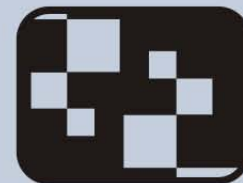


# ANÁLISIS DE LA CAPACIDAD DE SISTEMAS MIMO EN ESCENARIOS DE INTERIORES



## AUTOR

### Alexis Paolo García Ariza

PhD (c) en Ingeniería de Telecomunicación en la Universidad Politécnica de Valencia (UPV)  
Becario del Programa Alban y miembro del Grupo de Comunicaciones Móviles del ITEAM Research Institute de la UPV, Valencia, España.  
Investigador del Grupo RadioGIS de la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia.  
algarar4@iteam.upv.es, paolo\_1@ieee.org  
COLOMBIA

## AUTOR

### Lorenzo Rubio Arjona

Doctor Ingeniero en Telecomunicación.  
Docente del Dpto. de Comunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV).  
Investigador adscrito al Grupo de Comunicaciones Móviles del ITEAM Research Institute de la UPV, Valencia, España.  
lrubio@dcom.upv.es  
ESPAÑA

Fecha de Recepción del Artículo marzo 24 de 2006 Fecha de Aceptación del Artículo Abril 17 de 2006  
Artículo Tipo 2

## RESUMEN.

Los futuros sistemas inalámbricos de comunicaciones digitales emplearán técnicas de procesamiento 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 (Multiple Input Multiple Output). Aunque existen numerosas publicaciones hasta la fecha sobre las posibilidades de mejora introducidas por los sistemas MIMO, en la mayor parte de los estudios realizados se asumen canales incorrelados. En la práctica, existe cierta correlación entre los diferentes subcanales de propagación, por lo que es interesante evaluar el impacto de la correlación sobre las prestaciones del sistema en función de la banda de frecuencia y polarización utilizada. En este sentido, y para escenarios de propagación picocelulares o de interiores, los resultados presentados en el artículo indican, que un incremento en el orden de diversidad en un sistema MIMO de interiores podría no suponer una mejora significativa en el caso de tener canales con un alto grado de correlación. También, 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 canales están correlados. Con base a una campaña de medidas realizada en el dominio de la frecuencia en la banda de 2 a 4 GHz, se ha observado una dependencia de la matriz de correlación que caracteriza el sistema MIMO con el tipo de polarización utilizado. Del mismo modo, bajo la hipótesis de canal WSS (Wide Sense Stationary) y garantizando un nivel mínimo de relación señal a ruido (SNR, Signal to Noise Ratio), se han observado cambios significativos en la función de distribución de probabilidad que caracteriza la capacidad y en los valores propios relacionados con la ganancia de los subcanales desacoplados para diferentes grados de correlación.

## PALABRAS CLAVES

Capacidad  
Canal Radio Móvil  
Comunicación Espacio-Temporal  
MIMO - Multiple Input Multiple Output  
Valores Propios

## ABSTRACT

As opposed to the traditional systems, the future wireless digital communications systems will use space-time processing techniques to improve the capacity. An example of this technique is the transmission through multiple propagation channels, named MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems. Although it has been published much to



date on the possibilities of improvement of the capacity introduced by MIMO systems, most of studies have assumed uncorrelated channels. Actually, there is certain correlation between the different propagation sub-channels, which makes interesting to evaluate the impact that this degree of correlation has on the final system performance under different frequency bands and polarizations. In this way, and for pico-cellular propagation scenarios (or indoor scenarios), the results show in the paper, that the increase the diversity order on the MIMO system could not be a good technique to improve the performance in some highly correlated cases. Besides, increasing the number of array antenna elements, both in the transmitter and receiver side, does not offer linear capacity increases under correlated cases. In the frequency domain measurements campaigns between 2 and 4 GHz, the results show polarization dependence and less frequency band dependence in the MIMO channel correlation matrix for indoor environments. Under the WSS (Wide Sense Stationary) channel condition and guaranteeing a minimum SNR (Signal to Noise Ratio) level, remarkable changes both on the capacity and the gain eigenvalues probability distribution function shapes were observed in different indoor correlated cases.

