [20] ([19] presenta una expresión similar). Si  $\alpha$  es bajo, por debajo de los valores típicos, el ajuste será correcto. En el ajuste de la estadística de los desvanecimientos de las medidas realizadas, se obtuvieron niveles de significancia inferiores a 0.01 en el 90% de los casos e inferior a 0.05 en el 97% de los casos.

$$P(D < D_N^\alpha) = 1 - 2e^{-2(\sqrt{n} + 0.12 + 0.11/\sqrt{n})^2 D^2} = 1 - \alpha \quad (3.13)$$

### 3.3.3 Sistema de medida en banda estrecha

Para realizar la caracterización del canal radio en banda estrecha se utiliza un sistema automatizado de medida [21, 22]. Este sistema ha sido ampliamente utilizado por el grupo de trabajo y suficientemente validado [11, 21, 23] y se presenta en la Figura 3.11.

En el extremo receptor, un sistema automático de posicionamiento, controlado remotamente por un ordenador, desplaza la antena receptora a una velocidad programada de 50.45 mm/s a lo largo de una trayectoria lineal de 2 metros.

Un analizador vectorial de señal (HP 89441A), equipado con un módulo de RF, hace las veces de transmisor y receptor. La fuente transmisora emite un tono continuo con un nivel de potencia de 13 dBm a la frecuencia de 2.4 GHz. El muestreo de la señal se realiza en el dominio del tiempo, tomando muestras cada 5.12 ms, es decir, se toman muestras en la trayectoria cada 0.25 mm lo que supone un total de 8192 muestras. Éstas se transfieren del buffer de captura del analizador al computador a través del bus HP-IB. El control y configuración del analizador se realiza también a través de dicho bus. El

nivel de ruido se sitúa entre los -100 y -105 dBm por encima de la sensibilidad del receptor, situada en torno a los -130 dBm.

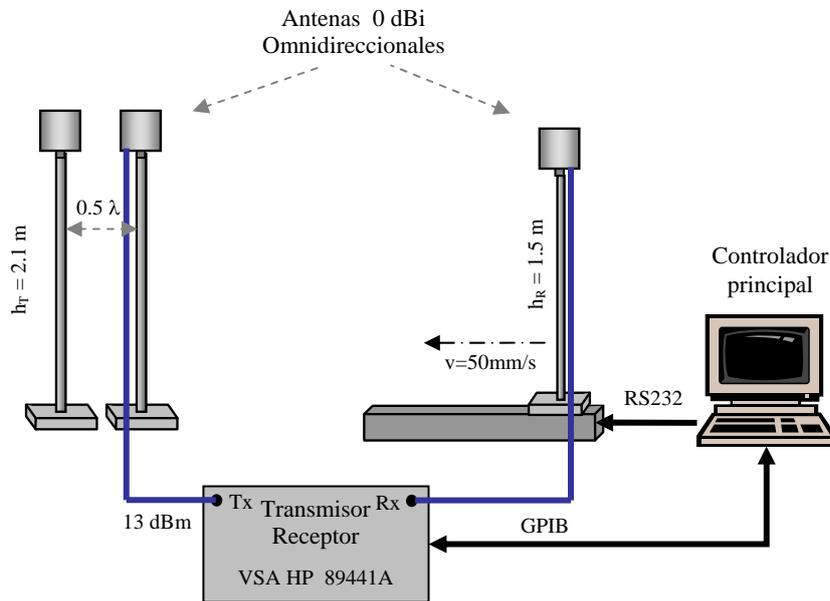


Figura 3.11. Sistema de medida para canales de banda estrecha

Mediante una herramienta software se configura y controla todo el sistema de medida, sincronizando el desplazamiento de la antena receptora con la adquisición de muestras de la señal multicamino.

El sistema utilizado está diseñado para la medida directa de canales SISO. La medida de canales MIMO se obtiene combinando varias capturas de canales SISO. En cada realización medida del canal SISO se obtiene la variación de la señal en un cierto área local de dos metros. Aprovechando que en un sistema SIMO típico las antenas receptoras se encuentran en el mismo área local (misma estadística de desvanecimientos), a partir de la trayectoria medida con una única antena se puede conformar un array virtual de  $N$  elementos receptores separados una distancia  $\Delta d$ . Por ejemplo, para un sistema con dos antenas receptoras, midiendo una única trayectoria  $s(x)$ ,  $x \in [0, 2]$ , se pueden extraer dos trayectorias,  $s(x_I)$  y  $s(x_I + \Delta d)$  con  $x_I \in [0, 2 - \Delta d]$  que se correspondería virtualmente con la señal recibida por las dos antenas utilizando un único transmisor, es decir  $h_{1I}$  y  $h_{2I}$ .

Para completar el canal MIMO, se miden diferentes realizaciones con antenas transmisoras separadas espacialmente. En las medidas realizadas en los escenarios interiores se utilizaron como antenas transmisoras antenas bicónicas omni-direccionales de banda ancha, polarizadas verticalmente, con una ganancia de 0 dBi para la banda de trabajo de 2.4 GHz. La separación entre antenas transmisoras es de  $\lambda/2$ , siendo  $\lambda$  la

longitud de onda. Se utilizó una única antena que se desplaza manualmente a la posición correspondiente a cada transmisor, permitiendo formar nuevamente, de manera virtual, un array transmisor.

Para realizar las medidas en escenarios mixtos, exterior-interior, el sistema de medida se modifica para poder situar el transmisor separado del receptor. La Figura 3.12 presenta el esquema de medida modificado. Como equipo transmisor se utilizó el generador de señal Agilent E4433B ESG-D. Para superar la ausencia de una referencia común para ambas etapas se utilizan osciladores de rubidio en ambos extremos que permiten, gracias a su estabilidad de oscilación, tener una referencia de 10 MHz que garantiza que se transmite y recibe a la misma frecuencia.

Para compensar las mayores pérdidas de propagación sufridas en este escenario a la salida del generador se conecta un amplificador de potencia con una ganancia típica de 30 dB.

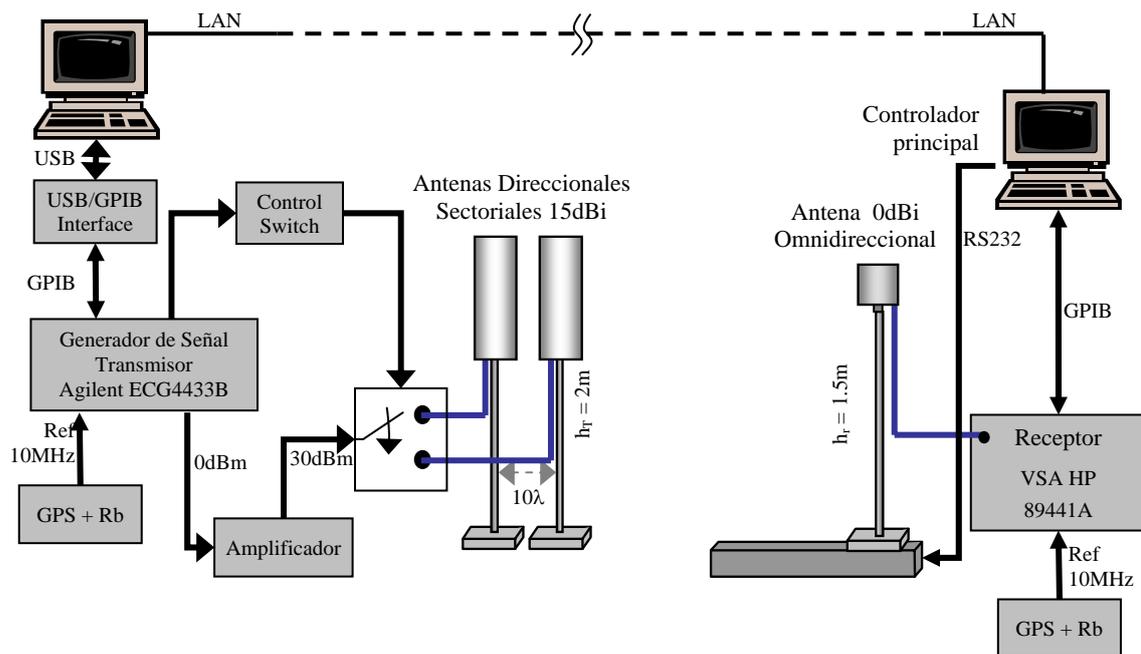


Figura 3.12. Sistema de medida para canales de banda estrecha modificado para escenarios exteriores - interiores

Para las medidas en los escenarios exteriores - interiores se utilizaron antenas sectoriales, del tipo estación base con polarización vertical, con una apertura de  $90^\circ$  en el plano azimutal, ganancia típica de 15 dBi, separadas una distancia de  $10\lambda$  y orientadas hacia el receptor. La selección de la antena transmisora activa se realiza mediante un switch de RF de estado sólido. El control del transmisor y del switch de RF se realiza de

manera remota desde el extremo receptor a través de la red de área local de la Universidad de Cantabria.

Las conexiones de RF se realizan mediante cables coaxiales de baja atenuación. En el extremo transmisor se utilizaron cables Shuner Multiflex de 10 metros y en el receptor, cables coaxiales Shuner Sucoflex de bajas pérdidas de 10 metros.

### 3.3.3.1 Coherencia del sistema de medida

El sistema coherente de medida utilizado permite medir el módulo y la fase de la respuesta impulsiva del canal. Al usar el analizador vectorial de señal, VSA, como transmisor y receptor se utiliza un oscilador de referencia común que garantiza que ambos extremos del canal estén perfectamente sincronizados en frecuencia y fase. El problema surge cuando transmisor y receptor están espacialmente separados y no comparten un oscilador común de referencia. Para solventar este problema se utilizan osciladores de rubidio en ambos extremos que generan una referencia externa estable de 10 MHz. Así la calidad de la medida depende de la estabilidad de estos osciladores.

Los osciladores de rubidio presentan una deriva de fase de carácter aleatorio  $\phi_{Rb}(t)$  que contamina la fase medida del canal  $\phi_h(t)$  [33]. La señal de cada canal medido es del tipo:

$$|h(t)|e^{j\phi_h(t)}e^{j\phi_{Rb}(t)} \quad (3.14)$$

A partir de la señal medida, únicamente será válida la información de la envolvente; a partir de esta información es posible caracterizar el canal por medio de la potencia media recibida y de la estadística de los desvanecimientos aunque presenta inconvenientes a la hora de obtener la correlación compleja entre canales. En este caso solo se podrá obtener correlación de potencia o de envolvente.

Por otra parte, según [33] las variaciones de fase introducidas por los osciladores se eliminan en el cálculo de la capacidad, gracias a lo cuál, se puede obtener un cálculo correcto de este parámetro pese al problema en la medida de la fase.

### 3.3.4 Resultados

Una vez descritos los parámetros fundamentales necesarios para caracterizar en banda estrecha los canales SISO que conformarán el canal MIMO y descrito el sistema de medida utilizado para estudiar dichos canales radio, se presentan los resultados de la caracterización del canal para los diferentes escenarios bajo test.

