

Prototipo Multi-Antena para Comunicaciones Inalámbricas en Sistemas WLAN y 4G

Carlos Gómez, Laura García, Ramón Martínez y Leandro de Haro
Grupo de Radiación. Dpto. SSR. E.T.S.I. de Telecomunicación, UPM
Ciudad Universitaria s/n 28040 Madrid
Telf: 91 336 73 66, Fax: 91 543 20 02
E-mail: carlosgc@gr.ssr.upm.es

Resumen

Se ha construido un prototipo de sistema MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) de 4x4 antenas en la banda de 2,45 GHz. Contiene una array de antenas, un módulo de RF y un módulo de procesamiento de señal. En el módulo de procesamiento de señal se emplean técnicas de software radio sobre placas QUAD de PENTEK para las partes de procesamiento online y un código de Matlab en las partes de procesamiento offline. Este prototipo considera desde antenas simplemente polarizadas o antenas con polarización doble. El módulo de procesamiento incluye el algoritmo de Alamouti como código espacio temporal. El artículo describe con detalle el prototipo construido.

1. Introducción

Con el despliegue de los sistemas de comunicaciones móviles de Tercera (y Cuarta) Generaciones, la demanda de servicios multimedia presenta un crecimiento exponencial, lo que puede redundar en una saturación de las redes. Como posible solución, se prevé la utilización de sistemas de múltiples antenas o sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output), donde se emplean varias antenas en transmisión y recepción [1][2].

Las prestaciones ofrecidas por un sistema MIMO dependen de un gran número de factores, como el canal de propagación, el algoritmo de procesamiento espacio-temporal, o el número y características de los arrays de antenas. En esta contribución, nos centramos en las medidas del canal de propagación MIMO, haciendo un énfasis especial sobre el efecto de la polarización en la capacidad del canal.

Dependiendo de las características del canal de propagación, la correlación entre las señales recibidas en cada uno de los elementos del array varía. Existen muchos trabajos de investigación relativos al estudio de la correlación en función de la separación entre los elementos del array, la dirección de llegada y la dispersión angular del escenario. Como resultado de estas investigaciones, se han desarrollado un gran número de modelos de canal [3]-[5]. Sin embargo, estos modelos no incluyen la polarización como un elemento central del mismo.

Recientemente, el 3GPP2 ha incluido en su modelo la opción de introducir las características de la polarización en el modelo de canal, debido a la importancia de la misma sobre las prestaciones de los sistemas MIMO [6].

El uso de sistemas MIMO con diversidad de polarización aporta ventajas respecto de los sistemas empleando diversidad especial pura. En primer lugar, puede obtenerse el mismo nivel de incorrelación reduciendo el tamaño del array. Por

tanto, el uso de sistemas MIMO basados en diversidad de polarización se presenta como una alternativa viable a la integración de arrays de antenas en terminales móviles. En segundo lugar, se ha demostrado que el uso de antenas con múltiples polarizaciones mejora las prestaciones de los sistemas de detección de direcciones de llegada [7]. A pesar del claro interés que presentan este tipo de antenas, todavía existen pocas campañas de medida para evaluar la mejora de prestaciones del sistema MIMO. Algunos trabajos de investigación presentan resultados sobre el nivel de acoplo de polarizaciones [8]. Otros, se centran en la mejora de modelos de canal existentes para incluir múltiples polarizaciones, bajo la hipótesis de banda estrecha en escenarios interiores [9].

Para comparar las ventajas de sistemas MIMO con una o múltiples polarizaciones, es fundamental realizar campañas de medida en las mismas condiciones y escenarios. Para ello, en este artículo se presentan los resultados de las medidas realizadas en diferentes escenarios, situando el transmisor y recepción en entornos interiores, o bien situando el transmisor en la azotea de un edificio para analizar el efecto de propagación exterior a interior. Las prestaciones se han cuantificado en términos de capacidad del canal para los dos tipos de arrays. Además, se han empleado antenas con doble polarización para estimar DoAs. Con ello, se ha comprobado la mejora de la resolución angular cuando se procesan componentes de señal en dos polarizaciones.

El artículo se ha organizado como se detalla a continuación. La sección 2 presenta las principales características del prototipo MIMO usado en la campaña de medidas, así como el tipo de antenas empleadas en el array. La sección 3 describe el escenario de la medida, y la sección 4 recoge los resultados de las medidas en términos comparativos (una o varias polarizaciones). Por último, la sección 5 recoge las conclusiones del trabajo.

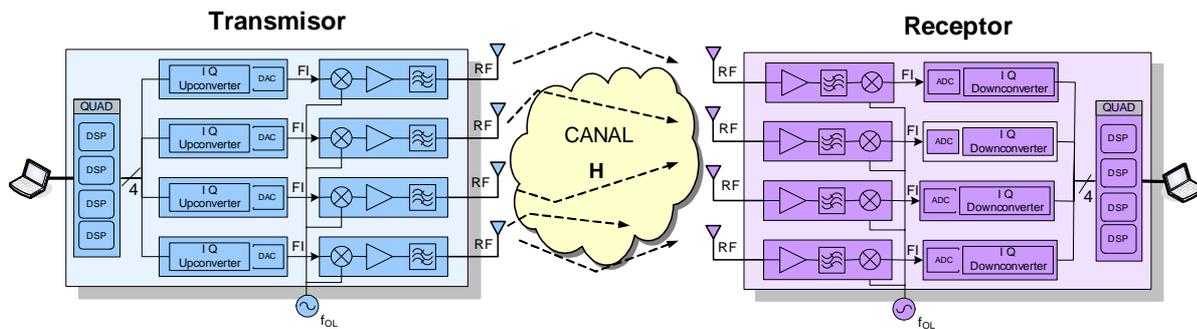


Figura 1.- Esquema general del prototipo MIMO 4 x 4

2. Arquitectura del prototipo MIMO

La Figura 1 muestra el esquema hardware del sistema MIMO diseñado. Consiste en un esquema MIMO 4x4, donde un PC se usa a cada lado del enlace para realizar el control y procesamiento *offline*. El sistema se compone de tres módulos o subsistemas que se detallan a continuación: procesamiento de señal, radiofrecuencia (RF) y antena.