## KEYWORDS

Capacity  
Eigenvalues  
Mobile Radio Channel  
MIMO - Multiple Input Multiple Output  
Communication Space-Time

## INTRODUCCIÓN

El canal radio [2] es un medio físico de comunicación altamente hostil que afecta directamente al comportamiento de los sistemas de comunicaciones móviles digitales [14]. Los futuros sistemas de comunicaciones móviles digitales utilizarán técnicas de procesamiento espacio-tiempo [4], como por ejemplo el empleo de técnicas MIMO (Multiple Input Multiple 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 [1],[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 antena [8],[13] sobre la ganancia de array [1] y sobre la ganancia de los canales paralelo "independientes" (o canales desacoplados que se diferencian de los subcanales de propagación) del canal MIMO.

Siguiendo esta perspectiva, en esta investigación se presenta un análisis completo de la capacidad del canal MIMO en interiores, para sistemas que trabajarán en las bandas comprendidas entre 2 y 4 GHz. Se incluyen además diferentes polarizaciones de array (vertical y 45° en el transmisor, según se indica en la Figura 1), 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 analiza la capacidad en sistemas MIMO correlados. En la segunda sección se aborda el problema de la simulación y medida para evaluar los resultados de capacidad en canales MIMO correlados; bajo la hipótesis de estacionariedad en sentido amplio (WSS). En la tercera se analizan los resultados derivados de la campaña de medidas realizada, y finalmente, en la cuarta sección, se presentan las conclusiones más importantes emanadas del estudio realizado.

## 1. CAPACIDAD EN CANALES MIMO CORRELADOS

Como se ha comprobado teóricamente [1], los canales MIMO ofrecen la posibilidad de un incremento lineal de capacidad en los sistemas que hacen 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 bajo la hipótesis de incorrelación total entre los elementos que definen la matriz de canal, lo cual no siempre se da en la práctica.

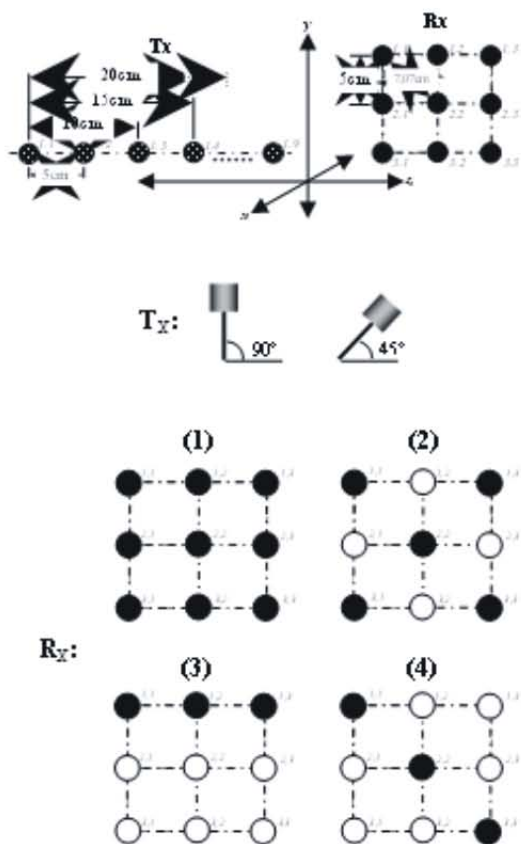
La capacidad de un canal MIMO está relacionada con el número de canales desacoplados,  $k$ , y sus ganancias particulares. Dicho número y ganancias dependen de la configuración de los arrays y del entorno de propagación, lo que al final afectará la correlación entre los elementos de la matriz del canal MIMO, ocasionando así que existan más o menos canales desacoplados con más o menos ganancia. Denominando  $\mathbf{H}$  a la matriz que caracteriza el canal MIMO, de dimensiones  $M_R$  y  $M_T$ , siendo  $M_R$  y  $M_T$  el número de elementos de antena en los array receptor y transmisor, respectivamente, la capacidad del canal viene dada en términos del sumatorio de las capacidades individuales de cada canal desacoplado mediante la expresión [1],[10]:

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

donde  $\lambda_l$  es la ganancia de cada subcanal equivalente (o canal desacoplado),  $P$  es la potencia total transmitida, y  $\sigma^2$  es la potencia de ruido. En concreto, el canal MIMO ofrece  $k$  canales desacoplados, siendo  $k$  el rango de  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ , estando limitada por  $k \leq \min \{M_T, M_R, Q\}$ ;  $Q$  corresponde al número de subcanales discretos de propagación, y la función  $\min\{\cdot\}$  retorna el argumento menor. 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,  $j$ , . Téngase en cuenta que no se está aplicando *Waterfilling* [1].



