



**Universidad Politécnica de Cartagena**

Departamento de Tecnologías de la  
Información y las Comunicaciones

TESIS DOCTORAL

**Evaluación de los Efectos de Interacción  
en Ambos Sentidos entre el Ser Humano  
y los Sistemas de Comunicaciones  
Móviles**

Presentada por:

**Miguel Ángel García Fernández**

Ingeniero de Telecomunicación

Dirigida por:

**David A. Sánchez Hernández**

Doctor Ingeniero de Telecomunicación

Cartagena, Noviembre de 2009



La presente tesis es un compendio de trabajos previamente publicados o aceptados para publicación:

[1] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, D. Sanchez-Hernandez, "The Role of Polarization Diversity for MIMO Systems Under Rayleigh-Fading Environments", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol 5, no. 1, pp.534-536, Dec. 2006

[2] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, D. Sanchez-Hernandez, "The Influence of Efficiency on Receive Diversity and MIMO Capacity for Rayleigh-Fading Channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol 56, no.5, pp. 1444-1450, May 2008

[3] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, D. Sanchez-Hernandez, "Evaluation of True Polarization Diversity for MIMO systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.57, no.9, pp. 2746-2755, Sep. 2008

[4] A. J. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo, M. A. Garcia-Fernandez, J. V. Balbastre-Tejedor, "Fast Computation of Shielding Effectiveness of Metallic Enclosures with Apertures and Inner Elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 51, no. 12, pp. 2832-2836, Dec. 2009





**AUTORIZACIÓN DE LA PRESENTACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL  
POR EL DIRECTOR**

D. David Sánchez Hernández, Profesor Doctor del Área de Teoría de la Señal y las Comunicaciones en el Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones

A U T O R I Z A:

La presentación de la Tesis Doctoral titulada “Evaluación de los Efectos de Interacción en Ambos Sentidos entre el Ser Humano y los Sistemas de Comunicaciones Móviles”, realizada por D. Miguel Ángel García Fernández, bajo mi dirección y supervisión, en el Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, y que presenta para la obtención del grado de Doctor por la Universidad Politécnica de Cartagena.

En Cartagena, a 23 de octubre de 2009

EL DIRECTOR DE TESIS

Fdo.: David Sánchez Hernández





UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA  
Comisión de Doctorado

**AUTORIZACIÓN DE LA PRESENTACIÓN DE LA TESIS DOCTORAL  
POR LA COMISIÓN ACADÉMICA RESPONSABLE DEL PROGRAMA**

D. Sergio Amat Plata, Coordinador de la Comisión Académica del Programa Tecnologías Industriales

INFORMA:

Que la Tesis Doctoral titulada “Evaluación de los Efectos de Interacción en Ambos Sentidos entre el Ser Humano y los Sistemas de Comunicaciones Móviles”, ha sido realizada por D. Miguel Ángel García Fernández, bajo la dirección y supervisión de D. David Sánchez Hernández y que la Comisión Académica ha dado su conformidad para que sea presentada ante la Comisión de Doctorado.

En Cartagena, a 23 de octubre de 2009

EL COORDINADOR DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA

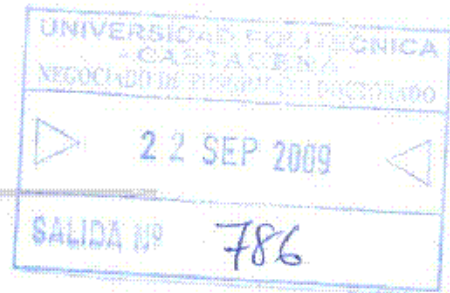
Fdo.: Sergio Amat Plata







UNIVERSIDAD  
POLITÉCNICA DE  
CARTAGENA  
COMISIÓN DE DOCTORADO



*D. Miguel Ángel García Fernández*  
*Avda. de los Toreros, 7, 4º-izq.*  
*30204 Cartagena*


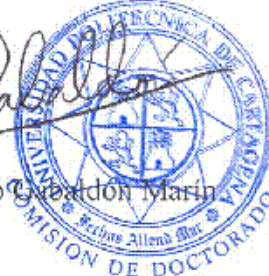
Vistos los informes favorables de la Comisión Académica para la redacción de la Tesis Doctoral en inglés en la modalidad de compendio de publicaciones solicitada por D. Miguel Ángel García Fernández, la Comisión de Doctorado de la Universidad Politécnica de Cartagena, en reunión celebrada el 7 de septiembre de 2009, considerando lo dispuesto en los artículos 35 y 36 del Reglamento de Máster y Doctorado de la UPCT,

**ACUERDA**

**Autorizar la redacción de la Tesis Doctoral en inglés a D. Miguel Ángel García Fernández en la modalidad de compendio de publicaciones.**

Contra el presente acuerdo, que no agota la vía administrativa, podrá formular recurso de alzada ante el Sr. Rector-Magnífico de la Universidad Politécnica de Cartagena, en el plazo de un mes a partir de la notificación de la presente.

Cartagena, 8 de septiembre de 2009  
El Presidente de la Comisión de Doctorado

  
Fdo.: Antonio Caballón Marín  




*A Ana*

*"What is a friend? A single soul dwelling in two bodies."*

*- Aristotle (384 BC - 322 BC) Greek philosopher*

*"Friendship is one mind in two bodies."*

*- Mencius (372 - 289 BCE) Chinese philosopher*



## AGRADECIMIENTOS

*Quiero expresar mi gratitud a David Sánchez Hernández, director de esta tesis doctoral, por su labor desempeñada en el desarrollo de la misma, por su orientación y sus consejos.*

*Me gustaría destacar muy especialmente la labor desempeñada por Juan Francisco Valenzuela Valdés y Antonio José Lozano Guerrero, compañeros del GIMRE-GEM. Sin ellos, esta tesis no sería la que es.*

*Quisiera también agradecer su ayuda al resto de compañeros del grupo, y a Noelia, por su asistencia en la realización de esta tesis.*

*Asimismo, gracias a la Fundación Séneca, por las ayudas económicas concedidas durante el desarrollo de la tesis.*

*A mi familia, gracias por su cariño, comprensión y ánimo.*

*En definitiva, gracias a todos los que me habéis prestado vuestro inestimable apoyo.*

*A todos gracias por estar siempre ahí.*



# ÍNDICE

|  |           |
|--|-----------|
| <i>ÍNDICE</i> .....  | <i>i</i>  |
| <i>RESUMEN</i> .....   | <i>v</i>  |
| <i>ABSTRACT</i> .....  | <i>xv</i> |
| <b>1. ESTADO DEL ARTE</b> .....  | <b>1</b>  |
| <b>2. OBJETIVOS</b> .....  | <b>9</b>  |
| <b>3. THE ROLE OF POLARIZATION DIVERSITY FOR MIMO SYSTEMS UNDER RAYLEIGH-FADING ENVIRONMENTS</b> .....   | <b>13</b> |
| <b>3.1. Resumen</b> .....  | <b>13</b> |
| 3.1.1.    Introducción .....   | 14        |
| 3.1.2.    Simulaciones y medidas .....   | 16        |
| 3.1.3.    Comparación entre sistemas .....   | 20        |
| 3.1.4.    Conclusiones .....   | 22        |
| <b>3.2. The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments</b> ..... | <b>24</b> |

|   |            |
|---|------------|
| <b>4. THE INFLUENCE OF EFFICIENCY ON RECEIVE DIVERSITY AND MIMO CAPACITY FOR RAYLEIGH-FADING CHANNELS .....</b>       | <b>27</b>  |
| <b>4.1. Resumen .....</b>   | <b>27</b>  |
| 4.1.1. Consideraciones preliminares .....   | 27         |
| 4.1.2. Modelado teórico y método de simulación .....  | 32         |
| 4.1.3. Medidas y resultados .....   | 43         |
| 4.1.4. Conclusiones .....   | 58         |
| <b>4.2. The influence of efficiency on receive diversity and MIMO capacity for Rayleigh-fading channels .....</b>     | <b>60</b>  |
| <b>5. EVALUATION OF TRUE POLARIZATION DIVERSITY FOR MIMO SYSTEMS .....</b>  | <b>67</b>  |
| <b>5.1. Resumen .....</b>   | <b>67</b>  |
| 5.1.1. Introducción .....   | 67         |
| 5.1.2. Técnica de auténtica diversidad de polarización.....   | 71         |
| 5.1.3. Auténtica diversidad de polarización .....   | 77         |
| 5.1.4. Conclusiones .....   | 80         |
| <b>5.2. Evaluation of True Polarization Diversity for MIMO systems</b>  | <b>81</b>  |
| <b>6. FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS .....</b>  | <b>91</b>  |
| <b>6.1. Resumen .....</b>   | <b>91</b>  |
| 6.1.1. Introducción .....   | 91         |
| 6.1.2. Teoría .....   | 93         |
| 6.1.3. Configuración.....   | 96         |
| 6.1.4. Resultados.....  | 97         |
| 6.1.5. Conclusiones .....   | 102        |
| <b>6.2. FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS.....</b> | <b>104</b> |