Aparte de estudiar situaciones con y sin línea de vista (LOS y NLOS) también se ha analizado la influencia de la orientación de la trayectoria medida. Se definen dos orientaciones diferentes; la primera, cuando el array transmisor y receptor están paralelos y la segunda cuando una array se encuentran perpendicular al otro.

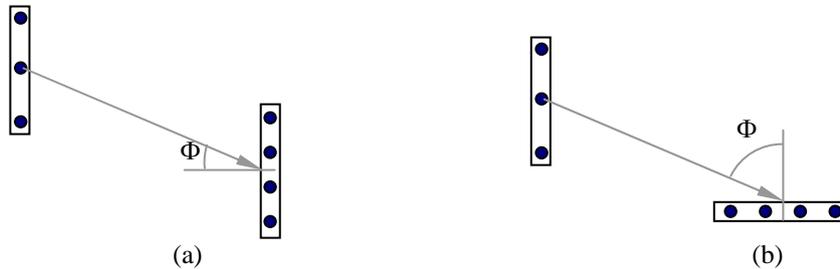


Figura 3.13. Orientación paralela (a) y perpendicular (b)

Cuando el ángulo de incidencia  $\Phi$  tienda a  $0^\circ$  se habla de orientación paralela o *broadside*, Figura 3.13(a), mientras que si tiende a  $90^\circ$  se denomina perpendicular o *inline* (o *endfire*), Figura 3.13(b). Generalmente se intenta que la situación paralela tienda a la orientación *broadside* mientras que la perpendicular tienda a la situación *inline*, aunque en algunos casos concretos no siempre es posible.

### 3.3.4.1 Escenarios interiores

Como se comentó en el apartado 3.2, se han considerado tres escenarios interiores diferentes, uno diáfano, el escenario hall y dos escenarios de oficinas, la planta -2 de la ETSIIT y la planta -1 del CDTUC (Figuras 3.1-3.3).

Se ha realizado un conjunto de medidas en los tres escenarios en áreas con línea de vista y sin línea de vista. En la Figura 3.14 se presenta la ubicación del transmisor y las trayectorias, paralelas y perpendiculares al array transmisor, medidas en el escenario hall (a), oficinas (b) y CDTUC (c) respectivamente.

Para la presentación de los resultados se ha elegido un situación LOS y otra NLOS de cada escenario con sus dos diferentes orientaciones. En la Tabla 3.1 se presenta los valores medios de potencia y la estadística de los desvanecimientos representada por el parámetro  $K$  de la distribución de Rice. Se observa en esta tabla como, para el área LOS, el escenario CDTUC presenta los menores valores de potencia media, entorno a -76 dBm, mientras que en los otros dos escenarios, esta potencia media es superior situándose entorno a -60 dBm. Observando la estadística de los desvanecimientos, se observa que el parámetro  $K$  de la estadística de Rice es alto, entre 4 y 7 en el escenario Hall, mientras

que en los otros dos escenarios el parámetro  $K$  es menor, tendiendo a una distribución de tipo Rayleigh.

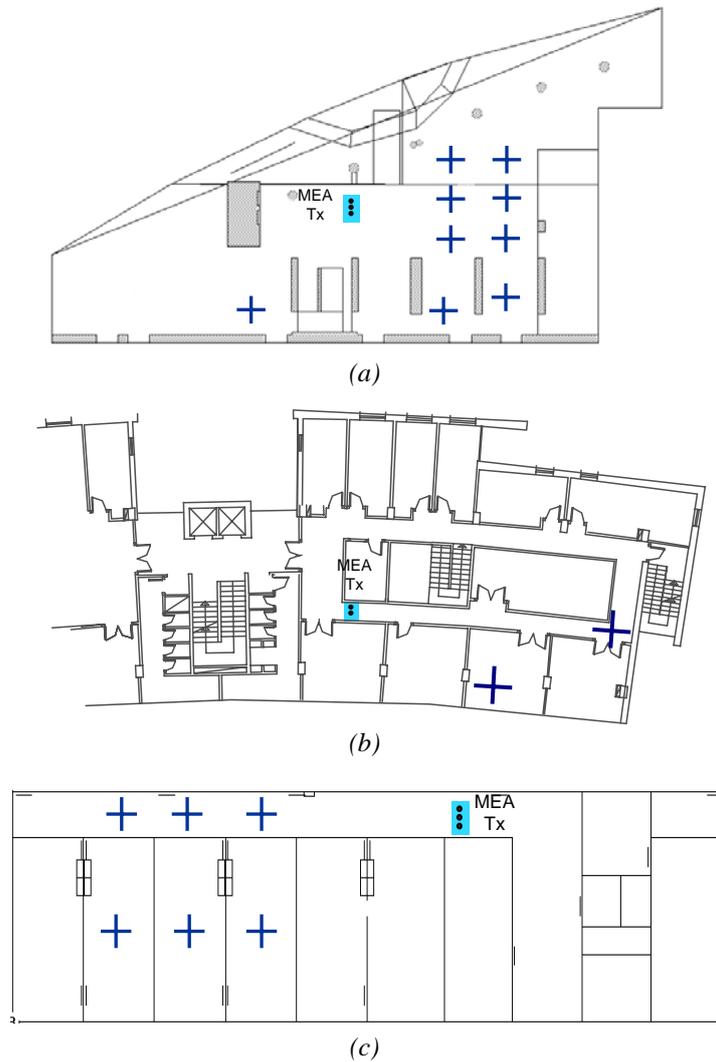


Figura 3.14. Ubicación del transmisor y las trayectorias medidas en el escenario Hall(a), oficinas (b) y CDTUC (c).

Escenario	Orientación	LOS		NLOS	
		$P_{med}$	$K$	$P_{med}$	$K$
Hall	<i>Broadside</i>	-59	6	-68	0
	<i>Inline</i>	-61	4.5	-67	1.1
Oficinas	<i>Broadside</i>	-64	2.6	-73	1.4
	<i>Inline</i>	-60	2.4	-80	0
CDTUC	<i>Broadside</i>	-77	0.8	-92	1
	<i>Inline</i>	-76	4.5	-92	0.7

Tabla 3.1. Potencia media (dBm) y el parámetro  $K$  de la estadística de Rice de los desvanecimientos en los distintos escenarios interiores

Para las situaciones NLOS cabe destacar que en el escenario Hall la pérdida en potencia respecto a las situaciones LOS es inferior a los otros dos escenarios. Este comportamiento es debido a que, aunque el rayo directo esté obstruido, el resto de componentes multicamino no sufren esa atenuación por obstrucción y contribuyen significativamente a la potencia final. El escenario CDTUC por su parte presenta una gran pérdida en potencia, entorno a 16 dB, respecto a las situaciones LOS. La estadística de los desvanecimientos en las áreas NLOS presenta un carácter prácticamente tipo Rayleigh, con valores del parámetro  $K$  de Rice próximos a 0.

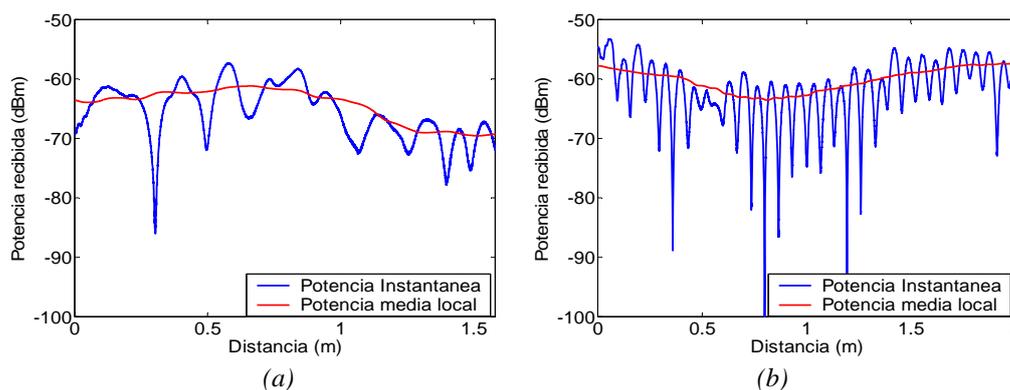


Figura 3.15. Ejemplo de niveles de potencia en LOS para la orientación *broadside* (a) e *inline* (b)

Desde el punto de vista de la estadística de los desvanecimientos y en los niveles medios, ambas orientaciones presentan resultados similares; sin embargo, los niveles instantáneos presentan un comportamiento diferente. Así, la situación *inline* presenta desvanecimientos frecuentes y de poca duración, Figura 3.15(b). Este comportamiento es más marcado en los escenarios donde la trayectoria se sitúa a lo largo del pasillo ya que las múltiples reflexiones producidas en las paredes causan una suma constructiva/destructiva tan rápida. Por el contrario, en orientaciones *broadside* los desvanecimientos son más largos pero menos frecuentes como puede verse en la Figura 3.15(a).

Esta dependencia con la orientación es menor en situaciones NLOS donde las direcciones de llegada de las componentes multicamino al receptor son muy variadas y disponen de magnitudes similares.

### 3.3.4.2 Escenarios exteriores-interiores

En la Figura 3.16 se presentan las trayectorias medidas en el escenario de laboratorios; se han medido cuatro áreas locales, dos de ellas de características HNLOS que presentan resultados similares. Se presentarán los resultados obtenidos para las tres primeras áreas, LOS, NLOS y HNLOS.

En el escenario oficinas, Figura 3.17, se han estudiado cuatro áreas locales, dos de ellas del tipo LOS. Éstas presentan comportamientos similares, luego solo se presenta los resultados de una de ellas.

Finalmente, en la Figura 3.18, se presenta la ubicación de las trayectorias medidas en cada una de las tres áreas locales del escenario salón de actos.