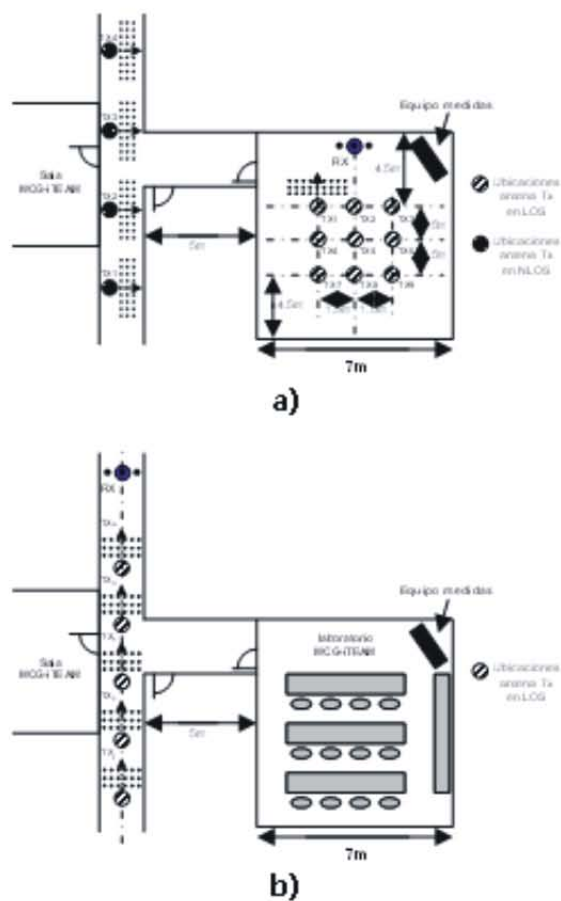
**Figura 1. Geometrías de las configuraciones de array en ambos lados del enlace. Las configuraciones para el receptor se han mantenido para todas las bandas analizadas y polarizaciones del transmisor.**



**Tabla 1. Separación entre elementos de antena del array transmisor (d) para cada una de las configuraciones del array receptor en las frecuencias de análisis.**

Rx	Tx	Separación en Longitud de Onda (λ)		
Caso	d [cm]	2.0 GHz	2.6 GHz	3.2 GHz
(1)	5	0.3333λ	0.4333λ	0.5333λ
(2)	10	0.6667λ	0.8667λ	1.0667λ
(3)	15	λ	1.3λ	1.6λ
(4)	20	1.3333λ	1.7333λ	2.1333λ

**Figura 2. Escenario de medida. a) para análisis LOS y N-LOS. b) casos de análisis con variación de la distancia Tx-Rx en LOS.**



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, el superíndice  $H$  indica transpuesta conjugada, y el producto  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  es válido siempre y cuando  $\mathbf{H}$  sea una matriz hermitica 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, 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 [9]:

$$E \left\{ |h_{i,j}|^2 \right\} = 1 \Rightarrow E \left\{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \right\} = M_R M_T \quad (3)$$

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr} \left[ \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right] = \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{j=1}^{M_T} |h_{i,j}|^2 = \sum_{i=1}^{M_R} \lambda_i \quad (4)$$

Cumplir con los requisitos anteriores permite realizar un análisis correcto de la capacidad del canal MIMO parcialmente correlado con base a 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, el operador  $\|\cdot\|_F^2$  hace referencia a la norma cuadrada de Frobenius,  $\text{Tr}[\cdot]$  indica la traza de una matriz, y  $\lambda_i$  son los valores propios de la matriz  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ , correspondientes a la ganancia de cada canal desacoplado.

## 2. 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) [9], 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. 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 (con respuesta plana entre 2 y 18 GHz y con polarización lineal) y diferentes configuraciones de array para distintos casos (véase la Figura 1). El entorno de análisis corresponde a un escenario de oficinas, en una configuración con divisiones blandas, con un pasillo de comunicación y una estructura de hormigón (véase la Figura 2). 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 del array, separación entre elementos, número de antenas en ambos arrays, geometrías, bandas de frecuencia, dos tipos de entorno en interiores diferenciados por las condiciones LOS (Line-Of-Sight) y N-LOS (Non-Line-Of-Sight), y diferentes separaciones entre transmisor y receptor (véase la Figura 2 y la Tabla 1).