2.1. Procesado de señal

Los módulos de procesamiento de señal pueden cambiar de una aplicación a otra, pero gracias a la implementación basada en Software-Radio las actualizaciones necesarias se pueden realizar fácilmente. En el prototipo MIMO propuesto aquí, se considera un esquema básico transmisor-receptor, dado que podemos obtener una estructura tan general como sea necesario. La tecnología Software-Radio usa la estructura estándar comercial de bus VME para gestionar las placas de procesamiento. Las cuatro cadenas transmisoras digitales se implementan en una placa DSP Quad Pentek 4292 (TMS320C6203) y dos placas *upconverters* digitales Pentek 6229 [10]. En el lado correspondiente a la recepción, las cuatro cadenas receptoras consisten en otra placa DSP Quad Pentek 4292 (TMS320C6203) y dos placas digitales *downconverter* Pentek 6235.

En recepción, la señal recibida de los PCs es almacenada en la memoria de los DSPs y muestreada por los conversores analógico-digital (ADCs). Esta unidad de procesamiento soporta 12 bits en el ADC y de ahí un alto rango dinámico. La tasa de muestreo puede llegar a ser hasta 100 Mmuestras/s. Esta señal es convertida a banda base por el digital *downconverter*, el cual produce dos ramas (I y Q). Por último, las señales se filtran por medio de un filtro diezmador. Actualmente se puede almacenar hasta 8MB de datos en el receptor para cada una de las antenas para su posterior procesamiento *offline*.

El procesamiento de señal puede ser llevado a cabo en diferentes formas o modos de operación. Como primer modo, el sistema puede trabajar en un básico *offline*, donde la fuente de señal se genera y pre-procesa, posteriormente es transmitida por el canal MIMO y finalmente recibida y almacenada en la memoria, por lo que el procesamiento *offline* se puede realizar en el PC. De ahí, sólo los conversores superior e inferior de frecuencia, los DACs y ADCs y las cadenas de RF operan en tiempo real. Éste fue el modo de operación seleccionado para la primera versión del sistema, por

razones de simplicidad. Permite probar los algoritmos sin complicaciones, evitando problemas de tiempo real, y a la vez añadiendo efectos prácticos, ya que se incluye el canal real.

La comunicación entre los módulos de FPGAs-DSPs y los PCs se lleva a cabo a través de librerías específicas para las plataformas Software-Radio seleccionadas, lo que permite la comunicación con Matlab vía protocolo TCP/IP. El desarrollo del software del demostrador se basa en un entorno Swiftnet de Pentek, el cual soporta acceso remoto a través de una conexión TCP/IP. Esto es posible gracias al stream API de Swiftnet, que provee un medio para mover streams de datos entre el host y la placa en tiempo real. En nuestro caso, el Matlab es la aplicación cliente la cual se está ejecutando en el host, de ahí que una realización flexible sea posible. De este modo, es factible la implementación de un interfaz amigable y de fácil manejo para el usuario. La transferencia entre DSP y PC no es adecuada para trabajar en tiempo real. Por consiguiente, la señal recibida se almacena en la memoria del DSP y posteriormente es enviada a la aplicación de Matlab.

2.2. Etapa de radiofrecuencia

El módulo de radiofrecuencia se basa en un esquema heterodino convencional en ambas cadenas de transmisor y receptor. La frecuencia intermedia seleccionada es 40 MHz, por lo que el transmisor consiste en un mezclador para subir en frecuencia a RF en 2.45 GHz y tres amplificadores.

El oscilador local genera la señal que se distribuye a las cuatro cadenas a través de un divisor 1 a 4. En cada cadena, la señal de entrada FI se mezcla, se filtra y se amplifica. El máximo nivel de potencia transmitida (+15 dBm) adecua el prototipo MIMO a propósitos de entornos WLAN. La mayoría de los componentes RF son componentes comerciales.

En recepción, la señal RF se recibe y se amplifica con el objetivo de aumentar el nivel de potencia recibido en el módulo de procesamiento, ya que la sensibilidad de los DSPs es de -40 dBm. Por consiguiente, es necesario considerar una figura de ruido baja en el esquema receptor, con la mejora de utilizar un LNA. De manera similar que en el transmisor, un oscilador local genera un tono que se envía a las cuatro cadenas a través de un divisor. Es necesaria una calibración debido al *offset* de frecuencia de los osciladores y las pequeñas diferencias existentes entre las ganancias de las distintas cadenas en la banda deseada.

2.3. Antena.

El módulo del array de antena ha sido diseñado para evaluar diferentes configuraciones del array de antenas. Se han realizado varias antenas para estudiar la influencia en la capacidad del canal MIMO dependiendo del entorno.

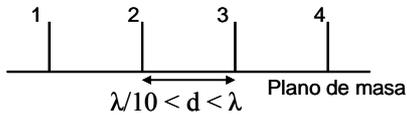


Figura 2.- Monopolos $\lambda/4$.

Así pues, el primer diseño de array de antenas fue un array formado por cuatro monopolos $\lambda/4$ trabajando a 2.45 GHz que se sitúan sobre un plano de masa, como muestra la Figura 2. Se ofrece la posibilidad de seleccionar distintas configuraciones de antena, cambiando la distancia entre elementos. Las distancias posibles para varían entre 0.1 y 1 veces la longitud de onda.