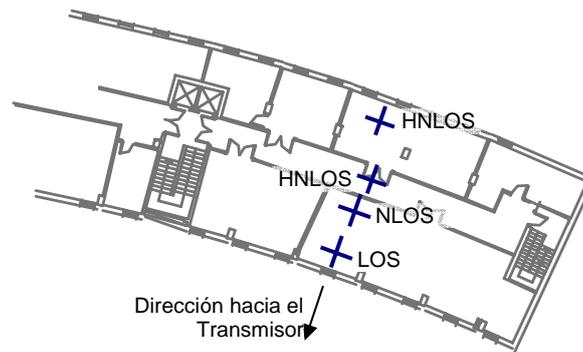


Figura 3.16. Ubicación de las trayectorias medidas en cada una de las áreas del escenario de laboratorios

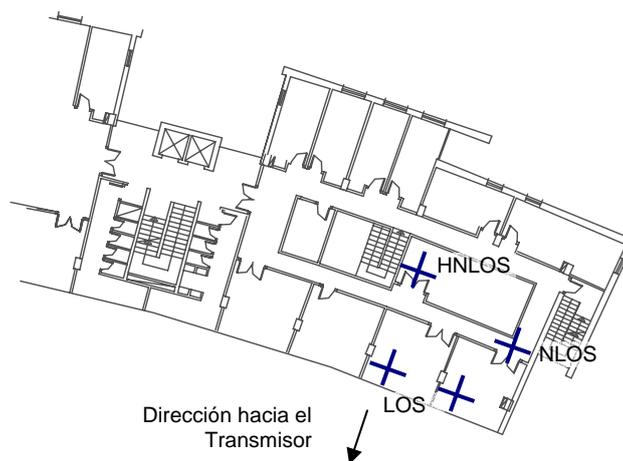


Figura 3.17. Ubicación de las trayectorias medidas en cada una de las áreas del escenario de Oficinas

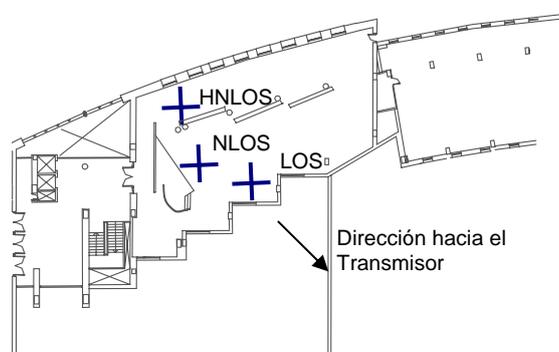


Figura 3.18. Ubicación de las trayectorias medidas en cada una de las áreas del escenario salón de actos

En la Tabla 3.2 se presentan los valores de potencia media obtenidos en cada área local para cada orientación considerada. En las situaciones LOS se observan niveles altos de potencia, principalmente debidos a la presencia del rayo directo y la menor atenuación de las componentes multicamino procedentes del exterior. Las diferencias en potencia entre las distintas orientaciones se deben principalmente a la obstrucción del primer radio de Fresnel del rayo directo.

La estadística de los desvanecimientos para la situación LOS presenta comportamientos diferentes en los distintos escenarios. Así, para el escenario laboratorio, se observa valores de  $K$  altos, a través de los cuales se puede interpretar que en este escenario el rayo directo predomina sobre el resto de componentes. Sin embargo, en el escenario oficinas, el parámetro  $K$  cae a valores entorno a 4 indicando la existencia de otras componentes multicamino importantes en magnitud. Por último, el escenario salón de actos presenta un comportamiento diferente para cada una de las orientaciones. Mientras que la orientación paralela presenta un valor de  $K$  bajo, 2.5, en la situación perpendicular el parámetro  $K$  se eleva a valores más altos, entorno a 10.

Escenario	Orientación	LOS		NLOS		HLOS	
		$P_{med}$	$K$	$P_{med}$	$K$	$P_{med}$	$K$
Laboratorios	<i>Broadside</i>	-62	11	-77	1.6	-79	1
	<i>Inline</i>	-66	11	-76	0.5	-78	2
Oficinas	<i>Broadside</i>	-66	4.4	-78	0.5	-82	1
	<i>Inline</i>	-62	3.8	-78	2	-83	1
Salón de Actos	<i>Broadside</i>	-60	2.5	-72	1	-76	2
	<i>Inline</i>	-57	10	-69	3	-79	1.5

Tabla 3.2. Potencia media (dBm) y el parámetro K de la estadística de Rice de los desvanecimientos en los distintos escenarios exteriores - interiores

Las áreas NLOS presentan caídas de entre 10 y 15 dB en la potencia media debido a la atenuación del rayo directo. En los escenarios de laboratorios y oficinas, la diferencia entre orientaciones es prácticamente inexistente dado que en estos casos son las distintas componentes multicamino las que contribuyen en mayor medida a la potencia media. En estas áreas, la estadística de los desvanecimientos presenta valores de  $K$  bajos, muy próximos a una estadística tipo Rayleigh.

El escenario salón de actos, gracias a su carácter más diáfano, permite la entrada de componentes, posiblemente reflexiones en el suelo, que aportan niveles medios de

potencia elevados. La presencia de estas componentes mantiene la diferencia entre las dos orientaciones. Se observa como en la orientación perpendicular,  $K$  adquiere un valor de 3 mientras que en la orientación paralela es próximo a 1.

Para situaciones HNLOS, las componentes procedentes del exterior se ven muy atenuadas, presentando potencias medias bajas. Se observan mayores pérdidas en la potencia media en el escenario de oficinas dado que es un área con gran número de armarios metálicos y el rayo directo debe atravesar gran número de obstáculos. En los tres escenarios, el parámetro  $K$  de Rice es muy bajo, debido a que las componentes multicamino procedentes de las reflexiones presentan amplitudes similares. Este hecho ayuda a que la dependencia con la orientación en esta área local sea mínima.

### 3.4 Caracterización del canal en banda ancha

Un canal de banda ancha presenta un comportamiento no uniforme dentro del ancho de banda de interés, por lo que también se denomina como selectivo en frecuencia. En el dominio del tiempo los retardos de las componentes multicamino tienen un valor comparable al tiempo de símbolo. La respuesta al impulso se puede modelar como una suma de deltas que representan las diferentes componentes multicamino, con su retardo y amplitud compleja correspondiente [5]. Considerando que el canal es estacionario en sentido amplio en el dominio del tiempo con *scattering* incorrelado en el dominio del retardo temporal (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*, WSSUS) [26, 27] se puede expresar la relación entre el dominio del tiempo y de la frecuencia mediante (3.15).

$$H(w, t) = \sum_i a_i(t) e^{-jw\tau_i} \xleftrightarrow{\mathfrak{F}} h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.15)$$

Si se considera un ancho de banda real, limitado, las funciones delta pasan a ser funciones *sincs*, que ensanchan temporalmente la respuesta de cada componente multicamino.

Dada la complejidad del canal selectivo en frecuencia, es necesario estudiar su comportamiento en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia.

### 3.4.1 Caracterización en el dominio del tiempo

La caracterización del canal radio en banda ancha, en el dominio del tiempo, se realiza a partir del perfil potencia retardo y de sus momentos de primer y segundo orden, la dispersión media del retardo y el retardo medio

El perfil potencia retardo conocido por sus siglas en ingles como PDP (*Power Delay Profile*) representa las componentes de potencia que llegan al receptor en función del retardo sufrido (densidad espectral de potencia en función del retardo). Dicho retardo se expresa como “*excess delay*”, es decir, el retardo respecto a la primera componente que alcanza el receptor.

El perfil potencia retardo se obtiene al promediar un conjunto de perfiles potencia retardo instantáneos obtenidos en un área local, con el objeto de promediar el efecto de los desvanecimientos de pequeña escala:

$$P(\tau) = \frac{1}{N} \sum_i |h(\tau)|^2 \text{ con } i=1,\dots,N \text{ medidas} \quad (3.16)$$

Para cuantificar las propiedades dispersivas del canal multicamino, se utiliza el retardo medio,  $\tau_{med}$ , y la dispersión media del retardo,  $\sigma_\tau$ , momentos de primer y segundo orden del perfil potencia retardo. La dispersión media del retardo aporta una buena medida de la dispersión del multicamino, dando una indicación de la potencial interferencia entre símbolos. Los ecos fuertes, en relación con la primera componente, con grandes retardos contribuyen significativamente a la dispersión media del retardo. El rendimiento de sistemas en entornos multicamino es muy sensible al valor de  $\sigma_\tau$  [24, 25].

El retardo medio se obtiene como la media de los retardos ponderados con el valor del PDP promedio:

$$\tau_{med} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \quad (3.17)$$

y la dispersión media del retardo según (3.18).

$$\sigma_{\tau} = \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \right]^{1/2} \quad (3.18)$$

El cálculo del retardo medio y la dispersión media del retardo depende del umbral de ruido seleccionado. Este umbral permite distinguir en el PDP, las componentes multicamino de la señal y las componentes de ruido. Un umbral muy bajo introduce más componentes de ruido en el cálculo de  $\tau_{med}$  y  $\sigma_{\tau}$  proporcionando una caracterización pesimista del canal ( $\tau_{med}$  y  $\sigma_{\tau}$  más grandes).

Algunos autores como [3], obtienen los parámetros temporales a partir de los perfiles retardo potencia instantáneos, presentando su estadística. Aunque los valores medios pueden llegar a ser próximos a los obtenidos a partir del PDP promedio, son solo una aproximación de los reales, dado que se pierde la propiedad de ergodicidad requerida para considerar un canal WSSUS [26].

### 3.4.2 Caracterización en el dominio de la frecuencia

La función de correlación en frecuencia (FCF) es una medida de la variación de la respuesta frecuencial del canal en el ancho de banda. Esta FCF permite cuantificar la selectividad frecuencial del canal radio. Si esta correlación es baja indica un comportamiento del canal variable con la frecuencia que produce una distorsión de la señal en el dominio del tiempo, la cual ocasiona interferencia entre símbolos.

El ancho de banda de coherencia, definido como la máxima diferencia frecuencial para la cual la FCF se encuentra por encima de un cierto nivel, es útil para diseñar el sistema de comunicación y valorar el rendimiento de técnicas de modulación y diversidad. Se puede interpretar este ancho de banda de coherencia como el rango de frecuencias sobre el cual el canal se puede considerar como de desvanecimiento plano (canal de banda estrecha). El ancho de banda de coherencia se define típicamente para correlaciones de  $1/e$  [28],  $0.5$  ( $B_{coh,0.5}$ ) y  $0.9$  ( $B_{coh,0.9}$ )

La FCF se obtiene a través de la transformada de Fourier del perfil potencia retardo promedio, siempre que se cumplan las propiedades de estacionariedad en sentido amplio (*Wide Sense Stationary*, WSS) y *scattering* incorrelado (*Uncorrelated Scattering*, US) WSSUS.

El ancho de banda de coherencia es inversamente proporcional a la dispersión media del retardo (3.19). Aunque no existe una relación exacta, es decir el valor de  $k$  no está definido. Según [29]  $k$  vale 50 para  $B_{coh\ 0.9}$  y 5 para  $B_{coh\ 0.5}$ .

$$B_{coh} \approx \frac{1}{k \cdot \sigma_\tau} \tag{3.19}$$

### 3.4.3 Sistema de medida en banda ancha

El sistema de medida en banda ancha se basa en el clásico sistema de barrido en frecuencia [4]. Este sistema se modifica para obtener la función de transferencia de cada uno de los subcanales del sistema MIMO 2x2. Es un sistema coherente de medida diseñado para obtener módulo y fase de la función de transferencia lo que permitirá proporcionar información del dominio transformado, el dominio del tiempo. El sistema de medida se presenta en la Figura 3.19.