### 2.1. SIMULACIÓN DEL CANAL MIMO

El parámetro angular spread, equivalente al delay spread en términos de retardo, da una idea de la dispersión angular con la que las contribuciones multicamino alcanzan al receptor [9]. El angular spread varía en función de la altura de las antenas, tipo de escenario de propagación y ubicación de los difusores o scatterers. Comentar entonces, que en la formulación matemática que se expondrá para analizar las prestaciones de los sistemas MIMO bajo condiciones de correlación se establecerán determinadas suposiciones y aproximaciones relacionadas principalmente con el tipo de escenario de propagación y separación entre los elementos que conforman los arrays empleados en transmisión y recepción, suponiendo además scattering incorrelado (US: Uncorrelated Scattering) [9].

Es así entonces que en esta sección se expone el procedimiento empleado para la obtención de una matriz equivalente a la matriz del canal MIMO, partiendo del modelo Kronecher de canal [10]. Esta matriz equivalente, que denotaremos por  $\mathbf{A}$ , realmente corresponde a una aproximación a la matriz  $\mathbf{H}$ :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,M_T} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,M_T} \\ \dots & \dots & \mathbf{O} & \dots \\ \alpha_{M_R,1} & \alpha_{M_R,2} & \dots & \alpha_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \quad (5)$$

En (5) se ha eliminado la variable temporal por simplicidad en la representación, pero en esencia cada uno de sus elementos corresponde a un subcanal de propagación (diferente de los canales desacoplados), con características de variabilidad temporal, y que corresponde a cada uno de los canales que une un elemento del array transmisor con un elemento del array receptor. En este sentido, podría decirse que  $\mathbf{A}$  equivale a una matriz de  $M_R \times M_T$  canales SISO (*Single Input Single Output*), y que conforma un todo el cual se ha denominado canal MIMO [6].

En concreto,  $\mathbf{A}$  es una matriz compleja que describe la transformación lineal entre los dos arrays de antenas. Para el caso de estudio los elementos  $\alpha_{i,j}$  son los coeficientes de transmisión complejos desde la antena transmisora  $j$ -ésima a la receptora  $i$ -ésima para un canal de banda estrecha. Para mantener la simplicidad del modelo se asume que  $\alpha_{i,j}$  tiene una distribución gaussiana compleja de media cero, lo que equivale a que  $|\alpha_{i,j}|$  tenga una distribución Rayleigh [14], manteniendo además la misma potencia media en todos los coeficientes.

Para el desarrollo de las simulaciones realistas 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  $\mathbf{A}$ ), manteniendo la hipótesis de independencia entre arrays, y que se define por:

$$\rho_{i_2, j_2}^{i_1, j_1} \left( |\alpha_{i_1, j_1}|^2, |\alpha_{i_2, j_2}|^2 \right) \quad i_1 \neq i_2 \quad \text{y} \quad j_1 \neq j_2$$

Esta ecuación es aplicable a los valores obtenidos a partir de la medida de las respuestas en frecuencia de cada subcanal de propagación, e igualmente equivalente a:

$$\rho_{i_2, j_2}^{i_1, j_1} \left( |\alpha_{i_1, j_1}|^2, |\alpha_{i_2, j_2}|^2 \right) = \rho_{i_1, j_1}^{T_x} \left( |\alpha_{i_1, j_1}|^2, |\alpha_{i_1, j_2}|^2 \right) \rho_{i_1, j_2}^{R_x} \left( |\alpha_{i_1, j_1}|^2, |\alpha_{i_2, j_1}|^2 \right) \quad (6)$$

para  $i_1 \neq i_2$  y  $j_1 \neq j_2$ , y bajo la suposición de independencia entre arrays; pues se considera que el angular spread visto por el array transmisor no está correlacionado con el angular spread visto por el array receptor. Esto equivale a decir que para dos variables aleatorias estadísticamente independientes,  $X_1$  y  $X_2$ , su función de densidad de probabilidad conjunta,  $p(X)$ , será el producto de las funciones de densidad de probabilidad individuales:

$$p(x) = p(x_1)p(x_2) \quad (7)$$



En principio los coeficientes de correlación, tanto en el transmisor como en el receptor, serán función de la distancia de separación entre los elementos del array, y altamente dependientes de los difusores del entorno. Podría decirse entonces que suponiendo WSSUS (WSS Uncorrelated Scattering) en el modelo, la distribución conjunta del parámetro AoA (Angle of Arrival:  $\theta$ ), que modela los ángulos de llegada de las contribuciones multicamino, será:

$$p(\theta) = p(\theta_{T_x})p(\theta_{R_x}) \quad (8)$$

Bajo 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,  $\mathbf{R}_r$  [9]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_t^T \otimes \mathbf{R}_r \quad (9)$$

