

Medida, simulación y análisis de eficiencia espectral para canales MIMO en entornos indoor en la banda de 2 GHz*

Alexis Paolo García Ariza

Ingeniero Electrónico Universidad Industrial de Santander, E³T, 2002.

Lorenzo Rubio Arjona

Ingeniero de Telecomunicaciones. Universidad Politécnica de Valencia, España, 1996.

Fecha de recepción: 20-01-2006

Fecha de aceptación: 20-04-2006

ABSTRACT

The space-time wireless communication systems will use the advantages of the MIMO (Multiple Input Multiple Output) channels. Precedent studies have focused less attention on the capacity analysis considering correlated indoor channels under different frequency bands and polarizations. In practice, there is certain correlation degree between the different propagation sub-channels, which makes interesting to evaluate the

impact that this correlation has on the system performance under different frequency bands and polarizations. The paper shows a detail study around of real MIMO channel and its spectral efficiency behavior when change both the number of antenna elements and SNR (Signal to Noise Ratio). The results showed in the paper demonstrate that to increase the diversity order could not be a good technique to improve the performance of the MIMO systems in some

* Este trabajo ha sido financiado por el Programa AlBan, programa de becas de alto nivel de la Unión Europea para América Latina, beca No. E04D044088CO, y por la Generalitat Valenciana dentro de la convocatoria de ayudas 2006 para el desarrollo de proyectos de I+D+i.

highly correlated cases when picocells or indoor environments are considered. Besides, increasing the number of array antenna elements, both in the transmitter and receiver side, does not offer linear capacity increases under correlated cases. The results derived from a frequency measurement campaigns performed between 2 and 2.6 GHz show polarization dependence and less frequency band dependence in the MIMO channel correlation matrix for indoor environments.

In other hand, under the WSS (Wide Sense Stationary) channel condition and guaranteeing a minimum SNR level, remarkable changes on the capacity probability distribution function shape, and on the cumulative distribution function of the MIMO system eigenvalues, were observed in different correlated cases.

KEY WORDS

Capacity, eigenvalues, mobile radio channels, MIMO- Multiple Input Multiple Output, space-time communications.

RESUMEN

Los futuros sistemas inalámbricos de comunicaciones digitales emplearán técnicas de procesado espacio-tiempo, como por ejemplo la transmisión a través de múltiples canales de propagación, para aumentar la capacidad frente a los sistemas tradicionales, en lo que se ha denominado sistemas MIMO (Múltiple Input Múltiple Output). Aunque existen numerosas publicaciones sobre las posibilidades de mejora introducidas por los sistemas MIMO, en la mayor parte de los estudios se asumen canales incorrelados. En la práctica, existe cierta correlación entre los diferentes

subcanales de propagación, por lo que resulta interesante evaluar el impacto de la correlación sobre las prestaciones del sistema en función de la banda de frecuencia y la polarización utilizada en entornos indoor. En este documento se presenta un estudio detallado de un canal MIMO real, analizando además, de forma simulada y referenciado a medidas, su eficiencia espectral cuando se modifica el número de elementos de antena y el nivel de SNR (Signal to Noise Ratio). Se muestra que el incremento del orden diversidad del sistema podría no suponer una mejora significativa en la ganancia de los valores propios del sistema, en el caso de tener subcanales con un alto grado de correlación, afectando así las prestaciones del sistema MIMO. También se muestra que un aumento en el número de antenas, en lo que conforma el sistema radiante del transmisor y/o receptor, no necesariamente supone un incremento lineal de la capacidad si los subcanales están correlados. Con base en una campaña de medidas realizada en el dominio de la frecuencia entre 2 y 2.6 GHz, en un entorno indoor, se ha observado una dependencia de la matriz de correlación que caracteriza el sistema MIMO con el tipo de polarización utilizado, y un menor grado de dependencia con la banda de frecuencia. Además, por medio de un análisis detallado de los valores propios del sistema se ha encontrado que un simulador basado en la transformada inversa de Fourier, utilizado para incluir la variabilidad temporal de los subcanales de propagación aleatorios, presenta mejores prestaciones que su contraparte IIR (Infinite Impulse Response). Por último, bajo la hipótesis de canal WSS (Wide Sense Stationary), garantizan-

do un nivel mínimo de SNR, y para diferentes grados de correlación, se han observado cambios significativos tanto en la función de distribución de probabilidad que caracteriza la capacidad, como en la función de distribución acumulativa que caracteriza los valores propios del sistema MIMO.

PALABRAS CLAVE

Capacidad, Canal Radio Móvil, Comunicación Espacio-Temporal, MIMO - Múltiple Input Múltiple Output, Valores Propios.

Clasificación Colciencias: A

INTRODUCCIÓN

En este artículo se da continuidad a una aportación previa sobre el modelado del canal radio móvil y los sistemas MIMO.¹ En esta contribución se realiza un análisis sobre un canal MIMO real con una mayor profundidad, ofreciendo al lector una nueva visión sobre la actualidad de los sistemas MIMO, sus alcances futuros y las líneas de investigación relacionadas.

Como es bien conocido, el canal de radio móvil² es un medio físico de comunicación altamente hostil que afecta directamente el comportamiento de los sistemas de comunicación móviles digitales.³ Los futuros sistemas de comunicaciones móviles utilizarán técnicas de procesamiento espacio-tiempo,⁴ como por ejemplo el empleo de técnicas MIMO (*Múltiple Input Múltiple Output*).⁵ Estos sistemas dispondrán de arrays de antenas en ambos lados del enlace, pudiendo conseguir un incremento en la eficiencia espectral, tal como sugieren estudios realizados tanto a nivel teórico como a nivel práctico.^{6,7} Aunque son numerosos los estudios publicados sobre sistemas MIMO, se ha prestado menos atención al análisis de la capacidad para subcanales correlados (un grupo de subcanales conforman un canal MIMO) en diferentes bandas de frecuencia y distintas

condiciones de polarización en escenarios picocelulares o de interiores.

Estas diferentes configuraciones y entornos de propagación sobre los cuales se pondrán a prueba los sistemas MIMO requieren del estudio de características adicionales relacionadas con el canal radio móvil. Es allí donde adquirirá un mayor grado de importancia el análisis de la eficiencia espectral del sistema y su relación con la naturaleza compleja del canal, la doble direccionalidad incluida, y los efectos de la correlación entre elementos de canal (o subcanales de propagación)^{8,9} sobre la ganancia de *array*⁶ y sobre la ganancia de los canales paralelo “independientes” (o canales desacoplados que se diferencian de los subcanales de propagación) del canal MIMO; véase la Figura 1.

Siguiendo esta perspectiva, en esta investigación se presenta un análisis de la eficiencia espectral de un canal MIMO real en condiciones de propagación para interiores. Se realiza un análisis por valores propios del sistema MIMO, de capacidad media y de *outage*, verificando además la ganancia de *array* y el orden de diversidad para sistemas que trabajarán en la banda de 2 GHz. Por otro lado, se incluyen diferentes polarizaciones de *array* (vertical y 45° en el transmisor), buscando extraer

de los análisis algunas tendencias como consecuencia de factores externos, y definir así, cómo éstas afectan al canal MIMO y a las prestaciones del sistema.