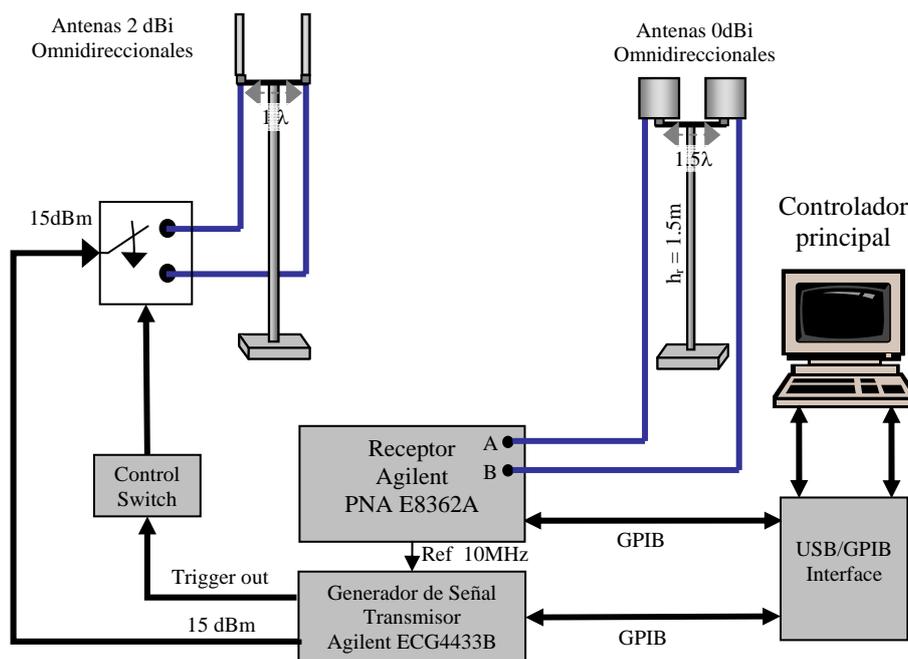


Figura 3.19. Sistema de medida para canales de banda ancha

El sistema de medida utilizado es un sistema de barrido en frecuencia que mide anchos de banda de 250 MHz en la banda de 2.4 GHz capturando 400 puntos, lo que permite resoluciones frecuenciales de  $\Delta f = 0.625$  MHz. Un ordenador con un software desarrollado para estas medidas [30] se encarga de configurar y controlar ambos extremos del sistema de medida. Como equipo transmisor se utiliza un generador de señal (Agilent ECG4433B) en lugar del generador del propio PNA. El principal motivo es mantener el

mismo sistema de medida en el conjunto de las campañas de medidas realizadas en interiores y exteriores. Este transmisor realiza el barrido de los 400 puntos frecuenciales, cada uno de ellos con una potencia de 15 dBm. La salida del generador se conecta directamente a un switch RF de estado sólido que se encarga de dirigir la señal transmitida a cada una de las dos antenas transmisoras. Estas antenas son monopolos con ganancia típica de 2 dBi. La selección de la antena transmisora se realiza a partir de la señal *trigger out* del generador y un circuito de control [33].

Así la generación de cada tono manda un pulso TTL a la salida *trigger out* del generador de duración  $T=88$  ms (ver Figura 3.20). Este tren de 400 pulsos se utiliza como entrada de un monoestable redispensible que generará como salida, con la conveniente configuración, un pulso  $Q_1$  cuya duración será igual a la duración de todos los pulsos generados en el barrido de los 250 MHz, es decir  $T_2 = 400 \cdot T \approx 36$  s. El switch RF dispone de cuatro entradas lógicas TTL,  $C_{1-4}$  para seleccionar una de las cuatro salidas RF. Puesto que se utilizan dos salidas, solo serán necesarias dos entradas lógicas, las otras dos  $C_3$  y  $C_4$  se llevan directamente a 0. Las señales necesarias  $C_1$  y  $C_2$  se generan mediante un circuito contador. La salida del monoestable  $Q_1$  servirá como reloj del circuito contador. Así cada vez que se active el tren de pulsos el contador sumará 1. De este contador solo se utiliza el bit menos significativo que se encarga del control de la primera salida, mientras que su negado será el encargado de la segunda. Así el circuito controlador del switch se encarga de alternar entre una u otra antena transmisora en cada barrido del generador.

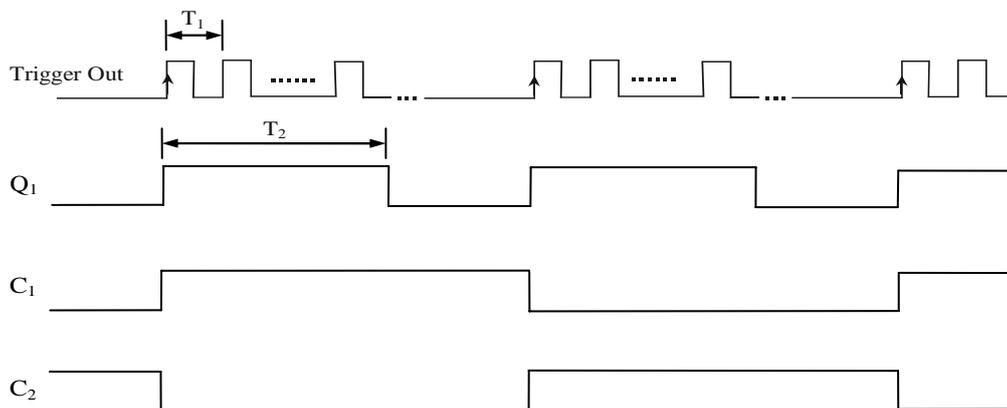


Figura 3.20. Señales de control del switch

En recepción un analizador de redes, realiza de manera paralela el barrido en frecuencia, capturando los 400 tonos frecuenciales. Para poder medir un canal MIMO de dos antenas receptoras, se utilizaron las dos entradas A y B del analizador. La medida de las señales en los puertos A y B está referenciada a la señal de la fuente interna del PNA, la misma que se obtiene en el receptor RI. Así a través del PNA se mide  $A/RI$  y  $B/RI$ .

Las antenas utilizadas en recepción fueron antenas bicónicas omnidireccionales de banda ancha, con una ganancia típica para la banda de 2.4 GHz de 0 dBi.

Con el propósito de mantener la misma referencia de oscilador local se conectó la salida de referencia de 10 MHz del analizador de redes a la entrada de referencia de 10 MHz del generador de señal.

Para realizar las medidas en escenarios exteriores y exteriores-interiores, donde transmisor y receptor se encuentran espacialmente separados, se modifica ligeramente el sistema de medida, principalmente dos aspectos: el control de la etapa transmisora y la referencia común en ambas etapas.

El control de la etapa transmisora se realiza a través de la red de área local de la Universidad. Todo el control se realiza a través del mismo PC principal pero se utiliza un equipo secundario en la etapa transmisora encargado de recibir la configuración y las ordenes de disparo y trasladárselas al generador de señal. El sistema de medida modificado se presenta en la Figura 3.21.

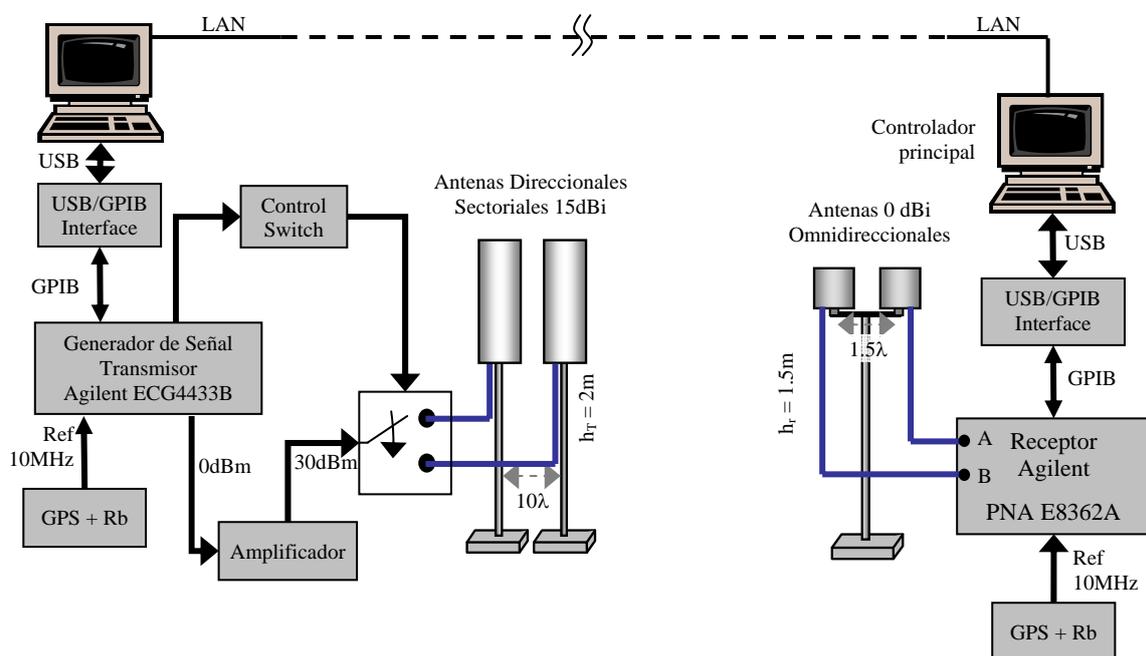


Figura 3.21. Sistema de medida para canales de banda ancha modificado para las medidas en escenarios exteriores - interiores y exteriores.

Para resolver el segundo aspecto, es decir la referencia común, se utilizaron osciladores de rubidio disciplinados mediante GPS para obtener una referencia de 10 MHz en ambos extremos.

Las medidas en exteriores están orientadas a caracterizar el canal radio en la banda de 3.5 GHz. En estas medidas de exteriores se ha utilizado en transmisión antenas direccionales sectoriales, del tipo estación base, con una ganancia de 15 dBi. Además, dada la mayor atenuación en espacio libre, se ha utilizado un amplificador de potencia a la salida del generador con ganancia típica de 30dB.

Para cada área local se mide una malla cuadrada de 4x4 posiciones, cada una con dos orientaciones, paralela y perpendicular. La separación entre posiciones es de aproximadamente  $2\lambda$  para la frecuencia de 2.4 GHz y  $3\lambda$  para la frecuencia de 3.5 GHz. En cada una de ellas se mide las cuatro funciones de transferencia que conforman el canal MIMO ( $H_{11}(\omega)$ ,  $H_{12}(\omega)$ ,  $H_{21}(\omega)$  y  $H_{22}(\omega)$ ). Para estudiar el canal SISO, las cuatro funciones de transferencia se consideran como realizaciones del mismo canal. Así, en cada área local, se obtiene 128 realizaciones de la función de transferencia de un canal SISO, mientras que para el canal MIMO se obtiene 16 realizaciones de  $H$  para cada orientación.

### 3.4.3.1 Coherencia del sistema de medida

Al igual que el sistema de medida en banda estrecha, las variaciones aleatorias de la fase de los osciladores de referencia introducen un error en la fase de la función de transferencia medida. Pero además, en este sistema, el disparo de cada tono del barrido frecuencial se realiza con una fase independiente.

Así, aunque en banda estrecha las variaciones de fase podían ser compensadas para el cálculo correcto de parámetros como la capacidad del canal, en banda ancha no es posible compensar dicho error. El error en la medida de la fase produce una incorrelación frecuencial que se traduce en anchos de banda de coherencia muy bajos y capacidades en banda ancha muy optimistas.