**7. SUMMARY OF CONTRIBUTIONS, CONCLUSIONS AND FUTURE RESEARCH.....109**

**7.1. Summary of contributions and conclusions.....109**

**7.2. Results obtained by the author.....113**

7.2.1. Book chapter..... 113

7.2.2. Publications in international journals..... 114

7.2.3. Publications in national journals..... 115

7.2.4. Publications in international congresses..... 117

7.2.5. Publications in national congresses ..... 119

**7.3. Future research.....121**

**APÉNDICE A REFERENCIAS.....123**

**APÉNDICE B COPIA DE LOS CORREOS ELECTRÓNICOS DE ACEPTACIÓN DE LAS PUBLICACIONES DE QUE CONSTA LA TESIS .....144**

**B.1 FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS..... 144**

**APÉNDICE C DOCUMENTOS ACREDITATIVOS DEL ÍNDICE DE IMPACTO DE LAS PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA TESIS .....146**

Journal: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters..... 147

Journal: IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION ..... 149

Journal: MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS..... 151



## RESUMEN

La presente tesis doctoral se ha dividido en dos partes principales. Por un lado, se ha abordado la evaluación de los efectos de interacción de los sistemas de comunicaciones móviles en el ser humano. Por otro lado, el estudio de los efectos de interacción del ser humano en los sistemas de comunicaciones móviles.

Respecto a la evaluación de los efectos de interacción de los sistemas de comunicaciones móviles en el ser humano, se ha estudiado el riesgo para la salud que conlleva para un ser humano la exposición a excesivos campos electromagnéticos y los incrementos de temperatura que dicha exposición conlleva. Es importante mencionar que un incremento de más de 1 °C en cualquier parte del cerebro provocaría stress térmico o incluso un shock térmico [ICNIRP, 1988][ACGIH, 1996] y un incremento de 0.2-0.3 °C en la región del hipotálamo alteraría el comportamiento termorregulatorio [Adair, 1984]. Asimismo, la dosimetría de campo electromagnético con exposición a campo cercano/lejano se ha convertido en una necesidad creciente en nuestra moderna sociedad debido al uso extensivo de dispositivos electrónicos. En particular, el surgimiento de las comunicaciones por teléfono móvil han disparado la necesidad de redefinir los límites de seguridad respecto a la exposición humana a campo electromagnético en el régimen de campo cercano y la necesidad de

definir procedimientos de evaluación precisos [IEC, 2005]. Tomar medidas de los valores de restricción básica en voluntarios no siempre es posible por motivos éticos respecto a la implantación de sondas de temperatura de cuerpo profundo y la escasez de voluntarios, y los experimentos en animales son una aproximación pobre al escenario humano real.

La evaluación de la conformidad con los límites de seguridad se logra normalmente midiendo la TAE con sistemas automatizados y modelos anatómicos (maniqués que emulan al ser humano o phantoms) rellenos homogéneamente. El cuerpo humano, sin embargo, es heterogéneo por naturaleza, y sólo puede emplearse mediante simulaciones. De hecho, ahora está claro que la TAE sola no puede proporcionar una descripción adecuada del entorno térmico regional [Mason, 2000]. A pesar de que las propiedades dieléctricas del líquido o gel del maniquí que emula al ser humano se promedian normalmente sobre aquellas de un modelo heterogéneo más realista [Gandhi, 1996], se han propuesto factores de corrección arbitrarios [CENELEC, 2002]. Se ha demostrado ya que estos factores de corrección son erróneos para antenas de estaciones base de GSM típicas [Joseph, 2003]. Además, se ha demostrado en un estudio reciente [Christ, 2006] que la exposición humana a campo electromagnético de una antena de estación base utilizando un modelo heterogéneo realista es un problema que depende fuertemente de la estructura específica de tejido humano expuesta y de la topología de antena. Esto hace que un factor único no sea posible para una descripción precisa del problema cuando se usan modelos homogéneos. En consecuencia, y debido a la reciente

disponibilidad de potentes ordenadores, el cálculo directo de umbrales térmicos con exposición a campo electromagnético ha recibido considerable atención recientemente [Bernardi, 1998]. Para enfrentarse a este aspecto de la exposición a campo electromagnético, se han desarrollado modelos más realistas y por tanto complejos basados en la unión de las ecuaciones de Maxwell, la teoría de conducción térmica y los datos biológicos humanos. La cabeza humana se representa de forma efectiva como un modelo multicapa donde cada capa se corresponde con diferentes tipos de tejidos humanos con sus propias características térmicas y electromagnéticas. Sobre estos refinamientos, se ha empleado también un modelo termorregulatorio para aproximar los escenarios de exposición real tanto como se pueda.

En esta parte de la tesis, esbozada en [García-Fernández, 2007] y ampliada en [García Fernández, 2009], se ha demostrado que el cráneo humano actúa como el escudo protector más adaptado contra campo electromagnético en el régimen de campo cercano, a una frecuencia de 1800 MHz. Esta protección ayuda a evitar daño térmico de tejidos encefálicos sensibles, manteniendo al sujeto a salvo de procesos de sobrecalentamiento. La naturaleza protectora se produce por la combinación de la estructura multicapa, la posición específica y las características térmicas de los tejidos que conforman el cráneo. Esta naturaleza protectora es tan importante que un paciente quirúrgico sufriría una reducción de 50 a sólo 4.33 en el factor de seguridad para público general respecto a la exposición a campo electromagnético de alta frecuencia tras una craneotomía, esto es, si se quitara el cráneo y acto seguido su lugar se rellenara con tejido

conectivo. Esto representa una novedad en la literatura científica. Cabe destacar que el factor de seguridad mencionado es el conocido ratio entre la TAE que provoca efectos biológicos nocivos para la salud y la TAE escogida como la restricción que proporciona una adecuada protección ante la exposición del público general [ICNIRP, 1988].

Asimismo, para la realización de este trabajo hubo que formular las ecuaciones que describen el campo cercano radiado por un dipolo de longitud arbitraria, que sería utilizado como fuente de excitación durante el estudio. Además, anteriormente se barajó como alternativa utilizar como fuente de radiación un hilo de longitud infinita, formulando a su vez las ecuaciones que describen el campo cercano radiado por el mismo. Esta opción se descartó finalmente para el trabajo anterior, al tratarse de una antena teórica, no realista, pero sus ecuaciones sirvieron para plantear otro estudio: la computación rápida de la efectividad de apantallamiento de encapsulados metálicos con aperturas y elementos internos. En dicho estudio se ha evaluado la inmunidad de radiación y de emisión de una caja metálica con aperturas a través de una aproximación rápida. Como es bien sabido, los sistemas electrónicos se alojan normalmente en encapsulados con muchas funciones: protección física, imagen estética, apantallamiento electromagnético; esta última funcionalidad es de particular relevancia en entornos donde el espectro electromagnético está contaminado por muchas fuentes radiantes, siendo la circuitería digital de alta velocidad una de las más importantes fuentes de interferencias.

Muchos autores han analizado el efecto de aperturas en la superficie de un encapsulado metálico en presencia de interferencias electromagnéticas (electromagnetic interferences, EMI) usando diferentes técnicas. Las soluciones analíticas son muy rápidas pero no pueden manejar elementos internos arbitrarios. Simulaciones de onda completa mediante métodos numéricos permiten configuraciones con varias aperturas y elementos internos para evaluar el efecto de placas circuitos impresos (printed circuit boards, PCBs) o absorbentes, pero el coste computacional es demasiado elevado y los procedimientos de diseño y optimización requieren largos tiempos de computación. El uso de polímeros conductivos en la fabricación de encapsulados para proteger dispositivos electrónicos de las interferencias electromagnéticas se ha convertido en una alternativa muy interesante a las tradicionales cabinas metálicas. Sin embargo, se ha escrito poca información respecto al comportamiento de estos materiales en configuraciones de encapsulado. Los materiales plásticos tienen muchas ventajas sobre los metálicos: los plásticos son más ligeros, no hay problemas asociados con corrosión y, para producción en masa, los procesos de fabricación y el producto final se vuelve más barato. En esta parte de la tesis, se ha estudiado la influencia de placas de circuito impreso dentro de los encapsulados, así como el efecto de colocar láminas de polímero conductivo en el interior para caracterizar el comportamiento de estos materiales usados actualmente para cabinas de apantallamiento. Las medidas se han llevado a cabo en cámara anecoica para evaluar la técnica aproximada mostrando sus limitaciones y ventajas. Ya que se

ha encontrado buen parecido entre las simulaciones y las medidas, esta aproximación puede usarse con fines de diseño y optimización con la principal ventaja de tiempos de cálculo reducidos.