En esta primera configuración de antena se usan elementos que radian omnidireccionalmente para poder estudiar las características de multitrayecto de propagación del canal. En lo referido a los elementos de la antena se pueden implementar otras posibilidades para aumentar la directividad y estudiar los posibles efectos. Uno de ellos es la polarización. Se han diseñado para ello, dipolos con polarización cruzada (Figura 3) para comparar la diversidad espacial y por polarización en canales MIMO con la antena de monopolos como referencia.

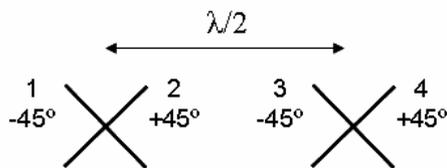


Figura 3.- Dipolos cruzados

2.4. Implementación

Una vez se han diseñado todos los módulos por separado se procede a la integración de los mismos en un rack de 19" como muestra la Figura 4 para el transmisor. Las antenas se han situado en la parte superior, representando un punto de acceso. además, para facilitar la campaña de medidas, se ha situado el receptor sobre una plataforma móvil, como muestra la Figura 5.

Por otro lado, es necesario tener en cuenta los efectos producidos debido a la implementación real para caracterizarlos y mitigarlos, como son la diferencia entre las respuestas de las etapas de RF, el error debido al uso de distintos osciladores locales, el efecto debido a las diferentes frecuencias de muestreo en transmisión y recepción, y a las interferencias externas.

La calibración es necesaria para compensar el *offset* de amplitud y fase entre las cadenas de RF. Debido a que el prototipo opera en una banda de frecuencias libre de licencia, se han detectado interferencias externas cuyos efectos deben ser analizados y reducidos. Por ejemplo, cuando el prototipo se usa para medir matrices de canal MIMO, las interferencias externas a 2.45 GHz producen un desvanecimiento en la respuesta del canal estimada, por lo que las muestras corruptas tienen que ser eliminadas si se desea una estimación precisa. Por otro lado, el error de frecuencia se produce por el uso de diferentes osciladores locales en el transmisor y receptor. Este error genera una continua rotación de los símbolos en la constelación recibida en el receptor, la cual puede ser corregida con un módulo de seguimiento de frecuencia en el nivel de procesamiento de señal. Finalmente, el error de frecuencia de muestreo en el transmisor y receptor puede ser ligeramente diferente, lo que añade un error de muestreo a considerar, especialmente si se requieren estimaciones precisas de la matriz del canal MIMO. Este efecto produce un pequeño rizado de unos 0.5 dB a lo largo del tiempo, con una frecuencia de repetición de unas 40 muestras.

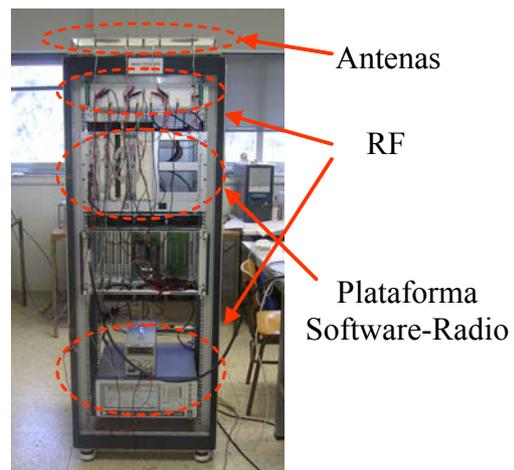


Figura 4. Transmisor implementado



Figura 5. Receptor implementado

3. Medidas

La campaña de medidas fue llevada a cabo en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la UPM, en Madrid. La Figura 6 muestra el plano donde se han llevado a cabo las primeras medidas de canal con el prototipo. Concretamente, el transmisor (color rojo) se situó en un laboratorio y el receptor se colocó en tres entornos diferentes, una con visión directa (*Line of Sight*, LoS) y dos sin visión directa (*Non-Line of Sight*, NLoS), en salas diferentes. Estas medidas fueron realizadas empleando el array de antenas de monopolos con una sola polarización.

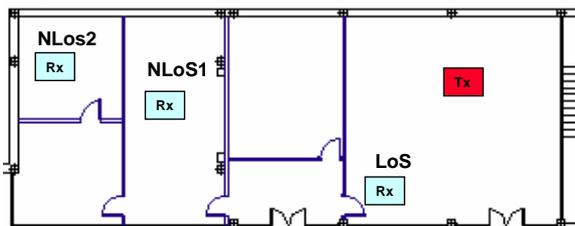


Figura 6.- Mapa de medidas 1

Por otro lado, atendiendo al análisis de propagación para canales MIMO multipolarizados, se han realizado medidas en diferentes escenarios (Figura 7) en la cuarta planta del edificio B y C de la Escuela. El primero consiste en un escenario de propagación tipo pasillo. Aunque la mayoría de los trabajos previos se han centrado en escenarios tipo oficina, el escenario pasillo es también importante, especialmente para comunicaciones inalámbricas de baja movilidad dentro de los edificios (usuario caminando por el pasillo). Se consideraron dos diferentes posiciones para el transmisor, para tener en cuenta casos de interiores (*indoor*) y exteriores (*outdoor*). Para ambas localizaciones del transmisor, el receptor se situó a lo largo del pasillo desde la posición 1 de la Figura 7 hasta la posición 2. Para escenarios *indoor* el transmisor fue colocado en la posición B, esto es, al final del pasillo, como si de un punto de acceso WLAN se tratase. Para las medidas de *outdoor* a *indoor*, el transmisor se situó en la azotea del edificio contrario al pasillo (edificio B), más alto que las posiciones *indoor*.

En segundo lugar, se hicieron varias medidas también en entorno de oficinas. Con el transmisor en A, el receptor fue colocado en 7 posiciones diferentes en otra oficina con varios ordenadores (Rx 3 en Figura 7). Todas las medidas fueron llevadas a cabo teniendo en cuenta las dos configuraciones de array: monopolos y dipolos cruzados. La Figura 8 muestra los puntos de vista desde las antenas transmisoras en medidas *outdoor* (situación C) e *indoor* (situación B).