Para poder realizar el estudio del canal se estima la fase de la función de transferencia del canal a partir de la información del módulo. Existen multitud de respuestas de la fase para una única información del módulo. Se utiliza la respuesta de fase mínima como una estimación de la fase del canal. La fase mínima se obtiene a través de la transformada de Hilbert del logaritmo del módulo. Mediante la transformada de Hilbert se puede obtener una señal compleja a partir de la información de la parte real.

$$H(w) = \text{Re}(H(w)) + j \text{Hilb}(\text{Re}(H(w))) \quad (3.20)$$

Aplicando el logaritmo neperiano a la función de transferencia expresada en forma polar,  $|H(\omega)|e^{j\phi_H}$ , se obtiene:

$$\ln(H(w)) = \ln|H(w)| + j\phi_H \quad (3.21)$$

De (3.20) y (3.21) se obtiene la fase como la transformada de Hilbert del logaritmo neperiano del módulo, (3.21).

$$\phi_H(w) = \text{Hilb.}(\ln|H(w)|) \quad (3.22)$$

y para cada una de las funciones de transferencias,  $H(\omega)$ , medidas, se obtiene la fase mínima como aproximación de la fase real que sustituye a la fase medida.

Publicaciones previas [31, 32] han mostrado como el valor estimado de  $H(\omega)$  bajo la hipótesis de fase mínima aporta resultados que no difieren demasiado del valor exacto. En [32] se muestra que el error cometido al utilizar la aproximación de fase mínima, midiendo la magnitud de la función de transferencia con el analizador de redes es bajo, presentando un error en la estimación del ancho de banda de coherencia o la dispersión media del retardo entre el 0.1 y el 15%.

### 3.4.3.2 Procesado de las medidas

Al conjunto de medidas obtenidas en un área local se les aplica un procesado previo para minimizar la influencia del ruido, reducir el *leakage* del lóbulo secundario y normalizar las respuestas para poder comparar diferentes casos.

#### a) *Enventanado*

La utilización de funciones de transferencia acotadas en el dominio de la frecuencia produce que, en el dominio del tiempo, la señal sufra un ensanchamiento temporal denominado *leakage*. Tomar únicamente un conjunto de frecuencias es equivalente a aplicar un filtro paso banda rectangular al canal. En el dominio del tiempo es equivalente a convolucionar cada componente temporal con una función *sinc* (respuesta en el dominio del tiempo del filtro paso banda rectangular) lo que produce un ensanchamiento temporal de la respuesta del canal debida a los lóbulos secundarios de la función *sinc*. Para reducir este efecto se aplica en el dominio de la frecuencia una ventana de Hanning. De esta manera se reduce el nivel de los lóbulos secundarios, pasando de estar -13 dB respecto al

lóbulo principal a -32 dB, reduciendo así el efecto *leakage*. En contraprestación la respuesta temporal de la ventana de Hanning tiene una anchura del lóbulo principal mayor que la *sinc* (la ventana de Hanning tiene una anchura temporal de  $1.4/B$  frente a los  $0.85/B$  de la ventana da rectangular, siendo  $B$  el ancho de banda considerado) lo que reduce la resolución temporal de la respuesta al impulso. Se ha elegido la ventana de Hanning porque presenta un buen compromiso entre el nivel del lóbulo secundario y siguientes respecto al principal y el ensanchamiento del lóbulo principal [34, 35].

Cada una de las funciones de transferencia medidas  $H_i(f)$ , de ancho de banda acotado, se ventanea con una ventana de Hanning,  $W(f)$  (3.23) y se transforma al dominio del tiempo para obtener la respuesta al impulso (3.24).

$$H_i^w(f) = H_i(f)W(f) \quad (3.23)$$

$$h_i(\tau) = \text{ifft} \left\{ H_i^w(n\Delta f) \right\} = \sum_{n=1}^{400} H_i^w(n\Delta f) e^{j2\pi n\Delta f \tau} \quad (3.24)$$

b) Normalización de los perfiles

Para poder comparar las respuestas al impulso (o los perfiles retardo potencia), éstas se normalizan con respecto al mayor voltaje recibido del conjunto de respuestas:

$$h_i^{norm}(\tau) = \frac{h_i(\tau)}{\max_j \left( \sum_{\tau_1}^{\tau_N} |h_j(\tau_i)| \right)} \quad (3.25)$$

c) Eliminación del ruido

Cada uno de los perfiles retardo potencia instantáneo, contiene componentes de ruido que alargan artificialmente la respuesta temporal lo que se hace que el parámetro  $\sigma_\tau$  sea muy sensible a las componentes de ruido con grandes retardos [35]. Se fija un umbral para eliminar todas las componentes con una potencia inferior a dicho umbral. El umbral de corte aplicado a cada PDP se obtiene a través de la relación señal a ruido calculada según (3.26), donde  $N_t$  representa el número de tonos de la función de transferencia.

$$SNR_i = \frac{\sum_{n=1}^{N_t} H_i(n\Delta f)}{\sum_{n=1}^{N_t} N_i(n\Delta f)} \quad (3.26)$$

$$umbral_i = \max(PDP_i) - SNR_i \quad (3.27)$$

Sin embargo, el *leakage* generado por el enventanado de Hanning introduce componentes adicionales que actúan como ruido añadido. Gracias a que se ha seleccionado una ventana con un lóbulo secundario 32dB por debajo del principal se pueden eliminar dichas componentes aplicando un umbral de 32dB por debajo del máximo del PDP. De esta manera el umbral de aplicación se define según (3.28) utilizando como corte de cada  $PDP_i$  el parámetro más restrictivo,  $SNR_i$  o el nivel del lóbulo secundario.

$$umbral_i = \max(PDP_i) - \max(SNR_i, Nivel\ lóbulo\ secundario) \quad (3.28)$$

A todas las componentes por debajo del umbral se les asigna el valor 0.

### 3.4.4 Resultados escenarios interiores

A continuación se presentan los resultados temporales y frecuenciales que caracterizan el comportamiento del canal radio en los distintos escenarios interiores estudiados en banda ancha. En la Tabla 3.3 se muestra, para ambos escenarios y en las situaciones LOS y NLOS, el retardo medio,  $\tau_{med}$ , la dispersión media del retardo,  $\sigma_\tau$ , así como el umbral medio utilizado para discernir entre señal y ruido en el perfil potencia retardo. También se presenta el rango de valores entre los que se encuentra la SNR el 10% y el 90 % de las ocasiones.

	Área	$\tau_{med}$ (ns)	$\sigma_\tau$ (ns)	Umbral Medio (dB)	SNR (dB) 10% - 90%
Hall	LOS	12	35	-55	34 - 39
	NLOS	17	39	-54	26 - 33
Oficina	LOS	7	16	-49	35 - 43
	NLOS	10	17	-42	18 - 22

Tabla 3.3. Parámetros temporales en los escenarios interiores

Las Figuras 3.22 y 3.23 presentan los perfiles retardo potencia instantáneos para cada conjunto de realizaciones en el escenario hall y en el escenario oficinas respectivamente. Estos perfiles muestran que cada conjunto de realizaciones tienen un comportamiento similar dentro del área local.

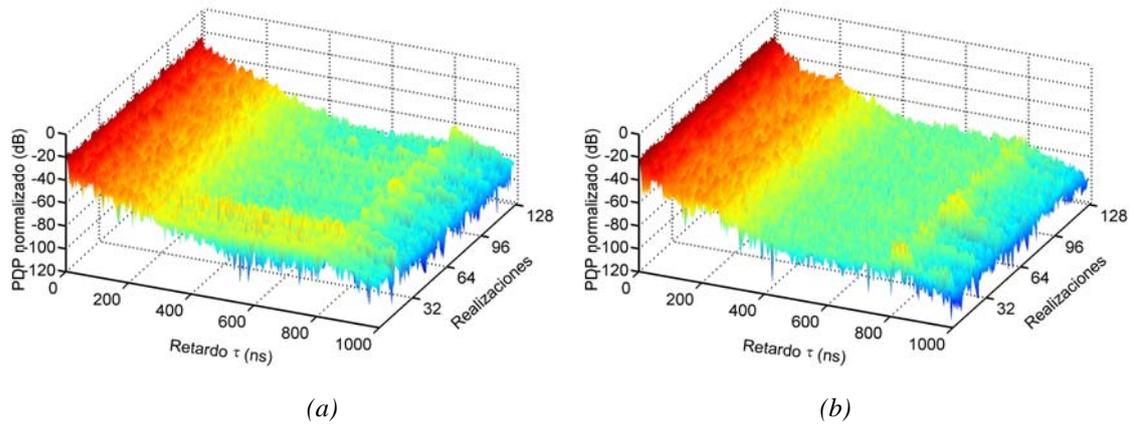


Figura 3.22. PDPs instantáneos medidos en el área LOS (a) y NLOS (b) del escenario Hall

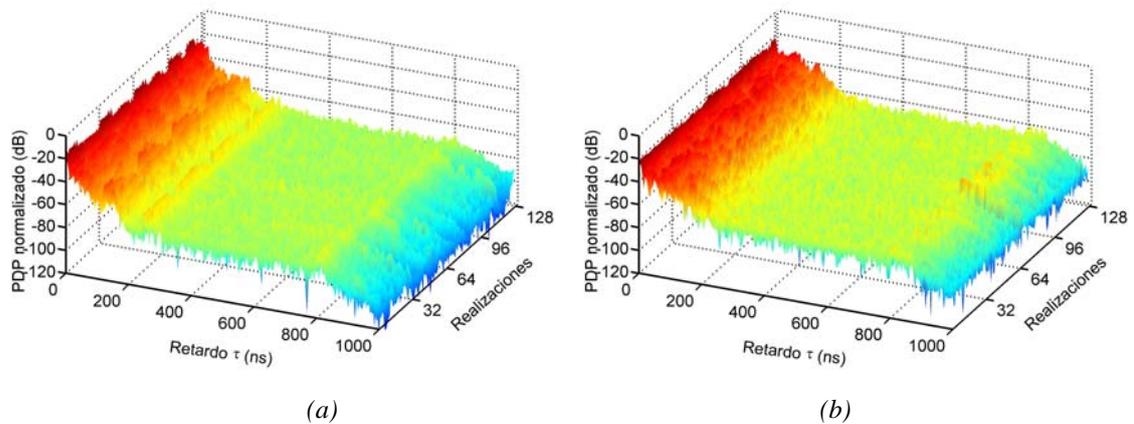


Figura 3.23. PDPs instantáneos medidos en el área LOS (a) y NLOS (b) del escenario oficinas

Este escenario presenta, para ambas áreas, relaciones señal a ruido altas. En situaciones LOS la SNR elevada se debe a la presencia de visión directa que aumenta significativamente la potencia recibida. Sin embargo, en NLOS, estos altos valores de SNR indican que, aunque se bloquee el rayo directo, el receptor aún recibe multitud de componentes multicamino que no sufren la atenuación del rayo directo y contribuyen a la potencia total elevando la SNR.