El artículo está estructurado en cuatro secciones. En la primera se anali-

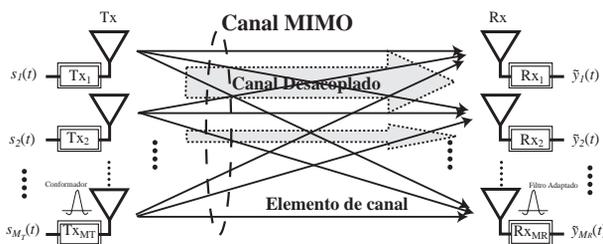


Figura 1. Configuración del array transmisor y receptor para el análisis de un canal MIMO.

za la capacidad en sistemas MIMO correlados. En la segunda se aborda el problema de la simulación y medida para evaluar la capacidad en canales MIMO correlados; con la hipótesis de estacionariedad en sentido amplio (WSS). En la tercera se analizan los resultados derivados de la campaña de medidas realizada y los análisis de eficiencia espectral en interiores. Finalmente, en la cuarta se presentan las conclusiones más importantes derivadas de la investigación.

I. CAPACIDAD EN CANALES MIMO CORRELADOS

Se ha comprobado teóricamente⁶ que los canales MIMO ofrecen la posibilidad de un incremento lineal de capacidad en los sistemas que hace uso de técnicas de procesamiento espacio-tiempo a medida que aumenta el número de elementos de *array* en ambos lados del enlace. Este comportamiento lineal es válido sólo en la hipótesis de incorrelación total entre los elementos que definen la matriz de canal, lo cual no siempre se da en la práctica.

La capacidad de un canal MIMO está relacionada con el número de canales desacoplados, k , y sus ganancias asociadas.⁶ Dicho número y ganancias dependen de la configuración de los *arrays* y del entorno de propagación, que al final afectarán la correlación entre los elementos de la matriz del canal MIMO, ocasionando así que existan más o menos canales desacoplados con más o menos ganancia.

Se denominará \mathbf{H} a la matriz que caracteriza el canal MIMO, de dimensiones $M_R \times M_T$, siendo M_R y M_T el número de elementos de antena en

los *array* receptor y transmisor, respectivamente (véase la Figura 1). En esta configuración MIMO $s_j(t)$ y $y^o_i(t)$ corresponden, respectivamente, a las señales banda base compleja transmitida y recibida. Como aproximación, no se consideran efectos de los conformadores de pulso y filtros adaptados en cada lado del enlace, restringiéndose el análisis a los elementos de canal o subcanales de propagación que unen el *array* transmisor con el receptor. Indica que los elementos de canal incluyen los posibles efectos derivados de las características de las antenas en cada *array*, diferenciándose además de los canales desacoplados, o equivalentes, utilizados en los análisis de capacidad MIMO.

La capacidad del canal MIMO viene dada en términos del sumatorio de las capacidades individuales de cada canal desacoplado mediante la expresión:^{6,10}

$$C = \sum_{l=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_l P}{M_T \sigma^2} \right) \text{ [bits/ s/ Hz]}, \quad (1)$$

donde λ_l es la ganancia de cada subcanal equivalente (o canal desacoplado), P es la potencia total transmitida, y σ^2 es la potencia de ruido. En concreto, el canal MIMO ofrece k canales desacoplados, siendo k el rango de $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ (el superíndice H indica transpuesta conjugada), estando limitados por $k \leq \min \{M_T, M_R, Q\}$, donde Q corresponde al número de subcanales discretos de propagación. Por otro lado, para los casos analizados en este artículo se ha considerado una distribución uniforme de potencia entre los elementos del *array* transmisor, de forma que en cada elemento j , $P_j = P / M_T$. Téngase en cuen-

ta que no se está aplicando *Waterfiling*.⁶

La ecuación (1) puede escribirse también como:

$$C = \log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I} + \frac{P}{M_T \sigma^2} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right\}, \quad (2)$$

donde \mathbf{I} es la matriz identidad y el producto $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ es válido siempre y cuando \mathbf{H} sea una matriz hermítica de dimensiones $M_R \times M_T$ con $M_T \geq M_R$. Partiendo de (2), el análisis del canal MIMO se puede realizar considerando las propiedades de la matriz \mathbf{H} . Indicar entonces, que es importante garantizar que la matriz \mathbf{H} esté normalizada, sin importar la posición y entorno de análisis, debiendo cumplir con las siguientes condiciones:¹⁰

$$E[|h_{ij}|^2] = 1 \Rightarrow E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = M_R M_T \quad (3)$$

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr}[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{j=1}^{M_T} |h_{ij}|^2 = \sum_{l=1}^{M_R} \lambda_l \quad (4)$$

Desarrollar con los requisitos anteriores permite realizar un análisis correcto de la capacidad del canal MIMO parcialmente correlado con base en los valores propios de la matriz $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$. En (3) y (4) h_{ij} corresponde a cada uno de los elementos de la matriz \mathbf{H} del canal (subcanales aleatorios variables en el tiempo), $E[\cdot]$ al operador valor esperado, $\|\cdot\|_F^2$ al operador norma cuadrada de Frobenius, $\text{Tr}[\cdot]$ al operador traza de una matriz, y λ_l son los valores propios de la ma-

triz $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$, correspondientes a la ganancia de cada canal desacoplado.

Como se ha planteado para este trabajo, sería interesante determinar la eficiencia espectral de un canal MIMO en condiciones aproximadas a las reales. Para ello, como punto de comparación para la investigación, y utilizando las ecuaciones mencionadas anteriormente, se ha determinado la capacidad media del canal en

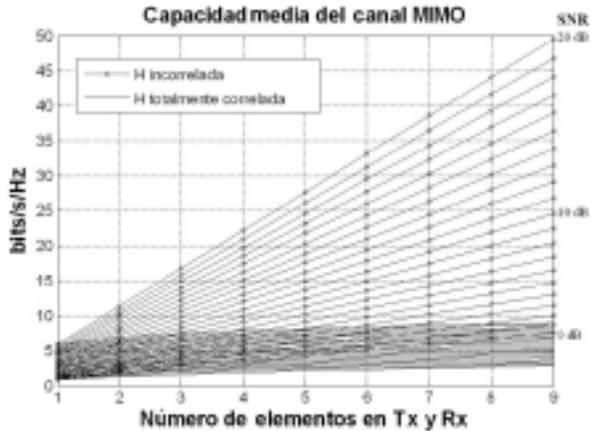


Figura 2. Variación de la capacidad media con $M_T = M_R = \{1, 2, \dots, 9\}$, $\text{SNR} = \{0, 1, \dots, 20\}$ [dB], frecuencia Doppler máxima de simulación de 90 Hz y 100 mil muestras. Casos en correlación total e incorrelación entre los elementos de la matriz del canal MIMO.

los casos donde existe completa incorrelación entre los elementos de \mathbf{H} , y donde estos elementos están totalmente correlados; ello desde diferentes niveles de SNR. Como se puede apreciar en la Figura 2, a medida que aumenta M_R y M_T el incremento de la capacidad se presenta únicamente con tendencia lineal en condiciones ideales de incorrelación entre los elementos del canal MIMO.