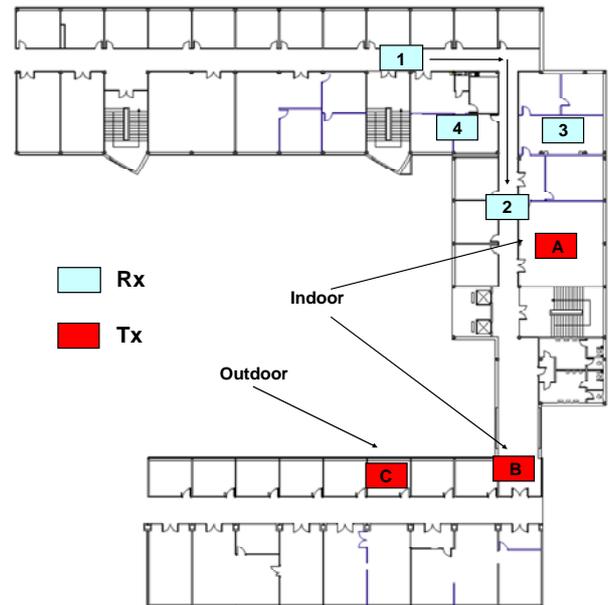


Figura 7.- Mapa de medidas 2



a) Tx outdoor (posición B)



b) Tx indoor (posición C)

Figura 8.- Punto de vista de las antenas para el escenario tipo pasillo

4. Resultados

A continuación se presentan los resultados de varias medidas de canal y pruebas de algoritmo MIMO realizadas con el prototipo multiantena presentado previamente. Con estas medidas se ha pretendido mostrar la utilidad del mismo como plataforma de pruebas y medidas en comunicaciones inalámbricas con múltiples antenas, a la vez que estudiar algunos aspectos de interés de los canales MIMO.

Se presentan resultados de dos tipos: medidas de canal y prueba de algoritmos MIMO. En cuanto a las medidas de canal, se han considerado dos tipos de medidas: medidas comparativas entre entornos con y sin visión directa (*LoS*, *NLoS*) y medidas comparativas con antenas de una y de doble polarización. En cuanto a prueba de algoritmos, se implementó sobre Matlab un algoritmo MIMO sencillo, y se comprobó la aplicación de prueba de algoritmos para aprovechar la diversidad espacial sobre el testbed.

Para realizar la estimación de canal se utilizaron señales conocidas en transmisión, de modo que utilizando un correlador con desplazamiento temporal en recepción se obtuvo la autocorrelación de la señal, que permite

calcular la respuesta al impulso del canal de forma sencilla. Como señales en transmisión se utilizaron códigos pseudoaleatorios de longitud 256 bits, asociando un código diferente a cada antena transmisora. Se seleccionaron códigos pseudoaleatorios ya que, debido a sus buenas propiedades de correlación, facilitan la sincronización en el receptor y reducen la interferencia de la señal enviada por una antena transmisora a la enviada por otra antena transmisora (disminuyendo así el error en la estimación de la matriz de canal \mathbf{H}).

Si bien el prototipo demostrador permite obtener medidas en banda ancha, en estas primeras medidas éstas se convirtieron a banda estrecha tomando el valor central de la banda medida, por razones de simplificación de cálculo de capacidad, ya que el interés se centró en la comparación entre entornos y polarizaciones. En estudios posteriores es de esperar que se amplíen estos resultados a banda ancha.

4.1. Medidas de canal

Para la evaluación de la capacidad teórica del canal MIMO, se ha considerado un sistema con M antenas en transmisión y N antenas en recepción, donde la relación entre el vector de entrada \mathbf{x} y el de salida \mathbf{y} , para el caso de banda estrecha viene dada por la matriz de canal, \mathbf{H} :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

La capacidad se calculó para el caso de que no se conozca el canal en el transmisor. En este caso, dicha capacidad viene dada por la conocida expresión [11]:

$$C = \log_2 \left| \mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right| \quad (2)$$

donde ρ es la relación señal a ruido SNR en el receptor, \mathbf{I} es la matriz identidad de dimensiones $N \times N$ y $(\cdot)^H$ denota hermética (transpuesta y conjugada).

Para eliminar el efecto de las pérdidas por trayecto y poder calcular la capacidad adecuadamente para un cierto nivel de SNR en recepción, generalmente se normaliza la matriz \mathbf{H} en potencia. En este caso, se ha utilizado como parámetro de normalización la norma de Frobenius, lo que equivale a normalizar respecto de la potencia media recibida por cada uno de los enlaces Tx-RX h_{ij} . La matriz normalizada queda:

$$\mathbf{H}_{norm} = \frac{\mathbf{H}}{\sqrt{NM} \|\mathbf{H}\|_{Frob}} = \frac{\mathbf{H}}{\sqrt{\frac{1}{NM} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M h_{ij} h_{ij}^*}} \quad (3)$$

Esta normalización de \mathbf{H} (nivel de SNR fijo en recepción) supone que en el sistema se realiza control de potencia instantáneo, y es la que se suele utilizar para estudio de algoritmos (por ejemplo, ver [12]).

La Figura 9 representa la función de distribución acumulada, CDF, de la capacidad normalizada en los diferentes entornos LOS y NLOS 1 y 2 representados en el mapa de la Figura 6, es decir, en diferentes salas cada

medida y con o sin visión directa entre transmisor y receptor. Como se observa, en situación de NLOS la capacidad aumenta, gracias a la mayor riqueza en diversidad espacial por multitrayecto creada en este tipo de entornos. Nótese que esta conclusión es válida si se realiza normalización de la matriz \mathbf{H} para obtener una cierta SNR en recepción, ya que en caso contrario la potencia recibida por el transmisor sería mayor en caso LOS, y con ello la capacidad. Además, a partir de la Figura 9 también se observa que el entorno NLOS1 ofrece mayor capacidad que el entorno NLOS2, lo que se puede deber a que la sala de la medida NLOS1 presenta más elementos de dispersión al tratarse de una sala con múltiples mesas y ordenadores, mientras que la sala del entorno NLOS2 es una sala de reuniones con menor riqueza en dispersores.