En este trabajo, la efectividad de apantallamiento se ha obtenido para el campo eléctrico:  $SE \text{ (dB)} = 20 \log_{10} |E_i / E_t|$

Para el análisis de inmunidad radiada, una onda plana vulnera el encapsulado y se mide el campo eléctrico dentro del interior. Para el análisis de emisión radiada, se ha modelado un hilo infinito. Este hilo se ha colocado dentro del encapsulado y actúa como la fuente emisora de interferencias. SE se obtiene para este caso como el ratio entre el nivel de campo eléctrico producido por el hilo sin apantallamiento a 3 m de la fuente y el nivel de campo eléctrico obtenido con la estructura protectora en el mismo punto. Se obtuvieron niveles muy similares de efectividad de apantallamiento (SE) en ambos casos.

Respecto a la segunda parte de la tesis, la evaluación de los efectos de interacción del ser humano en los sistemas de comunicaciones móviles, se han llevado a cabo numerosos estudios que han culminado en artículos de revista internacional, tres de los cuales se presentan compilados en la presente tesis doctoral. En ellos se analizan diferentes aspectos de los sistemas de comunicaciones que emplean múltiples antenas en transmisión y en recepción, los sistemas MIMO (Multiple Input, Multiple Output), entre ellos: el papel de la diversidad de polarización para los sistemas MIMO bajo entornos de desvanecimiento Rayleigh; la influencia de la eficiencia en la diversidad en recepción y en la capacidad MIMO para canales de desvanecimiento Rayleigh;



y finalmente, la evaluación de una novedosa técnica, llamada auténtica diversidad de polarización, para sistemas MIMO. La diversidad de polarización ha demostrado su potencial para mejorar la capacidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, a pesar de algunas predicciones prematuras decepcionantes [Smith, 1993]. Debido a la significativa diferencia en nivel de señal medio recibido entre las ramas co-polarizada y cross-polarizada cuando se emite una polarización, se ha prestado considerablemente más atención a la diversidad espacial. El efecto de (des)acoplo entre diferentes polarizaciones es un mecanismo complicado de simular, lo que a su vez ha limitado la investigación sobre verdadera diversidad de polarización (true polarization diversity, TPD). Sin embargo, debido a que se necesitan distancias de separación de al menos  $20\lambda$  en horizontal y  $15\lambda$  en vertical para una diversidad espacial de exterior eficiente en la práctica, la diversidad de polarización ha ganado atención recientemente. Sin embargo, en escenarios de comunicaciones móviles, para una polarización dada, la dispersión múltiple puede no ser suficiente para desacoplar la mitad de su potencia hacia la componente de polarización ortogonal [Vaughan, 1990]. El comportamiento de canal es por tanto diferente para diferentes estados de polarización [Vaughan, 1990] y atenuar correlaciones cruzadas puede incluso incrementar la capacidad ergódica más allá del caso de canales independientes [Oestges, 2004a]. De ahí que los resultados de investigación sobre diversidad basados en estados de polarización ortogonales no pueden ser generalizados a estados de (verdadera) polarización arbitraria para sistemas TxR MIMO más generales. Por otro lado,

los sistemas MIMO no requieren señales perfectamente incorreladas para funcionar cerca de su capacidad plena, y se podrían usar de forma eficiente más de dos polarizaciones ortogonales [Waldschmidt, 2003]. Por tanto, se ha estudiado en profundidad una novedosa técnica de diversidad de polarización (TPD) que emplea diferentes estados no necesariamente ortogonales. En esta parte de la tesis, se ha investigado el papel de la verdadera diversidad de polarización para sistemas MIMO en escenarios de desvanecimiento Rayleigh a través de simulaciones y medidas en una cámara de reverberación. Ya que la verdadera diversidad de polarización puede ser combinada con éxito con otros esquemas de diversidad, los cuales podrían limitarse debido a restricciones espaciales o de ancho de banda coherente, los resultados presentados en este trabajo son de particular importancia para futuros sistemas MIMO de diversidad combinada. Se ha definido por tanto una nueva forma de diversidad equivalente a la espacial y especialmente importante para escenarios como MIMO en el terminal inalámbrico.

Asimismo, se han llevado a cabo muchos estudios para optimizar la máxima capacidad lograda con sistemas de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO). Generalmente, esto se hace consiguiendo alta ganancia por diversidad, la cual requiere una baja correlación entre las ramas de diversidad. Los diversos factores que afectan a la ganancia por diversidad [Turkmani, 1995][Ying, 2005][Winters, 2001][Karaboikis, 2003] y capacidad MIMO [Kang, 2006a][Lozano, 2002] se han estudiado profunda pero independientemente en la literatura, con el objetivo de reducir los coeficientes de correlación entre señales.

Se ha escrito sobre diversidad espacial [Shin, 2003][Chiani, 2003], angular [Lindmark, 2001][Vaughan, 1990], de diagrama de radiación [Vaughan, 1999] o una combinación de estas [Valenzuela-Valdés, 2006]. Sin embargo, en estos estudios generalmente se emplean eficiencias de radiación ideales. En la práctica, las eficiencias de antenas de terminales móviles son bajas [Hallbjörner, 2005][Ogawa, 2001a]. Además, actualmente se ha asumido durante algún tiempo que no hay necesidad de usar más antenas receptoras (R) que transmisoras (T) [Lozano, 2002][Shin, 2003]. Esto se debe a una predicción de mejora de capacidad minúscula, pero todavía bajo condiciones limitadoras de ruido y una gran dispersión angular de potencia ( $\sim 360^\circ$ ), que tal vez no puedan asumirse en presencia del usuario. Por consiguiente, existía la necesidad de investigar si la eficiencia de radiación podría reducir significativamente el potencial de sistemas MIMO noveles en la vecindad cercana del usuario. En esta tesis se ha demostrado que efectivamente la eficiencia de radiación juega un importante papel en comunicaciones inalámbricas, llegando a abolir conocidas fórmulas de diseño que no la tenían en cuenta. En resumen, la intensa actividad de investigación sobre MIMO ha apuntado nuevos temas relacionados con el impacto de las propiedades de las antenas en el funcionamiento de los sistemas MIMO. Con los novedosos sistemas MIMO propuestos para el escenario de un terminal móvil en proximidad cercana (en contacto) con el usuario, es esencial mejorar el actual conocimiento en los efectos de la eficiencia en la funcionalidad de un sistema MIMO. Esto a cambio será útil para predecir si se pueden esperar canales MIMO incorrelados para

estos nuevos escenarios, y pueda posiblemente traer luz a la todavía desconocida mejor topología de formación (array) en términos de maximizar la capacidad [Loyka, 2002].

## ABSTRACT

The current Ph.D. thesis has been divided into two main parts. On the one hand, the evaluation of the interaction effects from the mobile communication systems into the human being has been analysed. On the other hand, the interaction effects from the human being into the mobile communication systems have been studied.

Regarding the evaluation of the interaction effects from the mobile communication systems into the human being, the health threat for a human being that could be posed by the exposition to excessive electromagnetic fields and their associated temperature increments has been studied. It is worthy to note that an increase of more than 1 °C in any part of the brain will bring heat exhaustion or even a heat stroke [ICNIRP, 1988][ACGIH, 1996] and an increase of 0.2-0.3 °C in the hypothalamic region would alter thermoregulatory behavior [Adair, 1984]. Likewise, electromagnetic field (EMF) dosimetry for far/near-field exposure is an increasing need in our modern society due to the extensive use of electronic devices. In particular, the emergence of mobile phone communications has triggered the necessity to redefine safety limits regarding the human exposure to EMF in the near-field regime and the need to define accurate evaluation procedures [IEC, 2005]. Taking measurements of basic restriction values on volunteers is not always possible due to the ethical

concerns regarding the implantation of deep body temperature probes and the scarcity of volunteers, and experiments on animals are a poor approximation to the real human scenario.