Por otro lado, en la Figura 3 se aprecia la función de distribución acumulativa (CDF, *Cumulative Distribution Function*) de la capacidad del canal MIMO, en las dos condiciones de correlación para un nivel de 20 dB de SNR. Se observa que, tal como se indicaba en las ecuaciones (1) y (2), C es un proceso dependiente del número de elementos de antena en los *arrays*, del nivel de potencia transmitida, de la potencia de ruido, y de las características de **H**. Esto último hace de la capacidad un proceso aleatorio con una CDF y una función de densidad de probabilidad (PDF, *Probability Distribution Function*) específicas, que como se puede apreciar variarán en función de la correlación entre los elementos de **H**. En estas curvas se consigue distinguir una de las situaciones más significativas en el uso de los canales MIMO: garantizar una decorrelación suficiente entre los elementos de canal. Ello se puede lograr aprovechando los fenómenos de propagación multitraectoria aplicando diferentes técnicas de transmisión, buscando también un incremento en la eficiencia espectral del sistema al aumentar el número de elementos de antena en los *arrays*

transmisor y receptor. Esta condición se puede apreciar en la Figura 3, con un mayor impacto en la capacidad medida del sistema para el caso (9,9), $M_T = M_R = 9$. Se observa que, para un enlace con 20 dB de SNR, el hecho de modificar la correlación entre los elementos de la matriz del canal, al pasar de un estado totalmente correlado a uno incorrelado, ocasiona una diferencia de capacidad de aproximadamente 40 bits/s/Hz; véase también la Figura 1 para el mismo caso a diferentes niveles de SNR.

II. SIMULACIÓN Y MEDIDAS

Para el estudio se ha realizado una campaña de medidas en el dominio de la frecuencia, implementándose además un algoritmo para la simulación del canal MIMO que permita comparar, en diferentes condiciones, las prestaciones obtenidas del sistema. A partir del modelo de variable aleatoria IID (*Independent Identically Distributed*),¹⁰ en el cual todos los elementos de la matriz del canal están incorrelados, se realizan comparaciones con los canales MIMO cuyos elementos están total y parcialmente correlados.

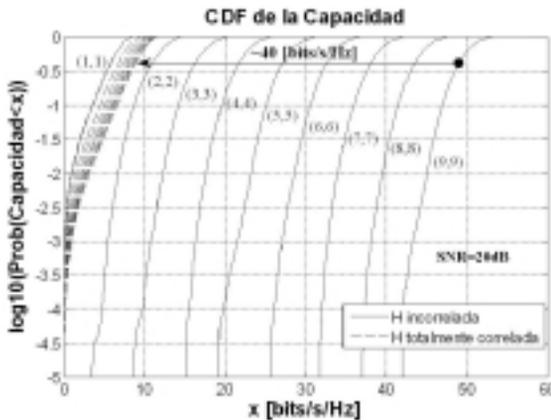


Figura 3. Variación de la CDF de la capacidad con $M_T = M_R = \{1, 2, \dots, 9\}$, SNR=20dB, frecuencia Doppler máxima de simulación de 90Hz y 100 mil muestras. Casos en correlación total e incorrelación entre los elementos de la matriz del canal MIMO.

| Casp Rx | d(cm) Tx | Separación en Longitudes de Onda (λ) | |
|---------|----------|--|------------------|
| | | 2.0 GHz | 2.6 GHz |
| (1) | 5 | 0.3333λ | 0.4333λ |
| (2) | 10 | 0.6667λ | 0.86667λ |
| (3) | 15 | λ | 1.3λ |
| (4) | 20 | 1.3333λ | 1.733λ |

Tabla 1. Separación entre elementos del array transmisor para cada una de las configuraciones del array receptor en las dos bandas de análisis.

Además, se ha establecido un procedimiento de validación de resultados, basándose en medidas en interiores realizadas en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM) de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV), donde se ha utilizado un Analizador de Redes Vectorial, antenas omnidireccionales de banda ancha (respuesta plana entre 2 y 18 GHz y polarización lineal) y diferentes configuraciones de *array* para distintos casos (véase la Figura 4). El entorno de análisis corresponde a un escenario de oficinas, en una configuración con divisiones blandas, ventanales, con un pasillo de comunicación y una estructura de hormigón (véase la Figura 5). Alrededor del edificio se encuentra una vía interna del campus de la UPV, una vía principal, un aparcamiento, y diferentes edificios de no más de 5 plantas; todos ubicados a una distancia mayor de 60 m del centro del entorno de medidas.

En esta investigación se han considerado diferentes configuraciones, relacionadas con la polarización de las antenas, separación entre elementos, número de antenas en ambos

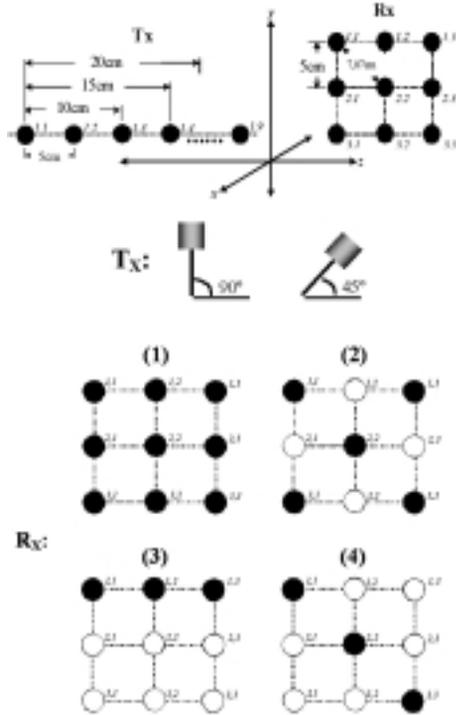


Figura 4. Geometrías de las configuraciones de array en ambos lados del enlace. Las configuraciones para el receptor se han mantenido para todas las bandas analizadas y polarizadas del transmisor.

arrays, bandas de frecuencia, dos tipos de entorno en interiores diferenciados por las condiciones LOS (*Line-Of-Sight*) y N-LOS (*No-LOS*), y diferentes separaciones entre transmisor y receptor (véanse las Figuras 4 y 5, y la Tabla 1).

A. Simulación de un canal MIMO de banda estrecha

Considerando el modelo estocástico de canal MIMO,¹² se ha establecido un procedimiento para la obtención de una matriz equivalente a la matriz del canal MIMO; ello a partir de medidas y haciendo uso de un algoritmo computacional. Esta matriz obtenida corresponde a un *array* bi-

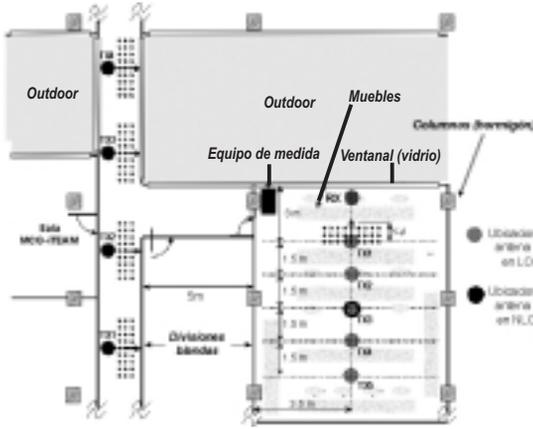


Figura 5. Entornos de medida en interiores para los casos LOS y N-LOS. Salas MCG-TEAM de la UPV.

dimensional complejo de dimensiones $M_R \times M_T$ que describe la transformación lineal entre los dos *arrays* de antenas. Para el caso de estudio, los elementos de la matriz de canal son los coeficientes de transmisión complejos, α_{ij} , desde la antena transmisora j -ésima a la receptora i -ésima para un canal de banda estrecha. Una descripción matemática detallada del procedimiento aplicado se puede encontrar en.¹¹

Para conservar la simplicidad del modelo se asume que α_{ij} , tiene una distribución gaussiana compleja de media cero, lo que equivale a que $|\alpha_{ij}|$ tenga una distribución Rayleigh³ manteniendo además la misma potencia media en todos los coeficientes.