Por otro lado, para un caso concreto de LOS se han obtenido diferentes curvas de capacidad tomando un subconjunto de las antenas en transmisión y recepción. En la Figura 10 se representa la capacidad para un valor de probabilidad acumulada del 10% o capacidad de *outage* obtenida de los distintos esquemas MIMO $M \times N$ en función de la SNR para una cadena receptora. Como se observa en dicha figura, al aumentar el número de antenas a cada lado del enlace radio se mejora la capacidad del sistema, como cabía esperar.

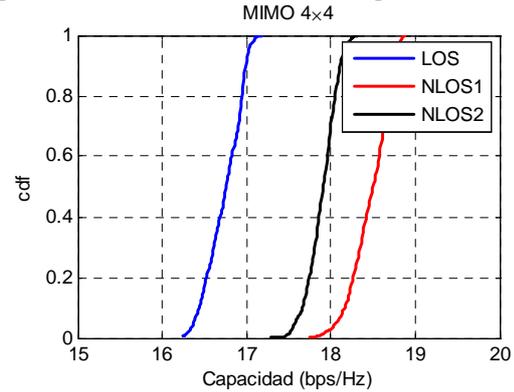


Figura 9. CDF de capacidad obtenida a partir de medidas de canal, para distintos entornos de interior.

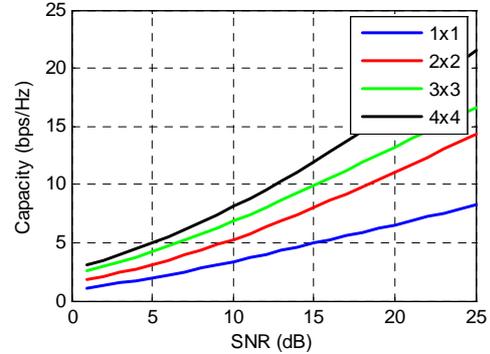


Figura 10. Capacidad 10% *outage*, obtenida a partir de las medidas de canal, para distinto número de antenas en transmisión y recepción.

4.2. Comparación de canal usando doble y única polarización

Un aspecto que está atrayendo gran interés últimamente es la posibilidad de usar antenas con múltiple polarización en sistemas MIMO. Si bien la diversidad en polarización se lleva utilizando en sistemas de comunicaciones radio durante varios años, su uso en MIMO surge no hace mucho, como consecuencia de la necesidad de reducir el espacio en que se sitúan las antenas, sobre todo en el terminal de usuario [13]. Por ello el estudio tanto del canal como de los algoritmos cuando se utilizan antenas con doble polarización es relevante.

Para comparar las posibles prestaciones de un sistema MIMO con y sin diversidad en polarización, se realizaron medidas a lo largo de un pasillo situando en transmisor tanto en el interior como en el exterior del edificio (ver Figura 7). Se consideraron dos configuraciones de arrays:

- Configuración con una polarización: se utilizó un array de 4 monopolos y separación $d=\lambda$ entre elementos, tanto en transmisión como en recepción.

- Configuración con doble polarización: se utilizaron dos grupos de doble dipolo cruzado inclinados $\pm 45^\circ$. La separación entre los dos grupos de doble dipolo es de $d=\lambda/2$. Esta configuración se usa tanto en recepción como en transmisión.

Para ambas configuraciones de array y los dos emplazamientos de transmisor, se desplazó el módulo de receptores a lo largo del pasillo, siguiendo la misma ruta y tomando las medidas en los mismos puntos, de modo que la comparación para distintas posiciones de transmisor y distintas condiciones de polarización fuese posible.

De la Figura 11 a la Figura 14 se presenta la capacidad obtenida para cada uno de los 4 casos medidos, obtenida para el caso de que no hay información de canal en el transmisor (no CSI, *Channel State Information*) y normalización de H , según las ecuaciones (2) y (3). Se asume una SNR de 20 dB en el receptor para el cálculo de capacidad. Se tomaron medidas en 17 puntos equidistantes a lo largo de la ruta. En la representación gráfica de los mapas de capacidad se ha realizado una interpolación de valores para mostrar transiciones suaves. Cabe notar que en los 17 puntos se incluyen tanto casos de LOS como de NLOS. Puesto que se normaliza la potencia recibida, es razonable esperar que el caso LOS ofrezca menor capacidad debido a la menor diversidad espacial, si bien puesto que el caso NLOS se produce en un pasillo con pocos dispersores la ventaja en riqueza de multitrayectos que se puede esperar es pequeña.

En primer lugar, se comparan los resultados para entorno indoor (transmisor en emplazamiento indoor), a partir de la Figura 11 y la Figura 12. Se observa claramente que la capacidad obtenida es mayor cuando

se utilizan antenas con doble polarización en el entorno de tipo pasillo medido.

Por otro lado, la Figura 13 y Figura 14 permiten comparar la capacidad que se obtiene cuando el transmisor se sitúa en emplazamiento de exterior (entorno outdoor-indoor). También en este tipo de entorno se observa una mayor capacidad obtenida con las antenas de doble polarización. Nótese que tanto para estas dos figuras como para las dos figuras analizadas anteriormente, se ha normalizado la matriz H para calcular la capacidad.