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  $k \times M_T \times M_R$  procesos aleatorios gaussianos complejos e incorrelados (donde  $k$  será el número de muestras de cada elemento de canal de la matriz  $\mathbf{A}$ ), seguido de un filtrado para obtener la correlación deseada entre elementos. Para ello, la matriz  $\mathbf{A}$  puede ser obtenida de forma aproximada a partir de:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{C}\mathbf{a} \quad (10)$$

donde  $\tilde{\mathbf{A}}$  es un vector cuyos argumentos corresponden a valores aproximados a los de la matriz  $\mathbf{A}$ , y que se representa como  $\tilde{\mathbf{A}} \approx \text{vec}(\mathbf{A})$ . Indicar, que para una matriz cualquiera  $\mathbf{G}$ , de dimensiones  $M \times N$ , la función  $\text{vec}(\mathbf{G})$  da como resultado un vector de dimensiones  $MN \times 1$ , ello a partir de los vectores columna  $\mathbf{g}_n$ , de dimensiones  $M \times 1$ , que conforman la matriz  $\mathbf{G}$ , de tal forma que:

$$\text{vec}(\mathbf{G}) = [\mathbf{g}_1^T \ \mathbf{g}_2^T \ \mathbf{g}_3^T \ \dots \ \mathbf{g}_N^T]^T$$

Por otro lado, en (10) es un vector cuyos elementos son variables gaussianas complejas de media cero, con potencia unitaria e independientes; es decir, variables aleatorias de media cero IID:

$$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{M_R M_T}]^T \quad (11)$$

que además incluyen el espectro Doppler deseado. Esa variabilidad temporal, que se ve reflejada en el espectro Doppler de cada subcanal de propagación, puede ser modelada utilizando distintos métodos. Para todos los casos presentados en este artículo se ha utilizado un mismo algoritmo de simulación para los subcanales, el cual está basado en la transformada inversa de Fourier, y que frente al

algoritmo IIR (*Infinite Impulse Response*) presenta mejores prestaciones.

Continuando con el procedimiento de simulación de la matriz  $\mathbf{A}$  conteniendo elementos correlados, ha de tenerse en cuenta que la matriz  $\mathbf{C}$  dada en (10) puede obtenerse utilizando el método de descomposición de raíz cuadrada de una matriz estándar. Éste método, conocido como la factorización estándar de Cholesky [11], y que se aplica si la matriz es cuadrada, simétrica y definida positiva, utiliza la matriz de correlación  $\mathbf{R}$  del canal. Así, para el caso de banda estrecha  $\mathbf{C}$ , se obtiene a partir de  $\mathbf{R} = \mathbf{C}\mathbf{C}^T$ , siendo posible para escenarios de interiores simular los procesos aleatorios correlados representados en la matriz  $\mathbf{A}$  a partir de:

$$\bar{\mathbf{C}}_W(\mathbf{x}) \approx \mathbf{C}\mathbf{C}^T \quad (12)$$

En (12)  $\bar{\mathbf{C}}_W(\mathbf{x})$  corresponde a la matriz de correlación calculada a partir de las medidas experimentales, siendo ella una aproximación a la matriz  $\mathbf{R}$ . Así mismo, en (12) el subíndice  $W$  hace referencia a la banda de frecuencia analizada,  $\mathbf{x}$  a la localización del array dentro del entorno de análisis, y la barra ubicada sobre la matriz indica que se han promediado los valores de correlación obtenidos en la banda de frecuencia analizada y bajo ciertas condiciones de configuración.

Es así entonces, que el modelo de canal MIMO utilizado y el procedimiento aplicado para la simulación proporcionarán una versión aproximada de la matriz del canal MIMO,  $\tilde{\mathbf{H}}(t)$ , para un caso banda estrecha:

$$\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}(t)) = \tilde{\mathbf{A}}(t) \leftrightarrow \tau_{RMS} \approx 0, \quad (13)$$

donde

$$\begin{aligned} \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}) &\approx \text{vec}(\mathbf{H}) = \\ &= [\tilde{\mathbf{h}}_1^T \ \tilde{\mathbf{h}}_2^T \ \tilde{\mathbf{h}}_3^T \ \dots \ \tilde{\mathbf{h}}_{M_R}^T]^T \in \mathbb{C}^{M_R M_T \times 1}, \end{aligned} \quad (14)$$

siendo  $\tilde{\mathbf{H}}$  la matriz del canal MIMO obtenida a partir de las medidas experimentales,  $\tau_{RMS}$  el delay spread de los subcanales de propagación, y  $\tilde{\mathbf{h}}_j$  los vectores que contienen las columnas de  $\tilde{\mathbf{H}}$ :

$$\tilde{\mathbf{h}}_j = [\tilde{h}_{1,j} \ \tilde{h}_{2,j} \ \tilde{h}_{3,j} \ \dots \ \tilde{h}_{M_R,j}]^T \quad (15)$$