Para el desarrollo de las simulaciones del canal medido, fue necesario además calcular los coeficientes de correlación entre los coeficientes de transmisión que conectan los dos *arrays* de antenas (correlación entre los elementos de la matriz de canal), y que se define por:

$$P_{i_2 j_2}^{i_1 j_1} \left(|\alpha_{i_1 j_1}|^2, |\alpha_{i_2 j_2}|^2 \right) = P_{j_1 j_2}^{T_X} \left(|\alpha_{i_1 j_1}|^2, |\alpha_{i_2 j_2}|^2 \right) \cdot P_{i_1 i_2}^{R_X} \left(|\alpha_{i_1 j_1}|^2, |\alpha_{i_2 j_1}|^2 \right), \quad (5)$$

para $i_1 \neq i_2$ y $j_1 \neq j_2$, y bajo la suposición de independencia entre *arrays*, pues se considera que la dispersión angular de los caminos de propagación¹⁰ vista por el *array* transmisor no está correlada con la dispersión angular vista por el *array* receptor. La ecuación (5) es aplicable a los valores obtenidos a partir de la medida de la respuesta en frecuencia de cada subcanal de propagación.

En las condiciones anteriores, la matriz de correlación espacial del canal MIMO, \mathbf{R} , podrá ser expresada mediante el producto Kronecker entre la transpuesta de la matriz de correlación espacial del transmisor, \mathbf{R}_t^T , y la matriz de correlación espacial del receptor, \mathbf{R}_r ,¹⁰

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_t^T \otimes \mathbf{R}_r \quad (6)$$

Además, la matriz \mathbf{R} será equivalente a la matriz de correlación calculada a partir de las medidas directas del canal para cada posición del transmisor y receptor. Gracias a ello, la simulación del canal MIMO parcialmente correlado puede conseguirse mediante la generación de $M_T \times M_R \times k$ procesos aleatorios gaussianos complejos e incorrelados (donde k será el número de muestras de cada elemento de canal de la matriz de canal MIMO), seguido de un filtrado para obtener la correlación deseada entre elementos.

El proceso de filtrado, para generar las matrices de canal \mathbf{H} parcialmen-

te correladas, se realizó aplicando el método de descomposición de raíz cuadrada de una matriz estándar, denominado factorización estándar de Cholesky.¹³ Dicho método hace uso de la matriz de correlación \mathbf{R} del canal, y se aplica si dicha matriz es cuadrada, simétrica y definida positiva. Además, a cada uno de los elementos α_{ij} de la matriz del canal se le agregó el espectro Doppler deseado, para incluir así la variabilidad temporal del canal. Este proceso aleatorio puede ser modelado utilizando distintos métodos. Para todos los casos presentados en la investigación se ha utilizado un único algoritmo de simulación para dichos subcanales de propagación aleatorios variantes en el tiempo, el cual está basado en la transformada inversa de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transformation*), y que frente al algoritmo de filtrado IIR (*Infinite Impulse Response*) presenta un mejor comportamiento.

Se comprobó así las prestaciones del algoritmo basado en la transformada inversa de Fourier realizando pruebas con diferente número de muestras por elemento de canal y distintas frecuencias Doppler. Como conclusión, un simulador con 100 mil muestras por subcanal de propagación, con un período de muestreo de 10^{-4} segundos, presenta un comportamiento aceptable; ello analizando las variables *precisión de los resultados y tiempo de cómputo*. En función de los resultados obtenidos por medio del análisis de la ganancia de los valores propios de la matriz $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$, al comparar el simulador IIR con el IFFT, y variando

la frecuencia Doppler máxima de los subcanales de propagación entre 3 y 90 Hz, se encontró una diferencia de precisión de alrededor del 50% para todos los valores propios calculados en un caso IID de configuración (4,4) (Véase la Tabla 2).

| STD promedio por valor propio y traza [dB] | | | | | |
|--|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| | λ_1 | λ_2 | λ_3 | λ_4 | λ_1 |
| IIR | 0.0595 | 0.0633 | 0.1011 | 0.2049 | 0.0551 |
| IFFT | 0.0216 | 0.0327 | 0.0638 | 0.1330 | 0.0117 |

Tabla 2. Desviación típica (STD) promedio de la variación en potencia media de los valores propios y de la traza de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ para un caso (4,4) cuando la frecuencia Doppler máxima del canal varía entre 3 a 90 Hz; simuladores basados en IFFT y filtrado IIR. Se han realizado 5 simulaciones independientes, de 100 mil muestras cada una, con cada simulador, para obtener los valores promedio.

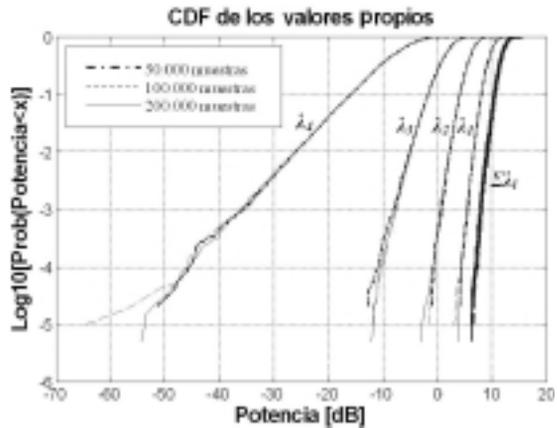


Figura 6. Comportamiento del simulador del canal MIMO por IFFT para el caso (4,4) con diferente número de muestras para cada elemento de canal. Función de distribución acumulativa de los valores propios de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$. La frecuencia Doppler máxima utilizada fue de 200 Hz y el período de muestreo establecido fue de 10^{-4} segundos.

Por otro lado, en la Figura 6 se puede apreciar la función de distribución acumulativa de los valores propios y

de la traza de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$, para el caso $M_T = M_R = 4$, con diferente número de muestras por elemento de canal y para una frecuencia Doppler de 200 Hz. Se encontraron pequeñas diferencias en las distribuciones según el número de muestras utilizadas por subcanal de propagación, incrementándose las diferencias al variar la frecuencia Doppler de simulación, y haciéndose más notorias para valores reducidos de potencia en cada valor propio (los menos probables según las curvas de CDF). Debido a lo anterior, se optó por el análisis de la variación en la potencia media de los valores propios, lo cual se expone en la Tabla 2, y ha permitido confirmar que el simulador basado en IFFT es más adecuado para la investigación.

Por último, indicar que el modelo de canal MIMO utilizado, y el procedimiento aplicado para su simulación, proporcionarán una versión aproximada de la matriz del canal MIMO para un caso de canales banda estrecha, y en las condiciones aquí analizadas. En posteriores investigaciones se buscará la formulación de un modelo de canal propio, validado y ajustado por medio de las medidas y simulaciones aquí expuestas.

B. Condiciones mínimas para las campañas de medidas

Para garantizar la validez de las campañas de medidas, se eligió un número mínimo de adquisiciones según el error y varianza calculados a partir de la comparación del perfil de potencia (PDP, *Power Delay Profile*)³ obtenido con el número máximo de adquisiciones. Se constató que a partir de 50 medidas se garantiza un error bajo y una estabilización de la varianza. Además, dada la posibilidad de va-

riabilidad del entorno, aun en condiciones controladas, se optó por tomar este valor de 50 medidas por posición de análisis, y obtener un valor promedio con las mismas, en busca de eliminar una posible variabilidad temporal.