Evaluating compliance to safety limits is usually accomplished by measuring SAR with automated systems and homogeneously-filled phantoms. Human bodies, however, are heterogeneous in nature, and can only be employed through simulations. In fact, it is now clear that SAR alone may not provide an adequate description of the regional thermal environment [Mason, 2000]. In spite of the fact that the dielectric properties of the phantom liquid or gel are normally averaged over those of a more realistic heterogeneous model [Gandhi, 1996], arbitrary correction factors have been proposed [CENELEC, 2002]. These correction factors have already been demonstrated to be erroneous for typical GSM base station antennas [Joseph, 2003]. In addition, a recent paper [Christ, 2006] has shown that the human exposure to electromagnetic fields from a base station antenna using a realistic heterogeneous model is a problem that strongly depends upon specific human tissue structure being exposed and antenna topology. This makes a solo simple factor not possible for an accurate description of the problem when using homogeneous models. In consequence, and due to the recent availability of powerful computers, the direct calculation of thermal thresholds with EMF exposure has recently received considerable attention [Bernardi, 1998]. In order to deal with this aspect of EMF exposure, more realistic and therefore complex models have been developed based on the conjunction of Maxwell equations, thermal diffusion theory and human

biological data. Effectively, the human head is represented as a multi-layer model where each layer corresponds to different kinds of human tissues with their own thermal and electromagnetic characteristics. Above these refinements, a thermoregulatory model has been also employed to approach real exposure scenarios as much as possible.

In this part of the Ph.D. thesis, outlined in [García-Fernández, 2007] and extended in [García-Fernández, 2009], it has been demonstrated that the human cranium acts as the best-fitted protecting shield against EMF in the near-field regime at 1800 MHz. This protection helps avoiding thermal damage of sensitive encephalon tissues, keeping the subject safe to overheating processes. The protective nature is performed by the combination of the multi-layer structure, specific position and thermal characteristics of the cranium tissues. This protective nature is so important that a surgical patient would suffer from a reduction from 50 to only 4.33 in the safety factor for general public regarding exposure to high-frequency EMF after a craniotomy, that is, if the cranium was removed, and its place was thereupon filled with connective tissue. This is reported in this work for the first time. It is worthy to note that the above-mentioned safety factor is the well-known ratio between the SAR which provokes biological and health effects and the chosen one as the restriction which provides adequate protection for general public exposure [ICNIRP, 1988].

Likewise, in order to carry out this work, the equations for the near field radiated by an arbitrary-length dipole were formulated, since this dipole was

chosen as the exciting source along the study. In addition, an infinitely-long wire was the previous option as radiation source, formulating the equations for its near field. This option was finally rejected for the previous work since it is a theoretical antenna, not realistic, but its near field equations were useful carrying out another study: the fast computation of shielding effectiveness of metallic enclosures with apertures and inner elements. In this study, radiated immunity and emission of a metallic box with apertures have been evaluated through a fast approach. As it is well known, electronic systems are generally housed in an enclosure with many functions: physical protection, aesthetic image, electromagnetic shielding; this last feature is of particular relevance in environments where the electromagnetic spectrum is polluted by many radiating sources, being high speed digital circuitry one of the most important sources of interferences.

Many authors have analyzed the effect of apertures on a metallic enclosure surface with the presence of electromagnetic interferences (EMI) using different techniques. Analytical solutions are very fast but cannot deal with inner arbitrary elements. Full wave simulations through numerical methods allow arbitrary configurations with various apertures and inner elements to evaluate the effect of printed circuit boards (PCBs) or absorbers, but computational cost is too high and optimization or design procedures require long computation times. The use of conductive polymers in the manufacturing of enclosures to protect electronic devices from electromagnetic interferences has become a very interesting alternative to traditional metallic cabinets. However, little



information has been reported regarding the behaviour of these materials in enclosure configurations. Plastic materials have many advantages over metallic ones: plastics are lighter, there are no problems associated with corrosion and, for mass production, the fabrication process and the final product becomes cheaper. In this part of the Ph.D. thesis, the influence of printed circuit boards inside the enclosure has been studied, as well as the effect of placing conductive polymer sheets in the housing in order to characterize the behaviour of these materials used nowadays for shielding cabinets. Measurements have been carried out in anechoic chamber in order to evaluate the approximated technique showing its limitations and advantages. Since good agreement has been found between simulations and measurements, this approach can be used for design or optimization purposes with the main advantage of reduced time calculations.

In this work, the shielding effectiveness has been obtained for the electric field,

$$SE(\text{dB}) = 20 \log_{10} |E_t / E_i|$$

For radiated immunity analysis, a plane wave impinges on the enclosure and the electric field is measured inside the housing. For radiated emission analysis, an infinite wire has been modelled. This wire has been located inside the enclosure and acts as the emitting source of interferences. SE for this case is obtained as the ratio between the electric field level produced by the wire without the shield 3 m from the source and the electric field level obtained with the protecting structure at the same point. Very similar shielding effectiveness levels were obtained in both cases.

Regarding the second part of this Ph.D. thesis, the evaluation of the interaction effects from the human being into the mobile communication systems, numerous studies have been carried out, culminating in international journal papers. Three of these papers are presented in the current Ph.D. thesis. In these papers, different aspects related to MIMO (Multiple Input, Multiple Output) systems are analysed. MIMO systems are communications systems employing multiple transmitting and receiving antennas. The aspects analysed were, among others: the role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments; the influence of efficiency on receive diversity and MIMO capacity for Rayleigh-fading channels; and finally, the evaluation of a novel technique, called True Polarization Diversity (TPD), for MIMO systems.

Polarization diversity has demonstrated its potential for improving the capacity of wireless communications systems, despite some disappointing premature predictions [Smith, 1993]. Due to the significant difference in mean received signal level between co-polarized and cross-polarized branches when one polarization is transmitted, considerably more attention has been paid to spatial diversity. The (de)coupling effect between different polarizations is a complex mechanism to be simulated, which has also limited true polarization diversity research. Yet, since at least  $20\lambda$  horizontal and  $15\lambda$  vertical separation distances are required for efficient spatial outdoor diversity in practice, polarization diversity has recently gained attraction. In mobile communications scenarios, however, multiple scattering may not be sufficient for a given polarization to decouple half its power into the orthogonal polarization [Vaughan, 1990].

Channel behaviour is therefore different for different polarization states [Vaughan, 1990] and fading cross-correlations may even increase the ergodic capacity beyond the case of independent channels [Oestges, 2004a]. Hence, diversity research results based upon orthogonal polarization states cannot be generalized to arbitrary (true) polarization states for more general TxR MIMO systems. On the other hand, MIMO systems do not require perfectly uncorrelated signals to perform near full capacity, and more than two orthogonal polarizations could be used efficiently [Waldschmidt, 2003]. Therefore, a novel polarization diversity technique (TPD) which employs different not necessarily orthogonal states has been studied deeply. In this part of the Ph.D. thesis, the role of true polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading scenarios has been investigated through simulations and measurements in a reverberation chamber. Since true polarization diversity can be successfully combined to other diversity schemes, which could be limited due to spatial or coherent bandwidth restrictions, the results presented in this work are of particular importance for future diversity-combined MIMO systems. Therefore a new type of diversity has been defined, which is equivalent to the spatial diversity and especially important for MIMO scenarios in wireless handsets.

Likewise, many studies have been carried out to optimize the maximum capacity attained with multiple-input multiple-output (MIMO) systems. This is typically done through the achievement of high diversity gain, which requires a low correlation between the diversity branches. The diverse factors affecting

diversity gain [Turkmani, 1995][Ying, 2005][Winters, 2001][Karaboikis, 2003] and MIMO capacity [Kang, 2006a][Lozano, 2002] have been deeply but independently studied in the literature, with the aim of reducing the correlation coefficients between signals. Spatial [Shin, 2003][Chiani, 2003], angular [Lindmark, 2001][Vaughan, 1990], pattern [Vaughan, 1999] or a combination of these [Valenzuela-Valdés, 2006] have been reported. In these studies, however, ideal radiation efficiencies are typically employed. In practice, handset antenna efficiencies are low [Hallbjörner, 2005][Ogawa, 2001a]. Besides, it has been assumed for some time now that there is no need to use more receiving antennas (R) than transmitting antennas (T) [Lozano, 2002][Shin, 2003]. This is due to a predicted minuscule capacity improvement, but yet under noise-limiting conditions and very large power angular spread ( $\sim 360^\circ$ ), which may not be assumed in the presence of the user. Consequently, there was need to investigate whether radiation efficiency could significantly reduce the potential of novel MIMO systems in the close vicinity of the user. In this Ph.D. thesis it has been demonstrated that radiation efficiency effectively plays an important role in wireless communications, abolishing well-known design formulas which did not take it into account. In summary, the intense MIMO research activity has prompted new issues related to the impact of antenna properties on MIMO performance. With the novel MIMO systems being proposed for the handset scenario in close proximity to the user, it becomes essential to improve current knowledge on the effects of efficiency on MIMO system performance. This will in turn be useful for predicting whether viable uncorrelated MIMO channels

can be expected for these new scenarios, and can possibly bring light to the still-unknown best array topology in terms of maximizing capacity [Loyka, 2002].