En conclusión, podemos afirmar que el sistema con doble polarización ofrece mejores prestaciones para el escenario tipo pasillo medido. Este resultado es razonable, ya que el entorno medido presenta poca riqueza en diversidad espacial (pocos dispersores) y por tanto el uso de diversidad en polarización incrementa la descorrelación entre antenas y por tanto mejora la capacidad para el caso estudiado de no CSI. En cuanto a los diferentes emplazamientos de transmisores, no se han observado grandes diferencias en los resultados de capacidad analizados.

Con la intención de profundizar un poco más en el estudio de la capacidad obtenida para cada caso medido, se ha calcula la función de distribución acumulada de la capacidad para los 4 casos estudiados, al igual que se hizo para las medidas del apartado 4.1. En las figuras anteriores se ha estudiado la capacidad normalizando a SNR recibida fija, sin embargo para poder analizar y comparar los casos LOS y los NLOS se consideró normalizar H no al valor de potencia (norma de Frobenius) instantáneo, sino que se normalizó a un único valor de forma que la SNR media recibida para cada uno de los cuatro casos medidos fuera el mismo. De este modo se pretende tener en cuenta las distintas condiciones LOS/NLOS para los dos emplazamientos de transmisor, y a la vez independizar los resultados de la potencia transmitida o las pérdidas de espacio libre o de inserción del frente de onda en el edificio (en el caso outdoor). Desde el punto de vista de sistema, esto equivaldría a realizar control de potencia, pero sólo en largos periodos de tiempo (no instantáneamente).

Tomando SNR=20 dB, en la Figura 15 se presenta la CDF de la capacidad para este tipo de normalización. Puesto que sólo se tienen 17 puntos medidos, la curva presenta un aspecto poco suave, pero permite hacernos una idea de varios aspectos de la propagación en el canal MIMO. En primer lugar, se observa que el efecto de tener visión o no visión directa entre Tx y Rx es bastante significativo: las posiciones en LOS conllevan una mayor potencia recibida, y por tanto mayor capacidad. Este comportamiento es más marcado en el entorno medido indoor que en el outdoor-indoor, como era de esperar, ya que para la posición en exterior del transmisor no hay visión directa tan clara. En segundo lugar, podemos observar también en esta figura que los

dipolos ofrecen mayor capacidad tanto en entorno indoor como en entorno outdoor-indoor. La capacidad es ligeramente más alta para los casos en indoor que para los casos en entorno outdoor-indoor. Debemos tener en cuenta aquí que, al normalizar para obtener

igual SNR recibida media el efecto de distintas ganancias de antenas es eliminado.

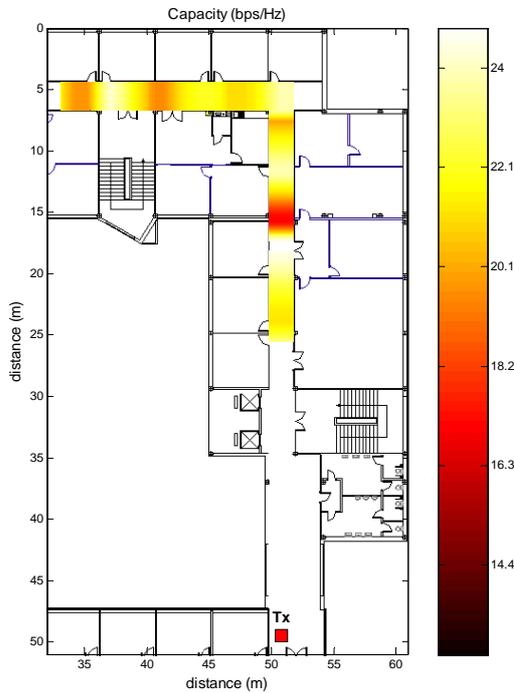


Figura 11. Capacidad para Tx en posición interior (B) y antenas de doble polarización (dipolos).

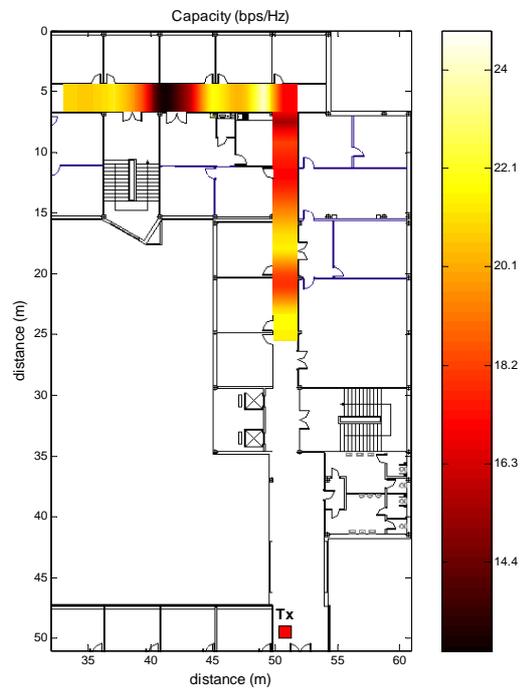


Figura 12. Capacidad para Tx en posición interior (B) y antenas de única polarización (monopolos).

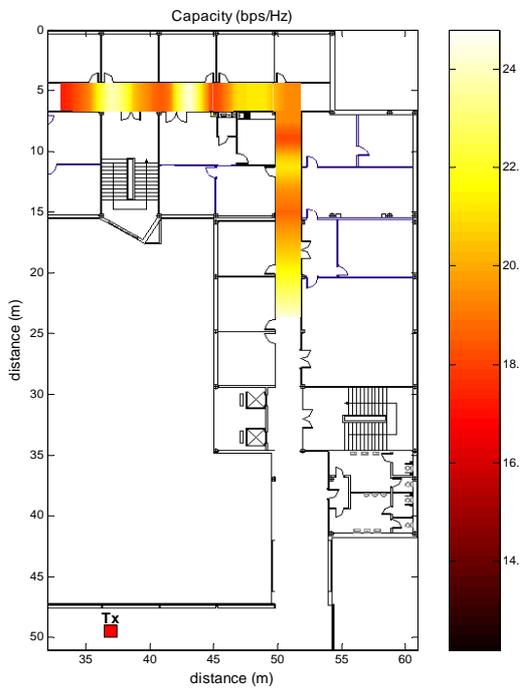


Figura 13. Capacidad para Tx en posición exterior (C) y antenas de doble polarización (dipolos).