Indicar además que todas las medidas se realizaron con un ancho de banda de 500 MHz (SPAN habilitado en el Analizador de Redes Vectorial), y cada ventana espectral ubicada alrededor de la frecuencia central de la banda en análisis; en nuestro caso a 2 y 2.6 GHz. Dichas medidas se realizaron en condiciones prácticamente de estacionariedad, por lo que el efecto Doppler podría considerarse despreciable, pudiendo afirmar además que el tiempo de coherencia³ experimentado por el canal radio es superior al tiempo necesario para la adquisición de las respuestas en frecuencia. Así, satisfaciendo la condición de estacionariedad en sentido amplio³ (canal WSS) y garantizando que la relación señal a ruido fuese superior a 15 dB⁹ se garantiza la validez y precisión estadística de los resultados obtenidos.

Por otro lado, al confirmar por medio de medidas de perfiles de potencia, que los difusores más cercanos se encontraban alrededor de los 20 ns (tiempo de llegada de las primeras contribuciones multicamino en una condición LOS), se estableció 60 cm como longitud máxima de análisis por recorrido para una posición determinada (10% de la distancia al difusor según las condiciones WSS para el canal), lo que disminuye la distancia de muestreo espacial para examinar la fluctuación de la capacidad y de los coeficientes de correlación del canal.

En concreto, para el escenario donde se efectuaron las medidas, los recorridos no superaron los 4λ de distancia para la banda de 2 GHz; véase nuevamente la Figura 5.

Así mismo, se definió en 5 MHz el ancho de banda de análisis. Éste es utilizado como referencia para agrupar secciones de espectro sobre las bandas de frecuencia estudiadas, y poder así aplicar el procedimiento mencionado en la sección anterior. Este valor se ha considerado como la alternativa más acertada para garantizar que todas las componentes espectrales estén correlacionadas en cada ventana frecuencial. Además, dicho ancho de banda corresponde a una ventana espectral menor a la ocupada por el ancho de banda de coherencia (B_c)³ encontrado en la práctica, pues los valores de *delay spread*³ medidos oscilaron entre 20 y 26 ns para condiciones LOS, y entre 45 y 76 ns para N-LOS. En este sentido, se ha constatado que para el entorno analizado los valores más probables de B_c están alrededor de 20 MHz,¹⁴ lo cual deja un amplio margen a la ventana elegida, evitándose posibles errores en el procesado de los datos obtenidos en la campaña de medidas.

Por último, indicar que el efecto que supone el acoplamiento mutuo, existente entre los elementos que conforman el *array*, y que afecta a los coeficientes de correlación entre los subcanales, puede considerarse despreciable,¹⁵ por lo cual no se ha analizado en la investigación realizada.

C. Condiciones WSS del proceso aleatorio de medida

Por medio de un análisis estadístico del proceso aleatorio bajo medida

puede garantizarse la correcta conformación del *array* sintetizado en condiciones controladas tomando una aproximación WSS en el canal. Las medidas realizadas corresponden a la respuesta en frecuencia de los elementos de canal MIMO, que se han denominado $T_\omega(f,t)$, tomando un ancho de banda de 500 MHz alrededor de 2.0 y 2.6 GHz (Véase la Figura 7).

Para el caso de estudio, el proceso aleatorio utilizado para los análisis de eficiencia espectral corresponde a una porción de la respuesta en frecuencia del canal, en concreto, la respuesta ubicada dentro de una ventana de 5 MHz (rango considerado estable y que es menor que el ancho de banda de coherencia). Esta ventana de análisis se denominará $T_\omega'(f,t)$. Así, el proceso variable en el tiempo $T_\omega'(f,t)$ (que es complejo), será un proceso aleatorio cuando el valor de $T_\omega'(f)$, en cualquier tiempo fijo $t=t_1$, corresponda a una variable aleatoria, la cual deberá tener definida una PDF, una CDF, un valor esperado, media, varianza y desviación estándar específicos. Debido a que t_1 puede tomar cualquier valor, los parámetros para dicha variable aleatoria podrían ser funciones del tiempo. Lo anterior indica que para garantizar la estacionariedad en el proceso sus propiedades estadísticas no deberán cambiar con el tiempo. Así, la función de densidad de probabilidad $p(\cdot)$ para el proceso aleatorio $T_\omega'(f)$, deberá satisfacer:

$$p(T_\omega'(f), t_1) = p(T_\omega'(f), t_1 + \tau'), \quad (7)$$

donde τ' corresponde a un tiempo arbitrario de desplazamiento. Además, para garantizar que el proceso

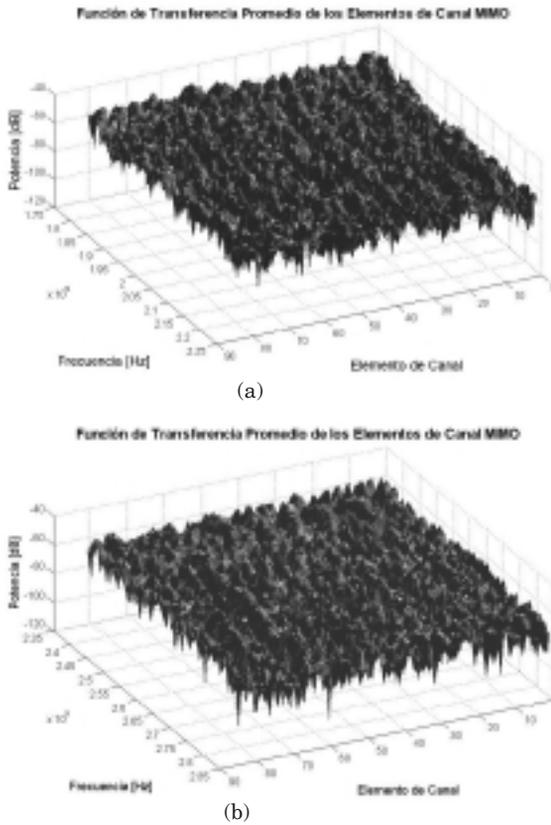


Figura 7. Respuesta en frecuencia $T_w(f, t)$ de los elementos de canal MIMO para el caso (9,9), con 5 cm de separación entre elementos de antena en ambos lados del enlace y polarización vertical. **a)** a 2.0 GHz, **b)** a 2.6 GHz.

sea WSS, la función de autocorrelación de $T_w(f, t)$,

$$R_T(t_1, t_2) = E[T_w(f, t_1)T_w^*(f, t_2)], \quad (8)$$

deberá ser función exclusivamente del desplazamiento temporal τ :

$$R_T(\tau) = E[T_w(f, t)T_w^*(f, t + \tau)]. \quad (9)$$

De esta manera, si $T_w(f, t)$, es WSS, su espectro de potencia estará determinado por la transformada de Fourier de su función de autocorrelación:

$$S(v) = \mathcal{F}[R_T(\tau)] = \int_{\tau=-\infty}^{\infty} R_T(\tau) e^{-j2\pi v \tau} d\tau. \quad (10)$$

El modelo de canal MIMO utilizado en esta investigación⁷ hace una suposición de confianza sobre las condiciones WSS antes mencionadas. Es así, y por regla general, que además de garantizar el escenario WSS al buscar entornos de medida estacionarios, los difusores encontrados en los trayectos de propagación (véase la Figura 8), deberán estar a 10 veces el total de la distancia recorrida por el transmisor de prueba. Esta distancia corresponde a la distancia de análisis local, definida en la sección anterior en 60 cm para la banda de 2 GHz, y a lo largo de ella se deberá conseguir apreciar un frente de onda uniforme para garantizar así la condición WSS en la campaña de medidas.

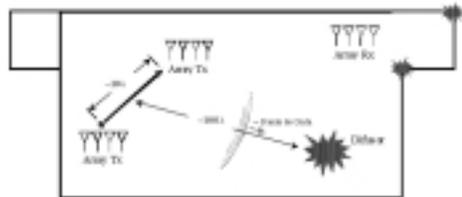


Figura 8. Condición WSS para la toma de medidas en un recorrido dentro de un entorno Indoor (caso ejemplo).