# 1. ESTADO DEL ARTE

El incesante aumento de usuarios de comunicaciones móviles en todo el mundo y las dificultades para ofrecer una adecuada cobertura a los mismos que conlleve un predeterminado nivel de calidad de servicio (QoS) ha hecho ganar interés a las técnicas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). Estas técnicas se han postulado como posible solución a los actuales cuellos de botella de tráfico, sobre todo en el enlace descendente [Fayos-Fernández, 2008]. Los sistemas MIMO han recibido una ingente atención de forma reciente por la comunidad investigadora, tanto en la parte de los elementos radiantes como en el procesado de la señal, en especial por la mejora de eficiencia espectral que éstas técnicas suponen respecto de los sistemas inalámbricos de comunicaciones móviles más convencionales. La capacidad potencial de las técnicas MIMO de convertir la propagación multicamino, inicialmente considerada un problema, en la solución a las necesidades crecientes de los usuarios al multiplicar las velocidades de transferencia de datos las ha convertido en objeto de deseo de numerosos fabricantes y operadores, y ha hecho que la comunidad científica se centre en tratar de establecer los límites que en la práctica pueden existir a la

teóricamente creciente capacidad ergódica que impulsó esta técnica [Foschini, 1998][Telatar, 1999]. La desventaja es que para obtener estas enormes capacidades de transmisión se debe suministrar información sobre el canal al transmisor.

Mientras que se han desarrollado numerosísimas técnicas de simulación para evaluar los parámetros más importantes de estas técnicas MIMO, como el aumento de capacidad o la ganancia por diversidad (GD), pocos estudios desarrollan medidas de verificación en entornos reales [Eggers, 1993][Colburn, 1998][Dietrich, 2001][Narayanan, 2004][Wyne, 2005][Jagannatham, 2004][Chizhik, 2003][Erceg, 2004][Erceg, 2006]. En los estudios con medidas iniciales las antenas no estaban bien caracterizadas [Dietrich, 2001] o bien las medidas no están disponibles, por lo que la mayoría de los autores tienden a emplear técnicas de simulación [Jensen, 2004]. Es más, existen bastantes discrepancias entre las diferentes técnicas de simulación disponibles en la literatura científica, tanto entre entornos de interior como de exterior, con las técnicas de trazado de rayos, muy empleadas, demostrando una tendencia a proporcionar resultados inferiores a los de las medidas [Swindlehurst, 2001] y otras técnicas como las agrupaciones de clusters [Turin, 1972][Stege, 2000] mostrando precisiones estadísticas mejores. Las macroceldas ofrecen en general un factor  $K$  en la distribución Rician mayor que las microceldas [Green, 1990], es decir, presentan un componente de visión directa (LoS) más dominante, y dentro de la celda el factor  $K$  decrece a medida que aumenta la distancia al transmisor [Greenstein, 1999]. Por el contrario, los entornos de interior y urbanos suelen tener una rica



dispersión multicamino, lo suficientemente importante como para hacer que la visión directa sea raramente dominante, convirtiendo el comportamiento estadístico de la recepción de la señal a una distribución tipo Rayleigh. Esto puede ser bueno de cara al desarrollo de técnicas MIMO para sistemas WLAN [Gesbert, 2003], pero ciertamente complica la estandarización MIMO, que se encuentra actualmente estancada en concreto en el estándar IEEE 802.16 en lo que respecta a la diversidad de polarización, ya que el modelo estandarizado de MIMO solamente incluye la polarización vertical [Erceg, 2001]. Aún hoy día no existe acuerdo en la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) sobre el modelo de canal MIMO.

Sin embargo, el modelado del canal resulta clave para la determinación del funcionamiento de un sistema MIMO, y en la actualidad los sistemas MIMO generalistas (también denominados ciegos), es decir, que aplican un procesado MIMO sin tener en cuenta el canal básicamente con una mezcla lineal, no ofrecen buenos resultados, haciendo que el funcionamiento sea enormemente dependiente de las propiedades de la verdadera matriz del canal. Desde que en 2003 Airgo Networks recibiese varios premios por su chip MIMO generalista AGN100 para WiFi hasta 2006 con la versión GEN3, que también ha recibido varios premios, todavía la aplicación de pleno potencial MIMO en WiFi es un futuro, ya que los intentos de Airgo Networks o de Bluesocket con el BlueSecure BSAP-1700 access point, u otros como los de las empresas Belkin Corp., Netgear o Cisco-Linksys LLC apenas mejoran la capacidad en un 30%, a pesar de que las simulaciones predecían factores de multiplicidad de capacidad

de entre 5 y 8 [Raleigh, 1995], y no modifican la estación de usuario. De hecho, recientemente se han establecido algunos límites prácticos [Goldsmith, 2003] a las altas capacidades de los sistemas MIMO que las simulaciones proporcionaban [Svantesson, 2002][Chiani, 2003][Kang, 2006a][Kang, 2006b], tanto para escenarios correlados como para escenarios incorrelados. Las simulaciones, además, no incluyen todos los posibles efectos que existen en la práctica, y se consideran hoy día un límite teórico superior para la capacidad de un sistema MIMO [Goldsmith, 2003]. Para suplir estas deficiencias de las simulaciones algunos autores han realizado medidas en exteriores [Erceg, 2004][Wyne, 2005][Erceg, 2006] o han incorporado configuraciones más realistas sobre el modelo de canal del que se dispone en el transmisor [Nabar, 2002], de forma que se han establecido algunos límites a las enormes ganancias teóricas de capacidad inicialmente predichas [Foschini, 1998][Telatar, 1999] cuando se establecen escenarios de operación más realistas. Los factores clave para el modelado del canal incluyen las pérdidas por propagación, desvanecimientos, Doppler spread, perfiles de delay spread, distribución del factor K, correlación espacial, acoplamiento mutuo, doble dispersión, ortogonalidad de los diagramas de radiación, pinhole o keyhole, entre otros.

El escaso número de medidas de verificación se justifica en parte por la inherente dificultad de realizar un gran número de medidas en diferentes entornos (urbano, rural, etc.) que puedan proporcionar datos estadísticamente fiables. Las pocas medidas de verificación realizadas se han concentrado casi exclusivamente en el empleo de diversidad espacial como técnica de

decorrelación de elementos radiantes, y en las pocas en las que se utiliza la diversidad de polarización o de diagrama, ésta se limita a evaluar la denominada diversidad de polarización cruzada (XPD), es decir, en evaluar la parte de la potencia de un sistema transmisor polarizado verticalmente que se recibe por un receptor polarizado horizontalmente, o de forma ortogonal entre dos polarizaciones distintas. Como ejemplo, en [Dietrich, 2001] se clasifica como diversidad de polarización el hacer variar la distancia que separa dos antenas polarizadas de forma ortogonal, un dipolo y una antena tipo big wheel, y mientras que para evaluar la diversidad espacial se toman diferentes distancias, tanto para la diversidad de polarización como para la diversidad de diagrama se selecciona un espaciado concreto. Los diferentes estudios sobre XPD se han traducido en el empleo habitual de elementos contrapolarizados en el transmisor, sustituyendo en el caso de los sistemas GSM y UMTS a la anterior técnica de diversidad espacial originalmente empleada en las estaciones base de telefonía móvil, pero no existe en la literatura científica un estudio extenso sobre el verdadero potencial de la diversidad de polarización con polarizaciones arbitrarias entre elementos.

Pero las técnicas de los elementos radiantes evolucionan a un ritmo increíble, y los habituales dipolos impresos o monopolos radiantes están siendo sustituidos por antenas más evolucionadas, como las antenas duales ranura-dipolo [Ying, 2005], las antenas bidireccionales [Akimoto, 1996] o las antenas fractales [Puente-Baliarda, 1998], haciendo que el ingeniero no pueda asumir la dominancia de una polarización concreta en el transmisor de la estación base.

De hecho, en un entorno urbano, e incluso asumiendo que el transmisor emplea polarización vertical aunque pudiese enviar diversos tipos de polarizaciones, la polarización vertical no es dominante en el receptor, y comienzan a desarrollarse técnicas que prevén el uso óptimo de la diversidad de polarización en comunicaciones móviles, haciendo uso de elementos tripolarizados o multipolarizados [Dong, 2005]. Más aún, el rol de algunos parámetros en sistemas MIMO en la práctica, como la polarización o la eficiencia de radiación, no está aún del todo claro. Algunos autores han establecido que el incrementar el número de antenas con diversidad espacial no hará aumentar de forma lineal la capacidad para usuarios en escenarios dominados por visión directa (LoS), o sea, entornos quasi-Rician, a no ser que se empleen diversos estados de polarización [Erceg, 2006][Molisch 2005], lo que ha sido apoyado por algunos [Nabar, 2002][Erceg, 2004][Wyne, 2005][Erceg, 2006] al decir que la diversidad de polarización se comporta mejor en entornos con desvanecimientos parecidos a Rician pero al mismo tiempo cuestionado por otros [Erceg, 2006], que defienden un rol menos importante de la diversidad de polarización a medida que el factor  $K$  se va pareciendo al de Rician.