## 2.2. CONDICIONES MÍNIMAS PARA LA CAMPAÑA DE MEDIDAS

Para garantizar la validez de la campaña 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*) 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 variabilidad del entorno, aún bajo condiciones controladas, se optó por tomar éste valor de



50 medidas por posición de análisis como número mínimo de medidas, 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), cada uno de ellos ubicado alrededor de la frecuencia central de la banda espectral bajo análisis. 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 coherencia [14] 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 amplio [14] (canal WSS) y garantizando que la relación señal a ruido fuese superior a 15 dB [8] 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 deberían ser mayores de  $7.5\lambda$  a 3.8GHz y de  $4\lambda$  a 2GHz. En la campaña de medidas se optó por el menor valor.

Así mismo, se definió en 5 MHz el ancho de banda de análisis, el cual 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. Éste 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 ( $B_c$ ) encontrado en la práctica, pues los valores de *delay spread* 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 [3], lo cual deja un amplio margen a la ventana elegida, evitándose posibles errores en el procesamiento de los datos obtenidos del canal medido.

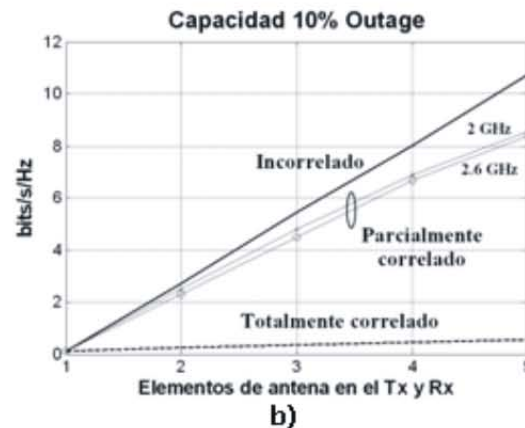
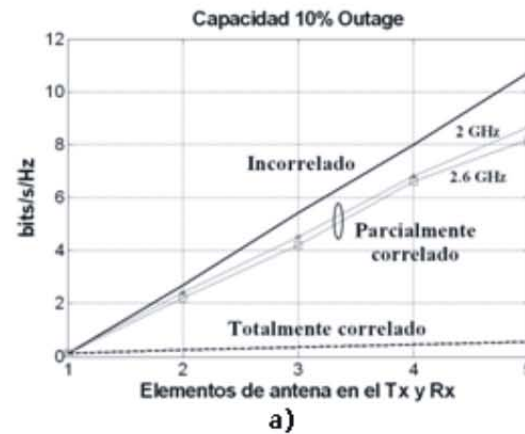
Por último, indicar que el efecto que supone el acoplamiento mutuo, existente entre los elementos que conforman el *array*, y que afecta a los coeficientes de correlación entre los subcanales, puede considerarse despreciable [12], por lo cual no se ha analizado en la investigación realizada.

### 3. 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 analizados ( $M_T, M_R$ ), para las distintas relaciones señal a ruido y sin considerar en ningún momento *Waterfilling*. 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 **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, con un nivel de 10 dB de relación señal a ruido en todos los análisis.

**Figura 3. Capacidad al 10% de outage para canales MIMO incorrelados, totalmente correlados y parcialmente correlados (parcialmente correlado: 0.7 $\lambda$  de separación en el array, condición N-LOS y SNR de 10dB). a) a 2 y 2.6 GHz en polarización a 90°. b) a 2 y 2.6 GHz en polarización a 45°.**