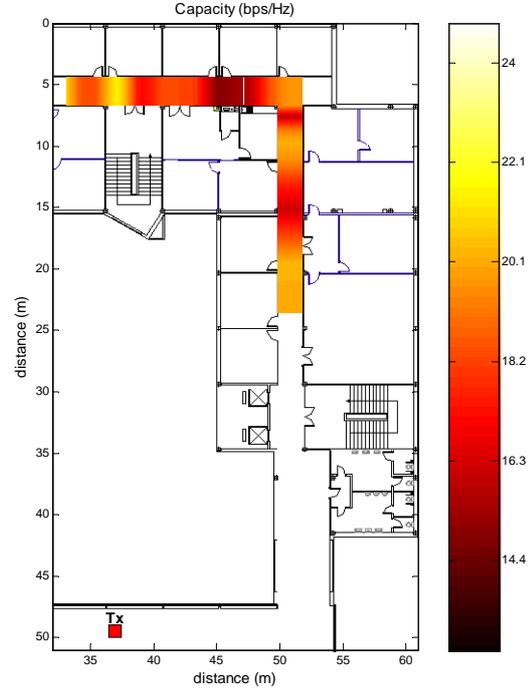


Figura 14. Capacidad para Tx en posición exterior (C) y antenas de única polarización (monopolos).

Por último, se ha estudiado también el entorno tipo oficina (posición 3 en Figura 7) con simple y doble polarización. Para este entorno se tomaron 7 puntos de medida a lo largo de la sala, obteniéndose medidas primero con los monopolos como módulo de antenas y luego con los dipolos. Se consideraron dos configuraciones para el array de monopolos: separación $d=\lambda/2$ y separación $d=\lambda$, tanto en recepción como en transmisión. La Figura 16 muestra la CDF de la capacidad para cada configuración de antena.

Puesto que se tomaron las medidas en los mismos puntos para las tres configuraciones, la normalización de H se realizó al mismo valor de referencia en los 3 casos: la media de la norma de Frobenius para el conjunto de medidas tomadas con los monopolos separadas $d=\lambda$. Por tanto, en este caso la comparación tiene en cuenta las diferencias debidas a distintas ganancias en las antenas, al contrario que en los previos casos. A partir de la Figura 16 podemos concluir que la mayor capacidad se obtiene en este entorno con el array de monopolos con el mayor espaciado entre elementos, es decir, $d=\lambda$. Este resultado es razonable, ya que una mayor separación entre antenas ofrece una mayor descorrelación entre las señales recibidas y por tanto una mayor ganancia por diversidad.

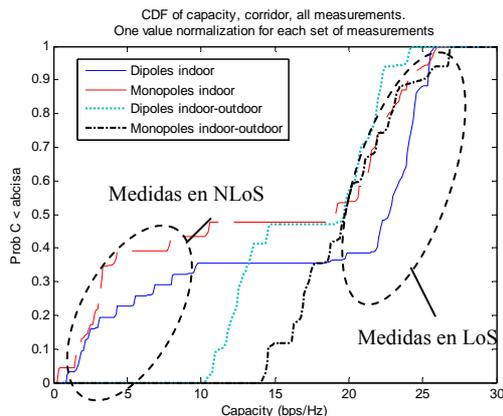


Figura 15. CDF de capacidad para los 4 casos de medidas, normalizando H con un único valor para los 17 puntos medidas (SNR media = 20 dB)

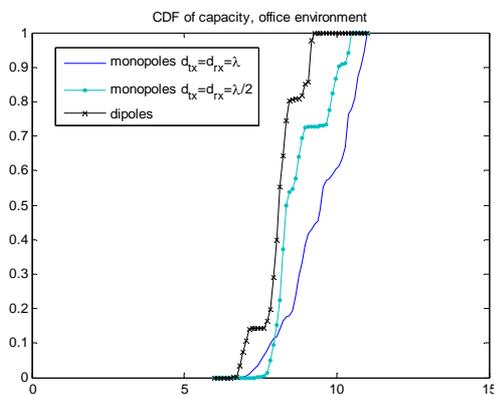


Figura 16. CDF de capacidad en entorno oficina, para distintas configuraciones de array.

Además, es de interés observar que, al contrario que en los resultados obtenidos con normalización de la SNR recibida (Figura 15), que la configuración de dobles dipolos ofrece una capacidad menor que las configuraciones con monopolos, lo que puede ser explicado por la menor ganancia de antena ofrecida por los dipolos comparada con la de los monopolos.

4.3. Algoritmos

Además de la aplicación de medidor de canal MIMO, el prototipo demostrador presentado ha sido diseñado para permitir la realización de prueba de algoritmos que aprovechan la diversidad espacial ofrecida por las múltiples antenas. Para probar dicho esquema, se programó en Matlab el módulo transmisor de un conocido esquema de diversidad espacial, en concreto el esquema Alamouti [14] y se seleccionó un sistema con dos antenas en transmisión y una antena en recepción.

Como se representa en la Figura 17, el esquema en transmisión incluye la generación de los bits de datos y su modulación en BPSK (paquete nivel 1 en la figura), la codificación según el algoritmo Alamouti (paquete de nivel 2) y finalmente se añade un código pseudoaleatorio que se utilizará para estimar el canal en recepción. La inserción del código pseudoaleatorio se realiza cada 7862 símbolos de información, lo que limita la velocidad a la que se puede estimar el canal y por tanto lo rápido que puede variar el canal para el correcto funcionamiento del algoritmo. Otros métodos de estimación de canal (como estimación ciega) podrían mitigar este efecto.