En la práctica, para entornos de interiores especialmente, puede no cumplirse con la anterior premisa, requiriéndose en algunos casos la medida del PDP para establecer los tiempos de llegada de las componentes multicamino y definir así las distancias a los difusores más próximos.

Como ya se mencionó, la distancia propuesta por recorrido en cada localización del array transmisor es de aproximadamente 4λ a 2 GHz (aproximadamente 60 cm para propagación en espacio libre). Esto hace necesaria una separación entre recorrido y difusor de aproximadamente 40λ (alrededor de 6 metros a 2 GHz en espacio libre), algo difícil de cumplir en todos los entornos de interiores (Figura 5), pero fundamental para la validación de modelos de canal.

Por otro lado, ha de considerarse además que para el modelo de canal implementado, y para los casos de análisis aquí presentados, también se ha recurrido a la aproximación de scattering incorrelado (US, *Uncorrelated Scattering*),¹⁰ convirtiendo la aproximación del canal a WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*). Esto supone que, además de considerar la estacionalidad del canal, los difusores que causan los efectos multicamino están incorrelados.

Avanzando un poco más en el análisis de las condiciones WSS, y definiendo la función de auto-covarianza $\xi_T(t_1, t_2)$ para el proceso aleatorio $T_{\omega}'(f, t)$, como

$$\xi_T(t_1, t_2) = E [T_{\omega}'(f, t_1)T_{\omega}''*(f, t_2)] - E[T_{\omega}'(f, t_1)]E [T_{\omega}''*(f, t_2)] \quad (11)$$

la condición WSS para esta misma estará determinada por:

$$\xi_T(\tau) = E [T_{\omega}'(f, t)T_{\omega}''*(f, t+\tau)] - E[T_{\omega}'(f, t)]E [T_{\omega}''*(f, t+\tau)]. \quad (12)$$

En condiciones prácticas, como en el caso de las muestras obtenidas en la investigación, la ergodicidad en las medias ($E[T_{\omega}'(f, t)]$ y $E [T_{\omega}''*(f, t+\tau)]$) se

asume en un sentido local, de manera que la estima de ($E[T_{\omega}'(f, t)]$ y $E [T_{\omega}''*(f, t+\tau)]$) pueden ser definidas sobre un intervalo finito $2T$ como:

$$m_T(t) = E[T_{\omega}'(f, t)] \approx m_T(t) = \frac{1}{2T} \int_{t-T}^{t+T} T_{\omega}'(f, t) dt, \quad (13)$$

$$m_T''*(t+\tau) = E[T_{\omega}''*(f, t+\tau)] \approx m_T''*(t) = \frac{1}{2T} \int_{t-T}^{t+T} T_{\omega}''*(f, t) dt', \quad (14)$$

con $t' = t + \tau$.

Aunque las consideraciones presentadas anteriormente no tienen efectos sobre los análisis dados a continuación, dan una visión amplia sobre los posibles análisis requeridos alrededor de un canal MIMO real. Para entornos Indoor u Outdoor, se resalta la importancia de cumplir con las condiciones WSSUS del canal, o en su defecto aproximarse a ellas.

III. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Los resultados obtenidos indican cambios significativos en la capacidad del sistema MIMO y en la ganancia de *array* para los diferentes casos (M_T, M_R) analizados, para las distintas relaciones señal a ruido, y sin considerar en ningún momento *Waterfalling*.⁶

Se constató que la configuración (4,4) proporciona 11 bits/s/Hz como capacidad promedio en condiciones de incorrelación entre los elementos de la matriz \mathbf{H} (condición IID), 10.5 bits/s/Hz en el caso parcialmente correlado, y 4.7 bits/s/Hz para el caso totalmente correlado; a diferencia de los 3 bits/s/Hz para el canal SISO (*Sin-*

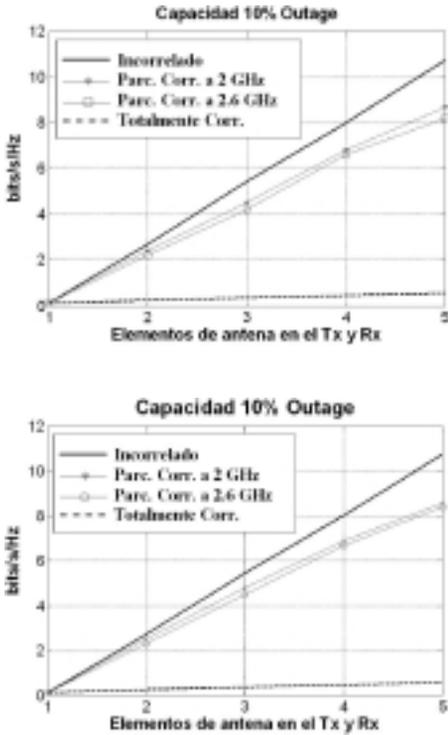


Figura 9. Capacidad al 10% de Outage para canales MIMO incorrelados, totalmente correlados y parcialmente correlados con 0.7λ de separación en el array, condición N-LOS y SNR de 10dB. **a)** a 2 y 2.6 GHz en polarización 90° . **b)** a 2 y 2.6 GHz en polarización a 45° .

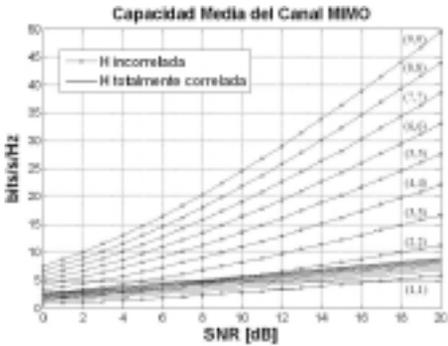


Figura 10. Variación de la capacidad media con $M_T = M_R = \{1,2L, 9\}$, SNR = $\{0, 1L, 20$ dB}, para los casos totalmente correlado e incorrelado en la matriz del canal MIMO. Efectos de mantener constante el número de elementos de array mientras se aumenta el SNR.

gle *Input Single Output*), con un nivel de 10dB de relación señal a ruido en todos los análisis.

Los resultados obtenidos para una probabilidad de *outage* del 10% indican una disminución en la capacidad del sistema MIMO de entre 3 y 4 bits/s/Hz para todas las configuraciones (M_T, M_R), frente a la capacidad media del canal (compárense la Figura 2 y la Figura 9), lo cual se ha apreciado para los casos totalmente correlado e incorrelado. La Figura 9 ha sido obtenida, en el caso parcialmente correlado, para un *array* con separación entre elementos de 0.7λ , en condición N-LOS, 2 y 2.6 GHz de frecuencia central, polarización a 90° y 45° , y 10dB de SNR.

Por otro lado, al analizar la variación de la capacidad del sistema en función del nivel de SNR, manteniendo constante los valores de M_T y M_R , se encontró una dependencia no lineal (véase la Figura 10), la cual además depende del grado de correlación entre los elementos de la matriz \mathbf{H} del canal. Para el caso (4,4) la capacidad del canal se incrementó en alrededor de 7 bits/s/Hz al pasar de 0 a 10 dB de SNR, y en 11 bits/s/Hz al pasar de 10 a 20 dB. En el caso (9,9) las diferencias fueron notorias, encontrándose un incremento de aproximadamente 17 bits/s/Hz al pasar de 0 a 10 dB de SNR, y de aproximadamente de 25 bits/s/Hz al pasar de 10 a 20 dB.