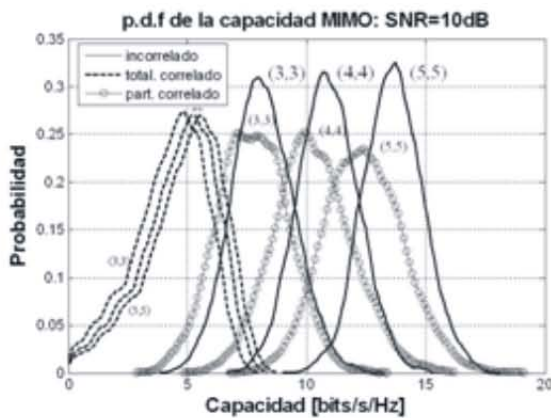
Los resultados obtenidos para una probabilidad de outage del 10% indican una disminución en la capacidad del sistema MIMO de entre 3 y 4 bits/s/Hz para todos los casos frente a la capacidad media que se ha mencionada anteriormente (véase la Figura 3, obtenida en el caso parcialmente correlado para un *array* con separación entre elementos de  $0.7\lambda$ , condición N-LOS, 2 y 2.6 GHz de frecuencia central, polarización a 90° y 45°, y 10dB de SNR).

Por otro lado, el efecto de la correlación sobre la distribución de la capacidad es muy claro (véase la Figura 4). Se ha



observado cambios significativos en las formas de su distribución para diferentes niveles de relación señal a ruido, además de cambios importantes en la media de cada distribución; todo ello en función de la correlación entre los elementos del canal. 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 3, para las capacidades a 10% de probabilidad de outage, como en la Figura 4 para la distribución general.

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



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, la cual 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 de la configuración (5,5) parcialmente correlada de la Figura 4.

Por otro lado, para el caso (3,3) se tiene una ganancia de *array* (que corresponde a la ganancia del valor propio más grande de la matriz  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ ) de aproximadamente 9.5 dB para el caso totalmente correlado, lo que supone un incremento de alrededor de 1.5 dB con respecto al canal IID (véase la Figura 5). 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 5, 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 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.

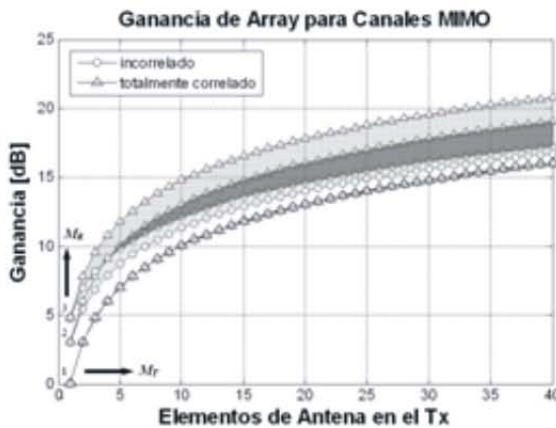
Las anteriores afirmaciones abren una posible confusión conceptual alrededor del análisis de la ganancia de *array*, pues dicha ganancia se incrementa con la correlación entre los elementos de  $\mathbf{H}$ . En este sentido, ha de tenerse en cuenta que el incremento en la correlación entre los subcanales de propagación causa una desmejora importante en la capacidad del canal MIMO, tal como se aprecia en las Figuras 3 y 4, 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".

Además de los resultados comentados anteriormente alrededor de la matriz  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ , se han encontrado grandes cambios en las distribuciones de probabilidad de la ganancia de sus valores propios cuando se modificó el número de elementos en los *arrays* transmisor y receptor. Ello se ha dividido especialmente al incrementar el orden de diversidad del sistema en busca de mejorar la ganancia de *array*; lo que se pudo constatar para todas las configuraciones. Aunque no se presentan en este documento gráficas al respecto, basta referenciar que para un caso concreto se experimentó un incremento de aproximadamente 12 dB en la ganancia media del valor propio más pequeño al pasar de la configuración (4,4) a la (9,4). 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  $\mathbf{H}$ .

Por otro lado, bajo 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 3; donde el caso parcialmente correlado se ha basado en medidas a 2 y 2.6 GHz, con  $0.7\lambda$  de separación entre elementos de *array*, para las polarizaciones vertical y  $45^\circ$ , 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 pueden apreciar en la Figura 3. En este sentido, se encontró como común denominador leves mejoras en la capacidad al 10% de probabilidad de outage en los casos con polarización a  $45^\circ$ , 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, y en menor proporción al cambiar la banda de frecuencia.



**Figura 5. Ganancias de array** ( $M_T = \{1, 2, L, 40\}$ ,  $M_R = \{1, 2, 3\}$ ) para los casos MIMO totalmente correlados e incorrelados.