Una reciente alternativa a las costosas medidas en exteriores o la incorporación, siempre sujeta a imprecisiones, de nuevos elementos de simulación es el empleo de cámaras de reverberación (RCs). Para tener en cuenta el mayor número de efectos reales posibles, las RCs han demostrado su capacidad de reproducir entornos de propagación multicamino típicamente encontrados en entornos urbanos y de interior [Rosengren, 2001a][Kildal, 2002a]. Estas cámaras de

tamaño compacto pueden validar simulaciones realizadas para esquemas de diversidad o capacidad MIMO [Kildal, 2004] donde todas las direcciones de llegada de la señal son equiprobables [Rosengren, 2001a], e incluso medir otros parámetros como la impedancia en espacio libre, eficiencia de radiación, ganancia por diversidad efectiva o sección recta-radar de absorción, entre otros [Kildal, 2002a][Kildal, 2002b][Kildal, 2002c][Kildal, 2004][Rosengren, 2001b][Rosengren, 2005][Carlberg, 2004]. El uso actual de las RCs se limita pues a la obtención de una distribución Rayleigh en amplitud y uniforme en fase con la mayor agitación de modos posible, y su tamaño limita igualmente las posibilidades sobre ángulos de elevación de las señales recibidas [Teal, 2002]. Sin embargo, una RC es un aplicador multimodo, que ha sido satisfactoriamente analizado por técnicas electromagnéticas [Hill, 1998][Hill, 2002] y estadísticas [Freyer, 1996][Corona, 1996].

Para conseguir alcanzar la máxima capacidad es necesario el empleo de la polarización con todas sus posibilidades y no solamente utilizando dos polarizaciones, además de tener en cuenta otro factor que limita la capacidad MIMO en la práctica y que en las simulaciones no se suele considerar, la eficiencia de radiación. Algunos estudios emplean la medida de parámetros S para calcular los coeficientes de correlación entre las señales recibidas por dos antenas cualesquiera en un entorno isotrópico [Hallbjörner, 2005], pero también se ha demostrado que existe una gran incertidumbre en los resultados obtenidos, en gran medida debida a las diferencias entre la eficiencia ideal y la real. En este estudio reciente [Hallbjörner, 2005] se llegaba a atribuir una

incertidumbre del  $\pm 1$  en la obtención de los coeficientes de correlación complejos ( $\rho_{rec}$ ) debida a los diagramas de radiación cuando la eficiencia de radiación considerada era del 50%. Estas desconcertantes cifras ponen sobre la mesa la necesidad de más estudios sobre este tema en particular, que se proponen en el presente trabajo.

## 2. OBJETIVOS

Tras lo comentado sobre la eficiencia, un escenario en el que se ha depositado una enorme confianza para aplicar técnicas MIMO es el escenario del terminal. Sin embargo, si tenemos en cuenta que en el terminal las antenas integradas suelen tener una baja eficiencia [Martínez-Vázquez, 2006], que para que dos ramas se consideren incorreladas se necesita que el coeficiente de correlación entre las mismas sea igual o inferior a 0.5 [Meksamoot, 2001], y la enorme incertidumbre en su cálculo al considerar la eficiencia de radiación ( $\pm 1$ ), el actual estado del arte nos lleva indefectiblemente a afirmar que no es posible obtener escenarios incorrelados en el terminal para entornos reales. Por tanto, no es posible alcanzar una GD alta o una buena capacidad MIMO con ramas MIMO ineficientes y de gran incertidumbre respecto de sus coeficientes de correlación. Resulta evidente que se necesita investigar más en este aspecto, que echaría por tierra el potencial MIMO en el receptor móvil. Para empezar, la importancia de la eficiencia de radiación en técnicas MIMO tan solo se ha estudiado mediante simulaciones [Telatar, 1999], en las que se mostraban grandes imprecisiones teóricas, pero también hay que tener en cuenta que

solamente se han simulado con la diversidad para 2 ramas y en entornos de señal isotrópicos, por lo que en el presente trabajo se plantea un estudio detallado del efecto y rol verdadero de la eficiencia de radiación en técnicas MIMO con entornos reales.

Íntimamente ligado a la eficiencia de radiación se encuentra el problema de emplear técnicas MIMO en el terminal, muy cerca del usuario. Con un volumen en el terminal para el elemento radiante cada vez más reducido [Martínez-Vázquez, 2006] y al mismo tiempo demandando de la antena un comportamiento en frecuencia más ágil y extenso, llegando a cubrir hasta 9 bandas diferentes [Meksamoot, 2001], no resulta descabellado plantearse el empleo de técnicas MIMO en el terminal móvil, como se ha comentado. En este caso, sin embargo, a las dificultades propias de los sistemas MIMO se añade la cercana presencia del usuario, que modifica la eficiencia de radiación de las antenas pero también sus diagramas de radiación, impedancia, etc. Es decir, a la inherente baja eficiencia de las antenas integradas en el terminal móvil hemos de añadir que parte de la señal se absorbe en el cuerpo humano, reduciendo aún más la eficiencia de radiación y afectando además a otros parámetros de la comunicación. Un objetivo de este trabajo es verificar si el efecto del usuario puede llegar a condicionar la técnica MIMO en el terminal en entornos reales.

En definitiva, la profusión de estudios sobre técnicas de diversidad y MIMO para sistemas móviles ha llevado al momento actual en que se necesita conocer más y mejor nuevos aspectos relacionados con los efectos que las propiedades de las antenas tienen en parámetros MIMO para entornos reales. Hay que tener



en cuenta que, por ejemplo, las primeras predicciones sobre el potencial de la polarización como técnica de diversidad alternativa a la espacial pronosticaban que la polarización aportaría como mucho la mitad de la diversidad que aportaba la espacial en entornos suburbanos [Pedersen, 1997]. Más tarde y solamente con dos ramas en diversidad se refutaba esta predicción y se igualaba el potencial de la diversidad de polarización con la diversidad espacial [Turkmani, 1995][Gasparini, 2002][Jensen, 2004].

En la situación actual, resulta esencial mejorar el conocimiento de los efectos de la eficiencia de radiación, polarización, presencia del usuario y otros parámetros de entornos reales en el comportamiento de sistemas MIMO. Es necesario determinar si el potencial MIMO se ve limitado seriamente en el escenario del terminal o en qué medida se ve afectado. Por tanto la finalidad de este trabajo que se presenta es el análisis pormenorizado de la emulación de entornos multicamino que se realiza en una RC, así como de los diferentes parámetros que en entornos realistas limitan la capacidad teórica MIMO, en particular la auténtica diversidad de polarización, la eficiencia, la presencia del usuario.

Hasta aquí, se ha introducido la problemática actual de los sistemas inalámbricos y una descripción general del contenido del trabajo, versado en la teoría general de los sistemas MIMO, que sienta las bases para poder acometer la investigación descrita en los siguientes capítulos. Se revisan los fundamentos electromagnéticos del funcionamiento de la RC, al tiempo que se plantean la extensión de las capacidades de la RC a entornos no isotrópicos y distintos del

Rayleigh. Asimismo, se investiga el efecto que tiene la reducción de la eficiencia de radiación de las antenas en los sistemas MIMO evaluando la reducción de capacidad, GD o el efecto en la correlación de esta reducción de eficiencia, entre otros parámetros. También se aborda el efecto del usuario en los sistemas MIMO evaluando las pérdidas que se producen por la interacción de éste con las antenas del terminal. A su vez, se presentan las investigaciones realizadas referentes al rol de la polarización en los sistemas MIMO actuales, introduciendo una nueva técnica desarrollada en este trabajo llamada auténtica diversidad de polarización, que tiene su patente pendiente. Además, se plantea un modelo para estimar la correlación para dipolos que se encuentren separados una cierta distancia y girados un cierto ángulo, es decir, dipolos que apliquen la técnica de auténtica diversidad de polarización. Esta estimación es válida para entornos isotrópicos Rayleigh como el de la RC. Finalmente se plantean las conclusiones y líneas futuras que se han extraído de la realización de este trabajo, terminando con la disseminación de resultados en revistas y congresos.