Se observa en la Tabla 3.3 que la gran separación de los elementos dispersores respecto al receptor en ambas áreas aumenta el retardo de las componentes multicamino, produciendo valores de  $\tau_{med}$  y  $\sigma_{\tau}$  altos,  $\tau_{med} = 12$  ns y  $\sigma_{\tau} = 35$  ns.

Para el escenario cerrado de oficinas, en el área LOS, las componentes del PDP con menores retardos tienen potencias muy por encima del resto, concentrándose un gran porcentaje de potencia en las primeras componentes, propiciando valores de  $\tau_{med}$  y  $\sigma_{\tau}$  bajos,  $\tau_{med} = 7$  ns y  $\sigma_{\tau} = 16$  ns. Para las áreas NLOS, se observa como las componentes multicamino sufren mayor atenuación que en el escenario abierto, presentando valores de

SNR inferiores, entre 18 y 22 dB. En este área, los perfiles retardo potencia presentan una caída de menor pendiente que las áreas LOS dado que no hay componentes predominantes sobre el resto. Esta caída más suave produce valores del retardo medio de 10 ns y dispersión media del retardo de 17 ns.

En la literatura se puede encontrar diversas publicaciones sobre caracterización del canal radio en banda ancha. Así [36] presenta valores de  $\sigma_\tau$  entre 15.3 y 52.6 ns en entorno industriales, [37] presenta valores de 25 ns en edificios de oficinas de tamaño medio, [38] presenta valores inferiores a 50 ns en diversos escenarios interiores, [3] presenta valores entre 12–50 ns en entornos de oficinas, [39] presenta valores entre 17 y 25 ns en entornos de oficinas y de 20 a 23 ns en un entorno tipo hall y [2] presenta en escenarios del tipo oficinas valores entre 25 a 43 ns en áreas LOS y entre 41 y 75 ns en distintas áreas NLOS y en escenarios diáfanos tipo hall valores ente 22-34 ns en áreas LOS y entre 63-90 ns en diferentes áreas NLOS. Se comprueba que los resultados obtenidos en este trabajo y presentados en la Tabla 3.3 se encuentran dentro de los rangos obtenidos por otros autores.

La Tabla 3.4 presenta los resultados que caracterizan el canal radio en el dominio frecuencial, mediante el ancho de banda de coherencia al 50% y al 90%, así como el rango de variación del parámetro  $K$  de la distribución de Rice a la que se ajusta la estadística de los desvanecimientos de las componentes frecuenciales.

	Área	$B_{coh\ 50\%}$ (MHz)	$B_{coh\ 90\%}$ (MHz)	K Rice	
				10%	90%
Hall	LOS	60	5	1.6	4.7
	NLOS	49	4	0	0.4
Oficina	LOS	59	9	0	6.5
	NLOS	47	3	0	1.5

Tabla 3.4. Ancho de banda de coherencia 50% y 90% en los escenarios interiores

Desde el punto de vista frecuencial, la alta dispersión temporal presente en el escenario abierto se refleja en anchos de banda de coherencia,  $B_{coh,0.5}$ , entre 50 y 60 MHz para ambas áreas. En el área LOS la estadística de los desvanecimientos de las componentes frecuenciales es de tipo Rice con valores de  $K$  entre 1.6 y 4.7 mientras que en las áreas NLOS esta estadística pasa a ser de tipo Rayleigh.

El escenario oficinas presenta anchos de banda similares al escenario hall, 60 MHz en el área LOS y 47 MHz en el área NLOS. La estadística de los desvanecimientos de las

componentes frecuenciales muestra, en el área LOS, un ligero predominio del rayo directo sobre el resto, con valores de  $K$  que oscilan entre 0 y 7 mientras que, en las áreas NLOS, al igual que en el hall, la estadística es prácticamente de tipo Rayleigh.

### 3.4.5 Resultados escenarios exteriores-interiores

Este apartado presenta la caracterización del canal radio en banda ancha en diferentes escenarios exteriores - interiores. La Tabla 3.5 presenta el retardo medio y la dispersión media del retardo en las áreas LOS, NLOS y HNLOS de los tres escenarios, así como el umbral medio de corte de los perfiles potencia retardo y el rango interdecílico de valores de la relación señal a ruido. Las Figuras 3.24, 3.25 y 3.26 presentan los perfiles potencia retardo promedio instantáneos en los escenarios analizados.

En los escenarios exterior-interior al pasar de áreas LOS a áreas NLOS o HNLOS, se produce una mayor atenuación de las componentes multicamino, principalmente del rayo directo, lo que se traduce en una pérdida de la potencia recibida y por tanto disminuye la SNR. Los escenarios laboratorios y salón de actos presentan una SNR similar en las diferentes áreas locales, entre 40-45 dB en la situación LOS, entorno a 30 dB en la situación NLOS y próximo a 23 dB en HNLOS. El escenario oficinas, situado 3 plantas por debajo presenta peores valores de SNR, en particular para NLOS, donde la diferencia de alturas hace que los rayos que alcanzan la planta sufran mayor atenuación y por tanto que la SNR sea menor.

En las áreas LOS, el rayo directo y las componentes con menores retardos predominan sobre el resto produciendo unos retardos medios pequeños (1.7-2.6 ns) y una dispersión media del retardo baja, inferior a 10 ns. Los tres escenarios presentan un comportamiento similar debido a que el canal está compuesto principalmente por las componentes multicamino que proceden del exterior, y en menor medida por el multicamino generado en los *scatterers* que rodean al receptor. En esta área, el escenario laboratorio presenta menor dispersión del retardo dado que la ventana es menor que en los otros escenarios y la cubierta exterior de la pared es metálica, limitando las componentes multicamino procedentes del exterior.

En las áreas NLOS y HNLOS los escenarios oficinas y laboratorios presentan un comportamiento muy similar, con  $\tau_{med} = 5\text{ ns}$  y  $\sigma_{\tau} = 10\text{ ns}$  en NLOS y  $\tau_{med} = 10\text{ ns}$  y  $\sigma_{\tau}$  entre 15-18 ns en HNLOS. El carácter más diáfano del salón de actos es el responsable de que, aunque el retardo medio sea similar a los escenarios anteriores, la dispersión del retardo sea mayor, 17 ns en NLOS y 38 ns en HNLOS

	Área	$\tau_{med}$ (ns)	$\sigma_{\tau}$ (ns)	Umbral Medio (dB)	SNR (dB) 10% - 90%
Oficinas	LOS	2,6	9,9	-48.7	32.4 - 40.2
	NLOS	4,9	8,4	-39.6	15.1 - 22.6
	HNLOS	9,1	14,3	-43.8	17.9 - 23.3
Laboratorio	LOS	1,7	4,5	-47.3	34.8 - 47.9
	NLOS	5,4	10,6	-49.5	26.6 - 33.1
	HNLOS	11,8	18,3	-44.9	20.9 - 25.4
Salón de Actos	LOS	2,2	7,7	-46.6	42.4 - 48.4
	NLOS	6,6	16,9	-51.1	27.7 - 33.8
	HNLOS	12,6	38,2	-46.3	21.8 - 26.4

Tabla 3.5. Parámetros temporales de los escenarios exteriores - interiores

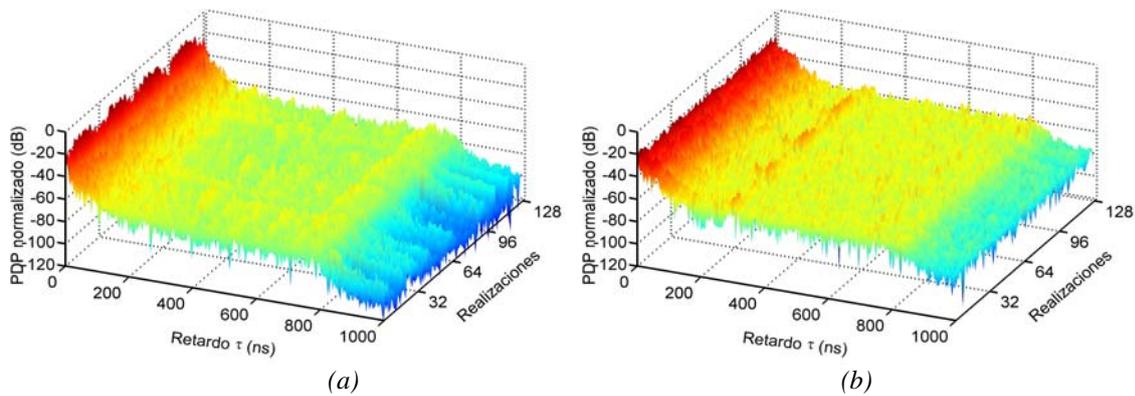


Figura 3.24. PDPs instantáneos medidos en el área LOS (a) y HNLOS (b) del escenario de oficinas

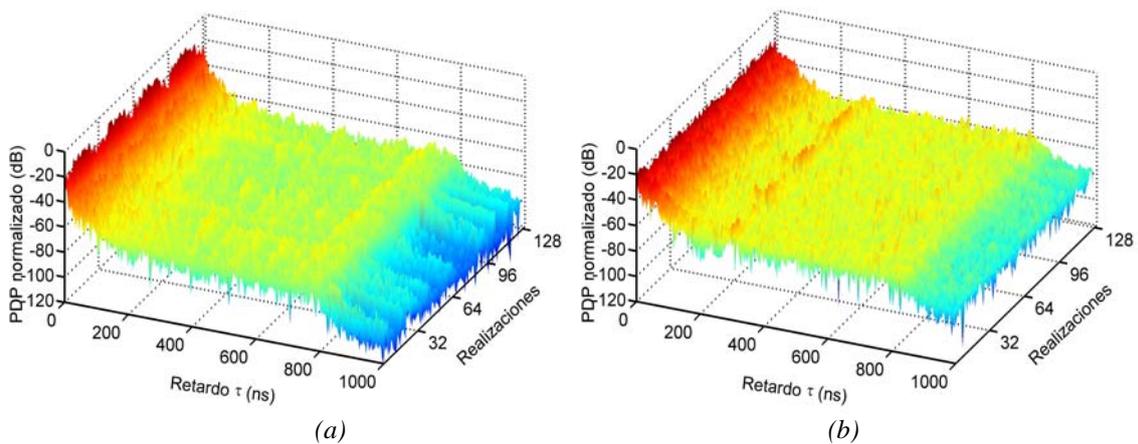


Figura 3.25. PDPs instantáneos medidos en el área LOS (a) y HNLOS (b) del escenario laboratorios

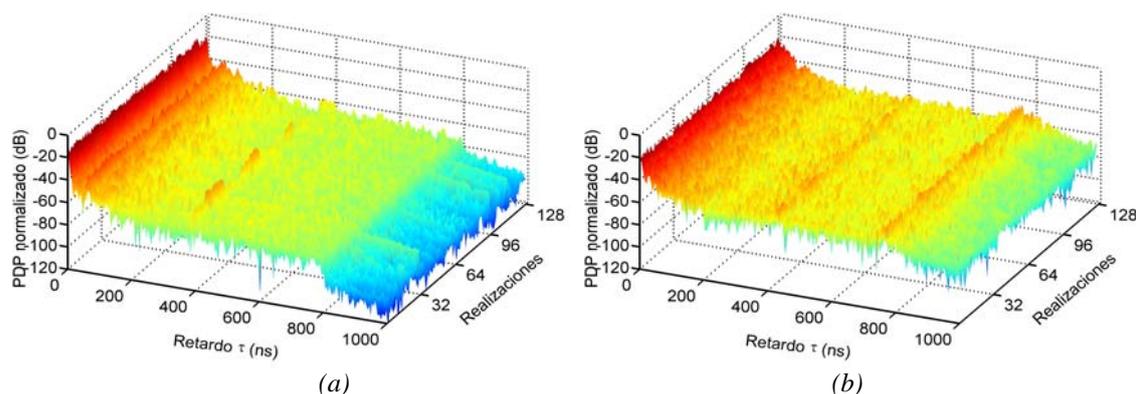


Figura 3.26. PDPs instantáneos medidos en el área LOS (a) y HNLOS (b) del escenario salón de actos

La Tabla 3.6 presenta los anchos de banda de coherencia y el parámetro  $K$  de las estadística de los desvanecimientos de las componentes frecuenciales. Se observa en esta tabla como, en las áreas LOS, las componentes frecuenciales sufren desvanecimientos tipo Rice con valores de  $K$  altos, superiores a 2 en el 90% de los casos. El comportamiento de estas componentes frecuenciales está muy correlado, presentando anchos de banda de coherencia altos, entorno a 105 MHz.