Por otro lado, el efecto de la correlación sobre la función de distribución de probabilidad de la capacidad es muy claro (véase la Figura 11). Se ha observado cambios significativos en las formas de su distribución para diferentes niveles de relación señal a ruido, además de cambios importan-

tes en la media de cada distribución. En este sentido, es predominante el decremento no lineal de la capacidad en todas las configuraciones, lo que se puede apreciar tanto en la Figura 9, para las capacidades a 10% de probabilidad de *outage*, como en la Figura 11 para la distribución general.

Se pudo apreciar además que tanto la correlación como el incremento del número de elementos en los *arrays* transmisor y receptor ocasionan un cambio importante en el comportamiento estadístico de la capacidad. Ésta podría ser modelada a través de una distribución gaussiana en los casos parcialmente correlados donde el número de elementos de array en ambos lados del enlace es elevado; esto se aprecia claramente para la configuración (5,5) parcialmente correlada de la Figura 11.

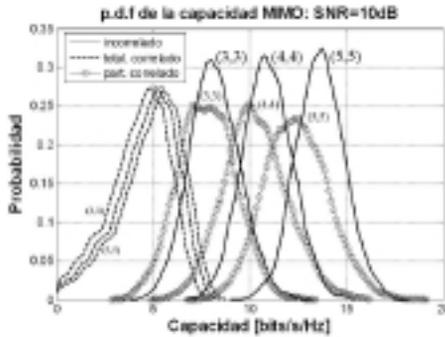


Figura 11. Funciones de distribución de probabilidad (PDF) de la capacidad para $M_T = \{3,4,5\}$ y $M_R = \{3,4,5\}$ en canales MIMO incórrrelados, correlados y parcialmente correlados (parcialmente correlado: 0.7 λ de separación en el array, N-LOS, 2 GHz, polarización vertical y 10dB de SNR).

Por otro lado, para el caso (3,3) se obtuvo una ganancia de *array* de aproximadamente 9.5 dB (que corresponde a la ganancia del valor propio más grande de la matriz $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$), ello

para el caso totalmente correlado, lo que supone un incremento de alrededor de 1.5 dB con respecto al canal MIMO IID (véase la Figura 12). También se ha observado que el orden de diversidad alcanzado con una configuración de *array* (4,4), puede ofrecer una ganancia por diversidad de 16dB para el 99% de las muestras estadísticas; esto para canales IID.

En el análisis de la matriz del canal MIMO haciendo uso de la matriz $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$, se ha observado que para algunos casos donde existe correlación entre los elementos de la matriz \mathbf{H} , y con $M_T > M_R$, mejorar la ganancia de los valores propios más pequeños podría no ser una técnica adecuada ya que no existirían cambios importantes en las prestaciones del sistema. Esto se puede apreciar en la Figura 12, donde el área más oscura muestra que no hay mejoras significativas entre los diferentes casos para $M_T > 4$ y $M_R = \{2,3\}$. En concreto, para una configuración inicial con 2 elementos de antena en el *array* receptor y más de 4 elementos en el transmisor, y con un grado de correlación elevado en \mathbf{H} , el hecho de aumentar el número de

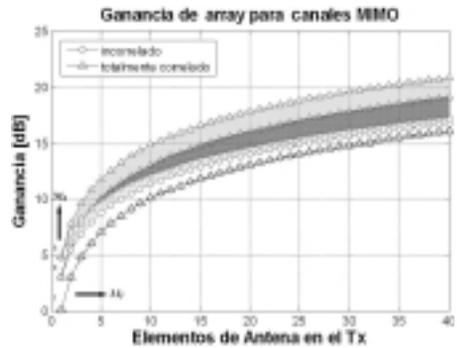


Figura 12. Ganancias de *array* ($M_T = \{1,2L, 40\}$, $M_R = \{1,2,3\}$) para los casos MIMO totalmente correlados e incórrrelados.

elementos receptores a 3 no significaría una mejora sustancial en las prestaciones del sistema, pero sí un incremento innecesario en la complejidad *hardware* del equipo receptor.

Las anteriores afirmaciones generan una posible confusión alrededor del análisis de la ganancia de *array*, pues dicha ganancia se incrementa con la correlación entre los elementos de \mathbf{H} . En este sentido, ha de tenerse en cuenta que el incremento en la correlación entre los subcanales de propagación causa un empeoramiento importante en la capacidad del canal MIMO, tal como se aprecia en las Figuras 9, 10 y 11, pues la ganancia de los valores propios más pequeños disminuye en gran medida, perdiéndose entonces parte de la capacidad MIMO de transmitir por medio de canales paralelo “independientes”.

Por otra parte, se han encontrado grandes cambios en las distribuciones de probabilidad de las ganancias de los valores propios de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ cuando se modifica el número de elementos en los *arrays* transmisor y receptor. Ello se ha observado al incrementar el orden de diversidad del sistema en busca de mejorar la ganancia de *array*; lo que se pudo constatar para varias configuraciones $M_T > M_R$. Realizando una comparativa en lo que correspondería a un escenario de enlace *downlink indoor* (tipo pico-celda donde el equipo transmisor tiene la capacidad de albergar más elementos *hardware* que el equipo receptor), se muestra en la Figura 13 las CDF de los valores propios de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ para los casos (4,4) y (9,4) en una configuración MIMO IID. Como se puede apreciar, todos los valores propios (y en correspondencia la traza de la

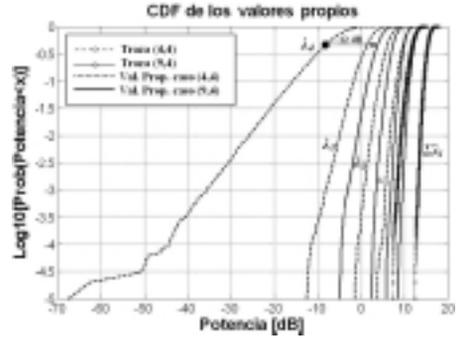


Figura 13. Efectos del incremento del orden de diversidad para los casos (4,4) y (9,4) en un canal MIMO IID: cambios en la ganancia de los valores propios de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$.

matriz) sufrieron un incremento de ganancia, siendo de alrededor de 12 dB la del valor propio más pequeño (λ_4). Se pudo comprobar además que las mejoras en la ganancia de los demás valores propios son significativas, pero totalmente dependientes del grado de correlación entre los elementos de la matriz \mathbf{H} , lo que afecta las prestaciones del sistema tal como se mencionó anteriormente.

Por otro lado, en las condiciones realistas de medida en el entorno propuesto, se encontraron algunas variaciones en la eficiencia espectral del sistema, provenientes del tipo de polarización implementada y de la banda de frecuencia utilizada en las medidas. Considere los casos (3,3) y (4,4) para los canales MIMO incorrelados y parcialmente correlados presentados en la Figura 9; donde el caso parcialmente correlado se ha obtenido de medidas a 2 y 2.6 GHz, con 0.7λ de separación entre elementos de *array*, para las polarizaciones vertical y 45° , y a 10dB de SNR.

En estos casos se observó en la matriz de correlación del canal MIMO, \mathbf{R} , una dependencia a la polarización

en cada uno de los escenarios analizados en interiores, y una menor dependencia a la banda de frecuencia estudiada. Lo anterior se traduce en modificaciones en la capacidad del canal MIMO, lo cual se puede apreciar en las curvas de la Figura 9 para los casos parcialmente correlados. En este sentido, se observaron leves mejoras en la capacidad al 10% de probabilidad de *outage* en los casos con polarización a 45°, tanto a 2 y 2.6 GHz, frente al caso con polarización vertical. Lo anterior podría indicar que los subcanales de propagación se ven modificados considerablemente al cambiar de polarización en el transmisor, pero lo hacen en menor proporción al cambiar de banda de frecuencia.