En el anexo A se presentan las referencias expuestas en esta tesis, en el anexo B se presentan copias de los correos electrónicos de aceptación de las publicaciones de que consta la tesis, y en el anexo C se presentan documentos acreditativos del índice de impacto de las publicaciones incluidas en la tesis.

# **3. THE ROLE OF POLARIZATION DIVERSITY FOR MIMO SYSTEMS UNDER RAYLEIGH-FADING ENVIRONMENTS**

## **3.1. Resumen**

Las técnicas de diversidad de polarización no han recibido tanta atención como otras debido a la significativa diferencia en nivel de señal medio entre las ramas co-polarizada y cross-polarizada cuando se transmite una polarización. Sin embargo, los sistemas MIMO donde el desvanecimiento multicamino está correlado sólo parcialmente podrían usar diversidad de polarización para proporcionar una alta ganancia por diversidad. En este trabajo, se evalúa el funcionamiento de la diversidad de polarización progresiva (auténtica) para sistemas MIMO 3x3 bajo entornos de desvanecimiento Rayleigh mediante simulaciones y medidas en una cámara de reverberación. Se encontró que la verdadera diversidad de polarización es tan significativa como la diversidad espacial en cuanto a la mejora de la ganancia por diversidad, y por tanto, de la

capacidad del sistema MIMO. Esto es especialmente interesante para esquemas de volumen limitado donde no se puede explotar todo el potencial de las técnicas de diversidad espacial, como terminales inalámbricos.

### 3.1.1. Introducción

Hasta ahora se ha obtenido mejoras usando la técnica de diversidad de polarización en sistemas inalámbricos mediante el uso de una polarización ortogonal a la existente, en el transmisor ( $T=2$ ) que proporciona un canal decorrelado al ya existente. Para evaluar la diversidad de polarización se utiliza una antena linealmente polarizada y orientada aleatoriamente. Consecuentemente, el parámetro que se suele evaluar es el factor de discriminación de polarización cruzada (XPD), obteniéndose coeficientes de correlación bajos [Lempiainen, 1998]. Debido a la significativa diferencia existente en el nivel medio de señal recibida entre las diferentes polarizaciones ortogonales cuando se transmite con una determinada polarización, los investigadores han puesto mucho más énfasis en el estudio de la diversidad espacial. En la práctica es necesario que exista al menos una distancia de separación de  $20\lambda$  en horizontal y  $15\lambda$  en vertical para conseguir canales decorrelados en entornos exteriores, por lo que el uso de la diversidad de polarización como método para obtener canales decorrelados está cobrando interés. El uso de polarizaciones ortogonales de  $\pm 45^\circ$  esta dando resultados similares al uso de diversidad espacial con dos elementos, por lo que no es de extrañar que sistemas comerciales como GSM y UMTS incorporen en breve esta nueva tecnología. Se han realizado estudios evaluando la combinación de

diversidad espacial con diversidad de polarización para dos antenas que pueden encontrarse en [Cho, 1998]. Recientemente, una combinación de antenas en forma triaxial ha sido propuesta en [Tumbuka, 2005], obteniéndose resultados contradictorios.

En los escenarios de comunicaciones móviles, donde existen múltiples reflexiones, el comportamiento del canal puede diferir en función del tipo de desvanecimiento que ocurra en el canal, partiendo de esta teórica desventaja se puede obtener mayores capacidades ergódicas que para el caso de la existencia de canales independientes [Oestges, 2004a]. Por tanto los estudios anteriores realizados para canales independientes con diferentes estados de polarización ortogonal no se pueden generalizar para el caso de polarizaciones arbitrarias para esquemas genéricos de Transmisor-Receptor MIMO.

Los sistemas MIMO pueden alcanzar casi toda su capacidad máxima sin necesidad de que las señales estén completamente decorrelacionadas, por tanto es posible utilizar más de dos polarizaciones ortogonales de manera eficiente [Waldschmidt, 2003]. El potencial de la autentica diversidad de polarización donde cualquier polarización de la antena puede ser utilizada, no se encuentra estudiado en profundidad en la literatura y es necesario profundizar sobre el tema [Narayanan, 2004].

En este trabajo, se investiga el rol de la autentica diversidad de polarización para sistemas MIMO, en escenarios con desvanecimiento tipo Rayleigh a través de simulaciones y medidas realizadas en cámara de reverberación. La autentica diversidad de polarización ofrece la posibilidad de combinarla con diversidad

espacial o de frecuencia ofreciendo ventajas para sistemas que puedan estar restringidos por espacio o ancho de banda. Por este motivo los resultados presentados en este trabajo son de vital importancia para el desarrollo de sistemas MIMO que combinen distintas técnicas de diversidad.

### **3.1.2. Simulaciones y medidas**

Para la realización de las simulaciones se ha empleado la cámara de reverberación RC800 ubicada en uno de los laboratorios de la Universidad Politécnica de Cartagena (UPCT). La cámara de reverberación tiene por dimensiones  $0.8\text{m} \times 1\text{m} \times 1.6\text{m}$  y está equipada con 2 agitadores situados en el techo y en una de las paredes de la cámara y una plataforma giratoria donde se coloca el elemento bajo prueba. Dentro de la cámara hay tres antenas situadas en los siguientes puntos: la primera en el techo, la segunda en un lateral de la cámara y la tercera en el lateral contiguo. Por tanto se puede generar artificialmente un entorno multicamino en el que se pueden realizar medidas para terminales móviles. Mediante el procesado de los parámetros S que se han obtenido en la cámara de reverberación procedentes del sistema formado por las tres antenas de la cámara y el array bajo prueba puede obtenerse una la estimación de los coeficientes de la matriz del canal (H) simulado.

La ganancia por diversidad puede ser calculada utilizando diversos algoritmos: el más sencillo es el que selecciona cada vez la mejor señal, llamado de selección combinada (SC), otro algoritmo conocido es el de combinación de máximo ratio (MRC) que utiliza pesos proporcionales a la SNR, por último se cita el que combina todos con igual peso (EGC). La ganancia por diversidad se obtiene

procesando todas las muestras de los parámetros  $S$  medidos para cada antena receptora y evaluando estas muestras a través de la función de probabilidad acumulada:

$$h_{mn} = \frac{S_{mn} \sqrt{e_{ref} (1 - |\bar{S}_{mn}|^2)}}{T_{ref}} \quad (3.1)$$

donde  $m$  es el número de antena transmisora,  $n$  es el número de antena receptora,  $T_{ref}$  es la función de transferencia de la cámara la antena de referencia y  $e_{ref}$  es la eficiencia de radiación de la antena de referencia.

Todas las medidas realizadas en la cámara RC800 se han hecho con 25 posiciones de la plataforma giratoria y por cada posición de la plataforma giratoria los agitadores tenían dos posiciones distintas de 15 posibles para cada uno de ellos. Se tomaron 100 frecuencias distintas centradas en 900 MHz y con un ancho de banda total de 50 MHz, es decir existía una separación entre muestras de 0.5 MHz. Por tanto por cada combinación de antena receptora transmisora se tomaron  $25 \times 2 \times 100 = 5000$  muestras distintas. El array de recepción estaba formado por 3 dipolos cuya frecuencia central es de 900 Mhz. Los 3 dipolos fueron colocados siguiendo el esquema de autentica diversidad de polarización que se muestra en la figura 3.1.

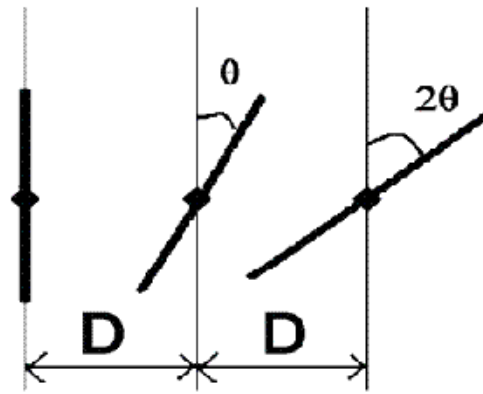


Figura 3.1. Geometría del escenario analizado

La ganancia por diversidad fue evaluada a través de la aplicación del algoritmo de selección combinada entre las tres antenas receptoras que fueron girándose sobre su eje transversal de manera consecutiva consiguiendo una separación angular progresiva. Los resultados obtenidos fueron comparados con los resultados procedentes de separar las antenas espacialmente, es decir, se realizó una comparación entre técnicas de autentica diversidad de polarización y diversidad espacial. Esta comparativa se realizo siempre dentro del entorno de desvanecimiento Rayleigh que emula la cámara de reverberación. En el lado del transmisor se puede considerar que la correlación entre antenas es cero ya que se encuentran separadas más de  $10\lambda$  y tienen polarizaciones distintas. La figura 3.2 muestra una comparativa entre la diversidad de polarización y la diversidad espacial para 20 sistemas MIMO de  $3 \times 3$ . En el eje Y se muestra en un lado la separación espacial normalizada  $D$  ( $d/\lambda$ ) y en el otro se muestra la separación angular, mientras que en el eje X se muestra la ganancia por diversidad obtenida para el sistema con  $T=3$  y  $R=3$ . En esta gráfica se observa claramente que se pueden obtener los mismos resultados de ganancia por diversidad mediante el empleo de las dos técnicas. Como ejemplo mencionemos que una



separación espacial de aproximadamente  $0.12\lambda$  equivale a una separación angular de aproximadamente  $36^\circ$  para los sistemas MIMO bajo evaluación.