Sin embargo, en las áreas NLOS y HNLOS, la estadística es muy distinta, presentado los desvanecimientos de las componentes frecuenciales una distribución tipo Rayleigh. En las áreas NLOS el ancho de banda de coherencia también es menor, 65 MHz en los escenarios de oficinas y laboratorios y casi 50 MHz en el salón de actos. Para las situaciones HNLOS, que presentan mayor dispersión del retardo, el ancho de banda de coherencia se reduce aun más, pasando a ser de 45 MHz en el salón de actos y el escenario de oficinas mientras que para el laboratorio cae a 36 MHz.

	Área	$B_{coh}$ 50% (MHz)	$B_{coh}$ 90% (MHz)	K Rice	
				10%	90%
Oficinas	LOS	104,01	17,54	2.2	13.8
	NLOS	64,54	10,03	0	2.8
	HNLOS	45,74	5,64	0	1.8
Laboratorio	LOS	107,77	31,95	3.7	20
	NLOS	67,04	8,77	0	4
	HNLOS	36,34	5,01	0	1.3
Salón de Actos	LOS	107,77	28,82	2.8	17.7
	NLOS	49,50	9,40	0	2.7
	HNLOS	45,74	5,01	0	1.4

Tabla 3.6. Ancho de banda de coherencia 50% y 90% en los escenarios exteriores - interiores

### 3.4.6 Resultados escenarios exteriores

Este último apartado presenta los resultados obtenidos del estudio del canal radio en dos escenarios diferentes cuando ambos extremos del canal se encuentran en el exterior. Se presentan los resultados para dos escenarios diferentes. En este caso no se estudian situaciones NLOS sino que se analiza la influencia del tipo de antena en recepción, utilizando antenas omnidireccionales o direccionales orientadas hacia la estación base.

En la Tabla 3.7 se observa como al utilizar las antenas omnidireccionales, la SNR se encuentra en valores muy altos, entorno a 40 dB mientras que al utilizar antenas directivas de 18 dBi orientadas al transmisor, esta ganancia se refleja en una SNR muy alta, superior a 50dB

	Área	$\tau_{med}$ (ns)	$\sigma_{\tau}$ (ns)	Umbral Medio (dB)	SNR (dB) 10% - 90%
Azotea	LOS Omni	3	7	-46	40 - 44
	LOS direc.	1	3	-44	60 - 62
Terraza	LOS Omni	26	47	-54	40 - 43
	LOS direc.	2	7	-46	53 - 57

Tabla 3.7. Parámetros temporales para los dos tipos de antena receptoras en los escenarios exteriores

En el escenario azotea, la ausencia de *scatteres* proporciona retardos medios y dispersiones medias del retardo bajos. Se observa en la Figura 3.27b como el uso de una antena direccional elimina componentes importantes con pequeños retardos que sí se aprecian con las antenas omnidireccionales; ésto reduce, aún más, la dispersión temporal pasando de valores de 7 ns a sólo 3 ns.

Por el contrario, el escenario terraza tiene a su espalda el edificio ETSIIT y a su derecha una pasarela metálica que conecta el edificio ETSIIT con otra escuela. Estos elementos son el origen de multitud de componentes multicamino. Se observa en la Figura 3.28a como el perfil potencia retardo presenta 3 componentes principales, el rayo directo, una componente de amplitud similar para  $\tau=65$  ns y otra de menor amplitud para  $\tau=400$  ns. La presencia de estas componentes eleva el retardo medio a 26 ns y la dispersión media a 47 ns. Al utilizar la antena direccional estas componentes en 65 y 400 ns se ven muy atenuadas, aunque no desaparecen, bajando a valores pequeños,  $\tau_{med} = 2$  ns y  $\sigma_{\tau} = 6.5$  ns

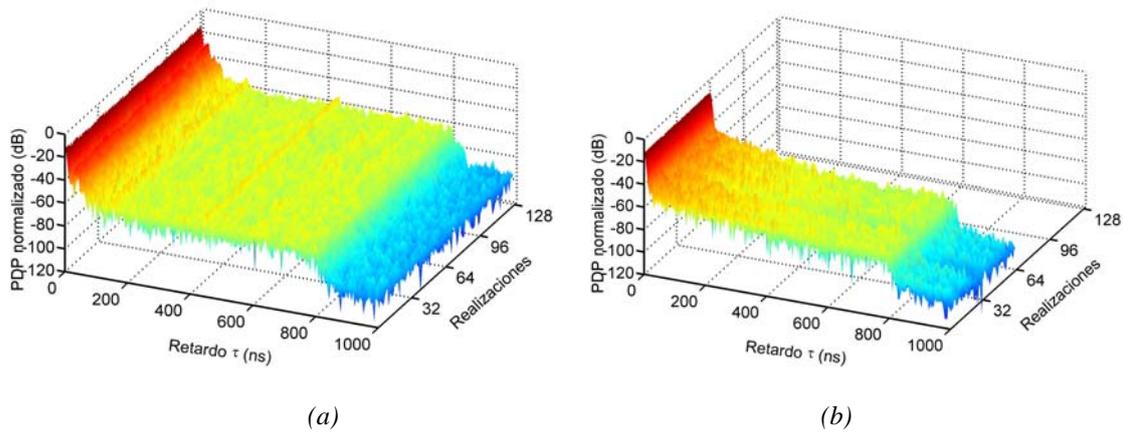


Figura 3.27. PDPs instantáneos medidos en el área LOS del escenario azotea utilizando antenas receptoras omnidireccionales (a) y direccionales (b)

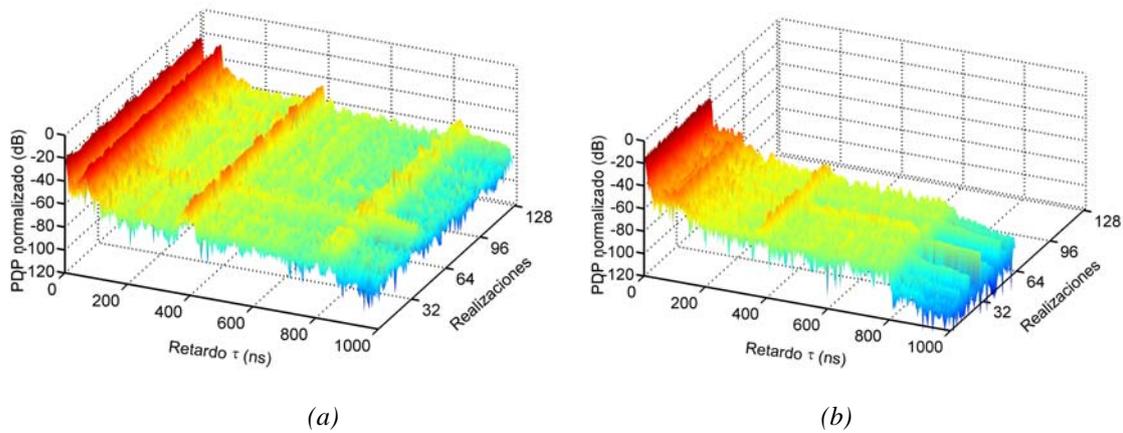


Figura 3.28. PDPs instantáneos medidos en el área LOS del escenario terraza utilizando antenas receptoras omnidireccionales (a) y direccionales (b)

	Área	$B_{\text{coh}} 50\%$ (MHz)	$B_{\text{coh}} 90\%$ (MHz)	K Rice	
				10%	90%
Azotea	LOS omni.	80	13	5	10
	LOS direc.	110	34	11	21
Terraza	LOS omni.	6	3	0	2
	LOS direc.	98	31	6	18

Tabla 3.8. Ancho de banda de coherencia 50% y 90% para ambos tipos de antenas receptoras en los escenarios exteriores

Desde el punto de vista frecuencial, Tabla 3.8, la presencia de línea de vista permite que en general la distribución de los desvanecimientos de las componentes frecuenciales sea del tipo Rice con valores de  $K$  elevados, superiores a 5 en el 90% de las ocasiones. La ausencia de componentes multicamino produce anchos de banda de coherencia elevados,

entre 80 y 110 MHz. Este comportamiento se produce en todos los casos estudiados excepto en el escenario terraza con antenas omnidireccionales. En este caso, la presencia de dos componentes con retardos elevados y magnitud significativa causa una alta dispersión temporal y un ancho de banda de coherencia reducido, 6 MHz. Para este caso, la distribución de los desvanecimientos es prácticamente del tipo Rayleigh.

### 3.5 Conclusiones

El estudio experimental de los canales MIMO se ha realizado a partir de diversas campañas de medida en los escenarios de interés. El rendimiento del canal MIMO no solo depende de las propiedades del canal como conjunto, sino también de las propiedades como ancho de banda de coherencia o potencia media recibida de los diferentes subcanales SISO generados entre cada par de antena transmisora y receptora sobre los que se construye dicho canal MIMO.

En este capítulo se han presentado los diferentes escenarios en los que se estudiará en capítulos siguientes el comportamiento de los canales MIMO. Se han analizado tres tipos de entornos diferentes, escenarios interiores, exteriores y mixtos. Para los escenarios interiores se ha mostrado la relevancia del despliegue de redes inalámbricas en picoceldas. La evolución de estas redes, en concreto las basadas en el estándar IEEE 802.11 tienden al uso de sistemas MIMO para aumentar la velocidad de transmisión de datos. Se estudian tres escenarios interiores diferentes, un escenario diáfano tipo hall y dos escenarios de oficinas de diferentes características.