#### 4. CONCLUSIONES

Los resultados presentados han demostrado que la capacidad de un sistema MIMO para interiores es altamente dependiente de la correlación entre los elementos de la matriz del canal, lo cual ocurre bajo diferentes condiciones de entorno y configuración. 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 banda de frecuencia. Además, se ha constatado que el aumento del número de elementos de array en ambos lados del enlace bajo condiciones de correlación entre los argumentos de  $\mathbf{H}$  no ofrece incrementos lineales en la capacidad del canal MIMO. También se ha observado 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, lo que sugiere la búsqueda de otras alternativas para disminuir la correlación entre los subcanales de propagación, sin incrementar la complejidad hardware de los equipos.

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.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Programa AlBan, programa de becas de alto nivel de la Unión Europea para América Latina, beca N° E04D044088CO, y por la Generalitat Valenciana dentro de la convocatoria de ayudas 2006 para el desarrollo de proyectos de I+D+i (GV06/076).

#### 5. REFERENCIAS

- [1]. ANDERSEN, Jorgen B., 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, pp. 2172-2178, 2000.
- [2]. BELLO, Philip A., CHARACTERIZATION OF RANDOMLY TIME-VARIANT LINEAR CHANNELS. IEEE Transactions on Communications Systems, CS11, pp.360-393, 1963.
- [3]. DÍAZ, Juan A.; RUBIO, Lorenzo; ARGILÉS, David; MONSERRAT, Josep y GARCÍA, Alexis P., EVALUACIÓN DE LA DISPERSIÓN TEMPORAL DEL CANAL RADIO INDOOR EN LA BANDA DE FRECUENCIAS DE 0.4 4GHZ, En: XXI Simpósium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI 2006, Oviedo: Universidad de Oviedo, 12 - 15 de Septiembre de 2006.
- [4]. FOSCHINI, Gerard J., LAYERED SPACE-TIME ARCHITECTURE FOR WIRELESS COMMUNICATION, Bell Labs Tech. Journal, vol. 1, pp. 4159, 1996.
- [5]. FOSCHINI, Gerard J. and Gans, M.J., 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]. GARCÍA, Alexis P., 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", Universidad ICESI, Vol. 2, No.1, pp. 57-94, 2004.
- [7]. KERMOAL, Jean P. et. al., A STOCHASTIC MIMO RADIO CHANNEL MODEL WITH EXPERIMENTAL VALIDATION, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, No. 6, pp. 1211-1226, 2002.
- [8]. KYRITSIS, Persefoni; COX, Donald C.; VALENZUELA, Reinaldo A. and WOLNIANSKY, Peter W., 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.
- [9]. PAULRAJ, Arogyaswami; NABAR, Rohit and GORE, Dhananjay, INTRODUCTION TO SPACE-TIME WIRELESS COMMUNICATIONS, Cambridge: Cambridge University Press, 2003, 275 p.
- [10]. PEDERSEN, Klaus I.; ANDERSEN, Jorgen B.; KERMOAL, Jean .P. and MOGENSEN, Preben. STOCHASTIC MULTIPLE-INPUT-MULTIPLE-OUTPUT RADIO CHANNEL MODEL FOR EVALUATION OF SPACE-TIME CODING ALGORITHMS, En: IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2000 Fall, Boston: 2000, pp. 893-897.
- [11]. PRESS, William H.; TEUKOLSKY, Saul A.; VETTERLING, William T. and FLANNERY, Brian P., NUMERICAL RECIPES IN C: THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING, New York: Cambridge University Press, 1992, 735 p.
- [12]. ROBERTS, R. S.; SWEENEY, P. and SAUNDERS, S. R., SHORT-TERM FADING CORRELATION BETWEEN ELEMENTS OF AN ANTENNA ARRAY IN AN INDOOR ENVIRONMENT FOR 'MIMO' COMMUNICATION SYSTEMS, En: Twelfth International Conference on Antennas And Propagation, Exeter: University of Exeter, 31 de Marzo - 3 de Abril, 2003, vol. 1, pp. 172 175.
- [13]. RUBIO, Lorenzo; GARCÍA, Alexis P.; ARGILÉS, David and CARDONA, Narcís, MODELLING AND SIMULATION OF



CORRELATED TIME-VARIANT CHANNELS FOR DIVERSITY SYSTEMS, En: International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Aalborg: Aalborg University, September 18-22, 2005.

[14]. VAUGHAN, Rodney and ANDERSEN, Jorgen B., CHANNELS, PROPAGATION AND ANTENNAS FOR MOBILE COMMUNICATIONS, London: The Institution of Electrical Engineers-IEE, Electromagnetic Waves Series 50, 2003, 753 p.