IV. CONCLUSIONES

Los resultados presentados han demostrado que la capacidad de un sistema MIMO para interiores es altamente dependiente de la correlación existente entre los elementos de la matriz del canal, lo cual ocurre en diferentes condiciones de entorno y configuración del sistema. Dicha dependencia está relacionada con la polarización de los *arrays*, la separación entre elementos, distancia entre transmisor y receptor, nivel de relación señal a ruido, clase de entorno y, en menor proporción, con la variación de frecuencia de funcionamiento dentro de la banda de 2 GHz.

Se ha constatado que el aumento del número de elementos de *array* en ambos lados del enlace en condiciones de correlación entre los elementos de \mathbf{H} no ofrece incrementos lineales en la capacidad del canal MIMO. Además, se ha verificado que en algunos casos correlados donde $M_T >$

M_R no se obtienen mejoras significativas en la ganancia de *array* y en las prestaciones del sistema al aumentar el número de elementos del *array* receptor. Por otro lado, en las mismas condiciones $M_T > M_R$, se encontraron grandes cambios en la CDF de los valores propios del sistema frente a los casos $M_T = M_R$, apreciando mejoras en la ganancia de los canales desacoplados, lo que incrementó la capacidad del sistema, pero que a su vez se ha visto ligada al nivel de correlación entre los elementos de la matriz del canal.

En casos incorrelados ideales IID, a un valor específico de relación señal a ruido, se constató un crecimiento lineal de la capacidad en función del incremento del número de elementos de *array* del transmisor y del receptor. Caso contrario se apreció al mantener constante el número de elementos de *array* e incrementar la relación señal a ruido, verificándose aumentos sustanciales en la capacidad del sistema pero con una tendencia no lineal. En general se detectaron leves ascensos en la capacidad del canal MIMO parcialmente correlado para todos los casos donde se utilizó polarización a 45° en el transmisor, frente al caso con polarización vertical.

El análisis realizado alrededor de las condiciones WSS del canal indica que una campaña de medidas en interiores debe, además de cumplir con las condiciones de estacionariedad, buscar que los difusores más cercanos a las rutas de análisis estén al menos a diez veces la distancia total recorrida. Se debe además garantizar en el enlace una relación señal a ruido superior a 15 dB, buscando que los

análisis de capacidad tengan la precisión requerida, sin olvidar cumplir con las condiciones norma cuadrada de Frobenius para la matriz de canal obtenida a partir de medidas.

Finalmente, al constatar que la eficiencia espectral de los canales MIMO es altamente dependiente de la correlación entre los subcanales de propagación, y que dicha correlación se interrelaciona con los parámetros de configuración del sistema y con el entorno de propagación, la investigación realizada sugiere el desarrollo de un análisis más detallado a través de la matriz de correlación \mathbf{R} del canal MIMO, considerando para ello distintas configuraciones de *array*, entornos de interiores y otras bandas de frecuencia.

BIBLIOGRAFÍA

1. A.P., García, “Sistemas MIMO como Alternativa para el Control del Efecto Multitrayectoria y de la Interferencia Co-Canal en Sistemas de Radio Móvil Satelital y Terrestre”, *Revista de la Facultad de Ingeniería: Sistemas y Telemática*, Icesi, vol. 2, No. 1, pp. 57-94, 2004.
2. P.A., Bello, “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”. *IEEE Transactions on Communications Systems, CS11*, pp.360-393, 1963.
3. R. Vaughan, and J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. The Institution of Electrical Engineers-IEE, Electromagnetic Waves Series 50, pp. 1-87, 2003.
4. G.J. Foschini, “Layered Space-time Architecture for Wireless Communication”, *Bell Labs Tech Journal*, vol. 1, pp. 41-59, 1996.
5. G.J. Foschini, and M.J. Gans, “On Limits of Wireless communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas”, *Wireless Personal Communications*, vol. 6, No. 3, pp.311-315, 1998.
6. J.B. Andersen, “Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, No. 11, 2000.
7. J.P. Kermoal, et. al., “A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, No. 6, 2002.
8. L. Rubio, A. P. García, D. Argilés, and N. Cardona, “Modelling and simulation of correlated time-variant channels for diversity systems”, *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Aalborg, Denmark, September 18-22, 2005.
9. P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, “Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, No. 5, pp. 713-720, 2003.
10. A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2003.
11. A. P. García y L. Rubio, Análisis de la Capacidad de Sistemas

- MIMO en Escenarios de Interiores”, *Revista Gerencia Tecnológica Informática (Informatics Technology Management)*, Universidad Industrial de Santander, vol. 5, No. 11.
12. K.I. Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermaol, and P. Mogensen, “Stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for Evaluation of Space-Time Coding Algorithms”, *IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2000 Fall*, Boston, 2000, pp. 893-897.
 13. W.H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling and B. P. Flannery, *Numerical Recipes IN C: The Art Of Scientific Computing*, Cambridge University Press, New York, pp. 96-98, 1992.
 14. J.A. Díaz, L. Rubio, D. Argilés, J. Monserrat y A.P. García, “Evaluación de la dispersión temporal del canal radio indoor en la banda de frecuencias de 0.4 - 4GHz”, XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI 2006, Oviedo, 12 - 15 de septiembre de 2006.
 15. R.S. Roberts, P. Sweeney, and S. R. Saunders, “Short-Term Fading Correlation Between Elements of an Antenna Array in an Indoor Environment for ‘MIMO’ Communication Systems”, *Twelfth International Conference on Antennas And Propagation*, 31 Marzo - 3 Abril, Exeter, UK, 2003.
- Industrial de Santander, E³T, 2002. En la actualidad es Becario del Programa AlBan (programa de becas de alto nivel de la Unión Europea para América Latina), y estudiante de Ph.D. en Telecomunicación desde 2004 en la Universidad Politécnica de Valencia, España. Realiza investigaciones en canales MIMO (canales de Múltiples Estradas y Múltiples Salidas) y modelos de propagación aplicables a la región Andina.
- Es miembro del Grupo de Comunicaciones Móviles –MCG, del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia - iTEAM, en la Universidad Politécnica de Valencia, España (teléfono: +34 963877007-Ext.73009; fax: +34 963879583). También es miembro del Grupo RadioGIS de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones - E³T, de la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia (teléfono: +57-7 6344000-Ext.2356; fax: +57-7 6359622; e-mail: algarar4@iteam.upv.es, paolo_1@ieee.org).

Lorenzo Rubio Arjona nació en El Ballester, Albacete, España, en 1971. Se graduó como Ingeniero de Telecomunicación en la Universidad Politécnica de Valencia en 1996. En 2004 obtuvo el título de Doctor Ing. de Telecomunicación, también por la Universidad Politécnica de Valencia, con la lectura de su Tesis Doctoral sobre técnicas de ecualización adaptativa en sistemas de comunicaciones móviles digitales de banda ancha.

CURRÍCULOS

Alexis Paolo García Ariza nació en Bucaramanga, Santander, Colombia, en 1978. Es Ingeniero Electrónico por la Universidad

En 1996 se incorporó al Departamento de Comunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia en calidad de profesor asociado. Desde 2001 es profesor nume-

rario adscrito al Departamento de Comunicaciones, donde imparte las materias de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Móviles 