Por otra parte, también se ha presentado el enorme interés de los escenarios mixtos donde el transmisor, situado en lo alto de un edificio, establece un enlace con el receptor situado en el interior de otro edificio. Este tipo de enlaces permite crear micro y picoceldas dentro de edificios o actuar como celdas paraguas para facilitar el *roaming* entre picoceldas interiores. En general estos esquemas de comunicaciones permitirán facilitar la movilidad de los usuarios, favorecer la escalabilidad y reducir los costes a los operadores.

Por último se han analizado escenarios de exteriores con el objeto de comparar el rendimiento en este tipo de escenarios con los escenarios mixtos. Se han analizado dos tipos diferentes, el primer caso, el escenario azotea, donde el receptor se encuentra sin dispersores próximos mientras que el segundo escenario, la terraza, es un entorno donde un gran número de elementos rodean al receptor y fomentan el multicamino.

La caracterización del canal radio se ha realizado tanto para canales con comportamiento plano en frecuencia en el ancho de banda de transmisión, es decir banda estrecha, como para canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia, es decir banda ancha.

Para la caracterización en banda estrecha se ha utilizado un sistema automático de medida basado en un analizador vectorial de señal que mide la señal recibida en una cierta trayectoria lineal. Las medidas corresponden a canales tipo SISO pero mediante el procesamiento posterior pasan a formar canales MIMO. Por su parte las medidas en banda ancha se basan en el barrido frecuencial de un analizador de redes. Cada medida se realiza entre una de las antenas transmisoras y las dos antenas receptoras. El conjunto de las medidas usando todos los transmisores representa el canal MIMO medido.

Para la realización de las medidas en escenarios exteriores y escenarios mixtos, donde ambos extremos del canal están distantes, se utiliza osciladores de rubidio que actúan como referencia externa de 10 MHz común al transmisor y al receptor.

### **Banda estrecha**

A partir del análisis en banda estrecha realizado se obtienen las siguientes conclusiones principales:

- En relación a los niveles de potencia se observa que la pérdida en potencia media al pasar de LOS a NLOS en los escenarios más abiertos y diáfanos, Hall o Salón de actos, es inferior a la pérdida en los escenarios cerrados de oficinas o laboratorios. Esto es debido a que aunque el rayo directo esté obstruido, otras componentes multicamino alcanzan el receptor sin sufrir dicha obstrucción y contribuyen constructivamente a la potencia total.
- Respecto a la estadística de los desvanecimientos, se puede afirmar que la relación *parámetro K de Rice alto*  $\leftrightarrow$  *situación LOS* y *parámetro K de Rice bajo*  $\leftrightarrow$  *situación NLOS* no es una relación tan directa en los escenarios analizados. Así, en situaciones LOS donde el receptor está en un escenario rico en elementos dispersores la estadística del desvanecimiento multicamino presenta un valor del parámetro K de Rice bajo, estadística tipo Rayleigh, a pesar de la presencia de la línea de vista.
- Se ha observado que la orientación de los arrays modifica ligeramente las condiciones del área local pudiendo presentar ligeras diferencias en la potencia media o en el

parámetro  $K$  de la estadística de los desvanecimientos. Aunque no se ha presentado en esta memoria, la diferencia principal entre orientaciones, sobre todo en sus casos extremos *broadside* e *inline*, se presenta en los estadísticos de segundo orden de la envolvente, presentando la orientación *inline* mayor tasa de cruces por nivel y menor duración de los desvanecimientos que la orientación *broadside*

### **Banda ancha**

A partir de la caracterización en banda ancha se extraen las siguientes conclusiones:

- En las situaciones LOS, el canal en los escenarios mixtos está condicionado principalmente por las componentes del exterior, rayo directo, propiciando dispersiones del retardo bajas, similares a las obtenidas en los escenarios exteriores. Esto contrasta con los escenarios interiores donde el *scattering* en el escenario condiciona la dispersión del retardo.

Al pasar a situaciones NLOS y HNLOS el comportamiento de los escenarios mixtos tiende a igualarse con el de los escenarios interiores. Así en las situaciones NLOS aumenta la importancia del entorno, aunque aun se refleja la influencia del rayo directo. Ya en situaciones HNLOS los escenarios mixtos presentan valores de la dispersión de los retardos muy ligados a las características del escenario y por tanto similares a las situaciones NLOS de los escenarios interiores. Se puede concluir por tanto que los escenarios interiores dependen siempre del escenario de propagación que rodea al transmisor y receptor, mientras que en los mixtos solamente las áreas NLOS y HNLOS muestran la influencia del entorno.

- Dentro de las áreas donde se reflejan el efecto del entorno, LOS y NLOS en los escenarios interiores y NLOS y HNLOS en los escenarios mixtos, se observa una notable influencia de las características del escenario en parámetros temporales como la dispersión del retardo. Así, los escenarios interiores en situaciones LOS, presenta en el entorno más abierto y diáfano, el hall, una dispersión media del retardo de 35 ns, que contrasta con los 16 ns que presenta el escenario más cerrado y con más obstáculos, el escenario de oficinas. En las áreas HNLOS, donde interiores y mixtos muestran comportamientos similares, se observa como los escenarios diáfanos, Hall y salón de actos, presentan una dispersión del retardo alta, 39 ns, mientras que en los escenarios cerrados, oficinas y laboratorios, la dispersión es menor, 14-18ns.

- Desde el punto de vista frecuencial se observa un comportamiento del ancho de banda de coherencia al 50 % inversamente proporcional a la dispersión del retardo, tal como se indicaba en la expresión (3.19). Sin embargo el parámetro  $k$  de dicha expresión no tiene un valor fijo y varía de un área a otra y de un escenario a otro presentando unos valores comprendidos entre 0.5 y 2.1

### 3.6 Bibliografía

- [1] R. Gahleitner, "Radio wave propagation in and into urban buildings," Tesis doctoral, Universidad Tecnológica Viena, Mayo 1994.
- [2] Seong. C. Kim, H. L. Bertoni y M. Stern, "Pulse propagation characteristics at 2.4 GHz inside buildings," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 3, Agosto 1996, pp 579-592
- [3] H. Hashemi, D. Tholl, "Statistical modelling and simulation of the RMS delay spread of indoor radio propagation channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 1, Febrero 1994, pp 110-120.
- [4] S. Rappaport, *Wireless Communications*, IEEE Press, Prentice Hall PTR, USA, 1996
- [5] R. Vaughan y J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, The Institution of Electrical Engineers – IEE publications 2003
- [6] R. J. C. Bultitude, S. A. Mahmoud, W. Sullivan, "A comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 7, No. 1, Enero 1989, pp. 20-30
- [7] T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 27, No. 8, Agosto 1989, pp. 1058-1069
- [8] 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.
- [9] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1993
- [10] W.C.Y. Lee, "Estimate of local average power of a mobile radio signal," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-34, No. 1, February 1985, pp. 22-27.

- [11] S. Loredó, “Modelo de canal específico del entorno para el análisis y simulación de sistemas vía radio en interiores,” Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, 2001
- [12] D. Greenwood, L. Hanzo, “Introduction to digital cellular radio,” Chapter 2 of *Mobile Radio Communications*, Raymond Steele (Ed), Pentech Press, London 1992.
- [13] E. Green, “Radio link design for microcellular systems,” *BT Technology Journal*, Vol. 8, No. 1, January 1990.
- [14] H. Hashemi, “The indoor radio propagation channel,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, July 1993, pp. 943-968.
- [15] G.L. Stuber, J.R. Barry, S.W. McLaughlin, Ye Li, M.A. Ingram, T.G. Pratt, “Broadband MIMO-OFDM wireless communications,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, Issue 2, Febrero 2004, pp. 271- 294
- [16] S.O. Rice, “Mathematical analysis of random noise,” *The Bell System Technical Journal*, Vol. 23, 1944, pp. 282-332 y Vol. 24, 1945, pp. 46-156.
- [17] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh y G. Giannakis “On the estimation of the K parameter of the rice fading distribution,” *IEEE Communications letters*, Vol. 5, No. 3, Marzo 2001, pp. 92-94
- [18] E.J. Dudewicz, S.N. Mishra, *Modern Mathematical Statistics*, John Wiley & Sons, USA, 1988
- [19] D.A. Berry, B.W. Lindgren, *Statistics: Theory and Methods*, Brooks/Cole Publishing Company, USA, 1990
- [20] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery, *Numerical Recipes in FORTRAN: The Art of Scientific Computing*, 2nd Edition, Cambridge University Press, New York 1992, Chapter 14.
- [21] J.R. Pérez, “Diseño, montaje y evaluación de un sistema de medida del canal radio en banda estrecha,” Trabajo fin de carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, Septiembre 1999.
- [22] O. Fernandez, M. Domingo, R.P. Torres, “ Experimental analysis of wireless data transmission systems in space platforms,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine* Vol.46, No. 4 pp38-46, Agosto 2004
- [23] O. Fernández, “Caracterización del canal radio en plataformas espaciales,” Proyecto fin de carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, Julio 2001.
- [24] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE reissue 1994

- [25] M. J. Gans, "A power-spectral theory of propagation in the mobile radio environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 21, Febrero 1972, pp. 27-38
- [26] R. J. C. Bultitude, "Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels: a critical review," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, Vol. 20, No. 6, Agosto 2002, pp 1133-1143
- [27] D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons 1992
- [28] P. A. Bello y B. D. Nelin, "The effect of frequency-selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially-coherent matched filter receivers," *IRE Transactions on communications systems*, Vol. COM-11, Junio 1963, pp. 170-186.
- [29] Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw Hill publications, New York, 1989.
- [30] M. Chavarri, "Estudio experimental del canal MIMO en banda ancha," Proyecto fin de carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, Noviembre 2006.
- [31] B. P. Donaldson, M. Fattouche, R. W. Donaldson, "Characterization of in-building UHF wireless radio communication channels using spectral energy measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No. 1, Enero 1996, pp. 80-86.
- [32] I. P. Paéz Parra, "Contribución a la caracterización experimental del canal radio en banda ancha," Tesis doctoral, Santander 2003.
- [33] R. W. Jaramillo, "Caracterización experimental de canales MIMO en escenarios exterior-interior para aplicaciones WLAN y BFWA," Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, 2006
- [34] E. Oran Brigham, *The Fast Fourier Transform and its Applications*, Prentice Hall 1988
- [35] J. P. Rossi, "Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 4, Julio 1999, pp 1304-1316.
- [36] K. Pahlavan, R. Ganesh y T. Hotaling, "Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz," *Electronics Letters*, Vol. 25, No. 3, Febrero 1989, pp. 225-227

- [37] A. A. M. Saleh y R. A. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-5, No. 2, Febrero 1987, pp. 128-137.
- [38] C. C. Huang y R. Khayata, “Delta spreads and channel dynamics measurements at ISM bands,” *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, ICC’92, Chicago, Illinois, Junio 1992, pp. 1222-1226.
- [39] S. Loredó, L. Valle, R. P. Torres, “Accuracy analysis of GO/UTD radio-channel modeling in indoor scenarios at 1.8 and 2.5 GHz,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 5, Octubre 2001, pp. 37-51.