Una vez generados los datos del nivel 3 mediante Matlab, estos son enviados a la plataforma Software-Radio, que los transmitirá adecuadamente de manera simultánea por cada una de las dos antenas utilizadas en transmisión.

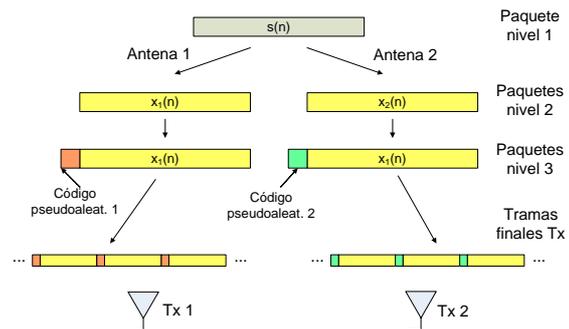


Figura 17. Estructura de trama enviada para prueba de algoritmos MIMO.

En recepción, la señal recibida se almacena y tras la recepción de 332 ms los datos son enviados al PC, donde la señal se procesa. Es necesario realizar una sincronización a nivel paquete, mediante un correlador del código pseudoaleatorio utilizado para cada antena. Tras ello se estima el canal $H(t)$ utilizando también la secuencia de código pseudoaleatorio, de similar manera a como se realizó para medir el canal. Por último se demodulan los símbolos recibidos, siguiendo el

esquema Alamouti. La Figura 18 muestra la constelación de la señal BPSK recibida por el demostrador antes y después de la decodificación de Alamouti. Se observa un cierto giro de fase en la constelación recibida, debido a la fase inicial de los símbolos recibidos. También observamos un pequeño error de frecuencia, ya que el oscilador utilizado en transmisión y el utilizado en recepción son diferentes, para lograr así un sistema más realista. Por último, cabe señalar que se realizaron varias pruebas en entornos WLAN, tanto LOS como NLOS, obteniéndose tasa de error nula en todos los escenarios medidos, debido al uso de una SNR alta y las limitaciones de memoria del sistema, que no permite enviar grandes cantidades de bits y por tanto medir reducidas tasas de error.

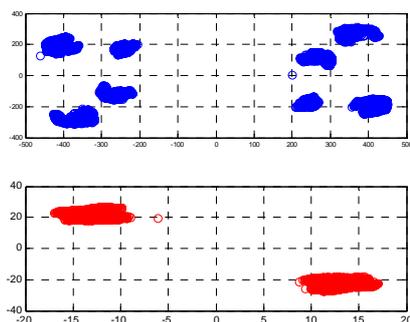


Figura 18. Constelación recibida con y sin estimación de canal.

5. Conclusiones

Se ha presentado un prototipo demostrador diseñado para la realización de pruebas de sistemas inalámbricos de interiores WLAN basados en tecnología MIMO, aplicables en las futuras comunicaciones 4G. Las medidas de canal presentadas muestran una mayor diversidad ofrecida por sistemas que funcionan con múltiples polarizaciones, en especial en entornos de interiores con mayor probabilidad de encontrarse en situación de visión directa entre transmisor y receptor. Se han presentado resultados de pruebas preliminares de un algoritmo MIMO utilizando el prototipo propuesto, mostrando cómo éste permite estudiar de una manera sencilla los efectos de implementación real que aparecen en sistemas realistas.

Como líneas futuras de este trabajo cabe proponer el uso del mismo para prueba de algoritmos más complejos, incluyendo modulaciones tipo OFDM como las propuestas en estándares WLAN futuros, y el desarrollo de módulos de antena compactos, más realistas para su uso en dispositivos de usuario tipo PDA.

Agradecimientos

Los autores desean agradecer a SICE, de Dragados Industrial, el soporte logístico de este proyecto.

Referencias

[1] G. J. Foschini, M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading

Environment Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Comms.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, March 1998.

[2] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Sel. Areas in Comms*, Vol. 21, No. 3, April 2003.

[3] J. Salz, J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 43, no. 4, pp. 1049-1057, Nov. 1994.

[4] R.B. Ertet, et al., "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Pers. Comms.*, vol. 5, no. 1, pp. 10-22, Feb. 1998.

[5] P. Kermoal, et al., "A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation", *IEEE Journal on Sel. Areas in Comms.*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.

[6] Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2), "Spatial Channel Model Text Description", April 2003.

[7] Bjorn Lindmark, et al., "Dual-Polarized Array for Signal-Processing Applications in Wireless Communications", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, June 1998.

[8] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 703 – 712, June 2003.

[9] J. P. Kermoal et al., "Polarization diversity in MIMO radio channels: experimental validation of a stochastic model and performance assessment," *IEEE 54th Vehic. Tech. Conf.*, vol. 1, pp. 22 – 26, 2001.

[10] R. Martínez, L. García, A. Martínez, F. J. García-Madrid, L. de Haro, M. Calvo, "ADAM: A Realistic Implementation for a W-CDMA Smart Antenna," *Eurasip Journal on Applied Signal Processing*, vol. 9, pp. 1384-1407, Aug. 2004.

[11] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecomm. ETT*, vol. 10, no. 6, pp. 585-596, Nov. 1999.

[12] J.W. Wallace, M.A. Jensen, "Measured characteristics of the MIMO wireless channel," *IEEE 54th Vehic. Technology Conf.*, vol.4, pp. 2038 – 2042, Oct. 2001.

[13] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, "On the integration of MIMO systems into handheld devices," *ITG Workshop on Smart Antennas*, pp. 1 – 8, 2004.

[14] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.