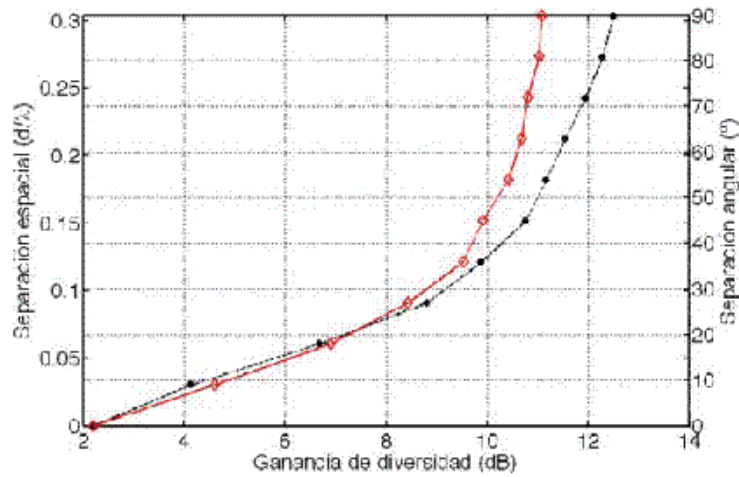


Figura 3.2. Separación espacial  $D$  ( $d/\lambda$ ) y separación angular  $d\theta$  ( $^\circ$ ) vs. ganancia por diversidad medida para  $T=3$ ,  $R=3$

Con objeto de evaluar todo el potencial derivado de la combinación de estas dos técnicas de diversidad, las medidas de ganancia por diversidad fueron realizadas para tres dipolos receptores separados espacial y angularmente. La figura 3.3 muestra las medidas de ganancia por diversidad en función de la separación angular  $d\theta$  dejando la separación espacial como parámetro. De manera similar en la figura 3.4 se muestran las medidas de ganancia por diversidad en función de la separación espacial dejando separación angular como parámetro. Como era de esperar, la combinación ambas técnicas produce un aumento en la ganancia por diversidad. Cuando la separación espacial es grande, el efecto de la separación angular sobre la ganancia por diversidad es mínimo. De igual forma ocurre pero al contrario cuando la separación angular es grande. Este fenómeno sugiere que el uso de las técnicas de diversidad combinadas empleando valores no muy altos tanto para la separación espacial

como para la separación angular representa el método más eficiente para optimizar la ganancia por diversidad.

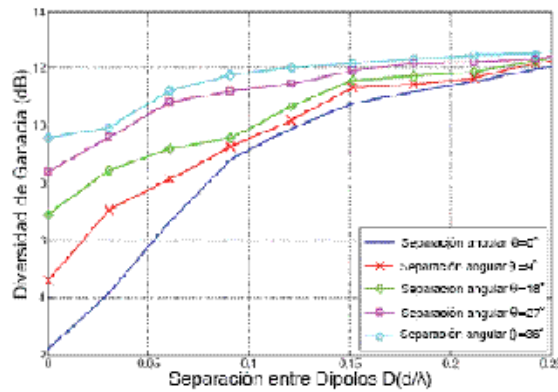


Figura 3.3. Ganancia por diversidad medida vs. separación entre dipolos  $D(d/\lambda)$  con separación angular  $d\theta(^{\circ})$  como parámetro y  $T=3, R=3$

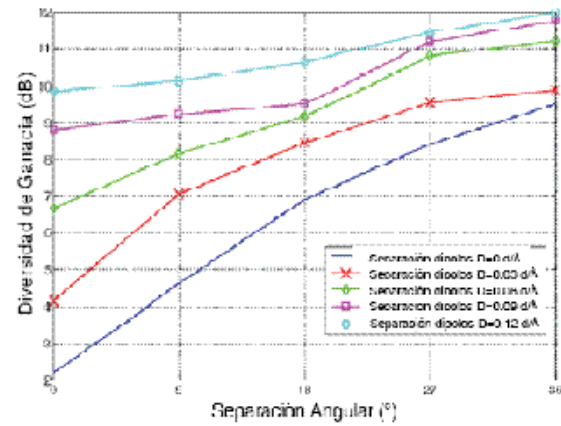


Figura 3.4. Ganancia por diversidad medida vs. separación angular  $d\theta(^{\circ})$  con separación entre dipolos  $D(d/\lambda)$  como parámetro y  $T=3, R=3$ .

### 3.1.3. Comparación entre sistemas

En este apartado se van a comparar las medidas de ganancia por diversidad y capacidad MIMO tomadas en dos escenarios diferentes con el objetivo de probar el funcionamiento de la autentica diversidad de polarización cuando se usa en combinación con la diversidad espacial. En el escenario A solamente se emplea la diversidad espacial. Para el escenario B se hace uso de una combinación de ambas técnicas de diversidad (espacial y angular) colocando los dipolos en la disposición que se muestra en la figura 3.1. Observando la figura 3.5 es fácil darse cuenta que emplear la diversidad de polarización auténtica (diversidad espacial y angular) con una separación entre antenas  $D = 0.05 d/\lambda$  (línea roja) es aproximadamente equivalente a utilizar un array con una separación entorno a  $0.25 d/\lambda$  (línea amarilla) para el caso de emplear únicamente diversidad espacial. En otras palabras, la autentica diversidad de

polarización puede ayudar a reducir la distancia entre antenas permitiendo distancias del orden de  $0.05 d/\lambda$  en lugar de  $0.25 d/\lambda$  obteniéndose en ambos casos el mismo valor de ganancia por diversidad empleando la técnica de combinación de selecciones de diversidad (SC).

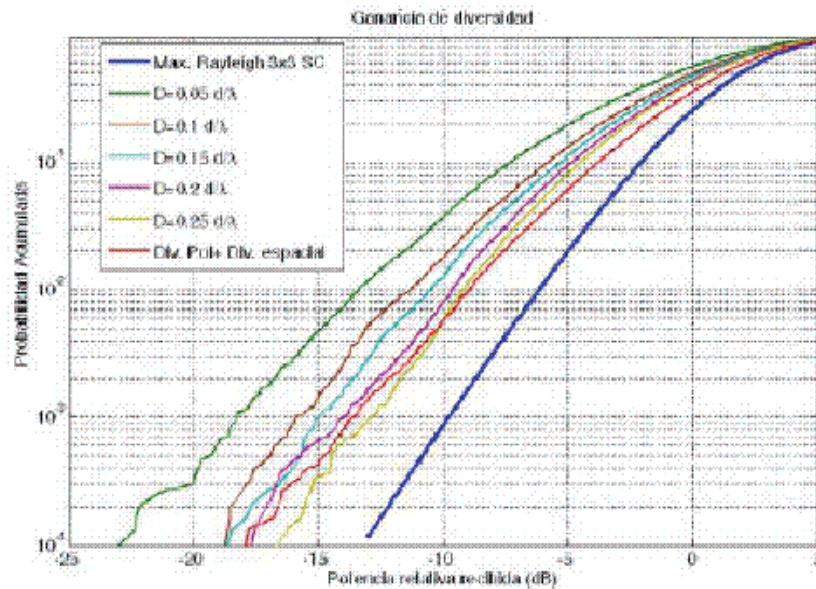


Figura 3.5. Diversidad de ganancia medida vs potencia relativa recibida para diferentes sistemas con  $n^\circ$  antenas=3

Además, unos buenos resultados obtenidos para la ganancia por diversidad no garantizan un buen funcionamiento del método cuando el parámetro para evaluar las prestaciones del sistema es la capacidad del sistema MIMO. Por este motivo, también se realizaron medidas de capacidad MIMO, para evaluar el comportamiento de las técnicas de diversidad de polarización autentica usando dicha capacidad como un parámetro de evaluación. El resultado de estas pruebas se resume en la figura 3.6. Cuando se usa la capacidad MIMO como parámetro de evaluación del funcionamiento no se obtienen tan buenos resultados como para la ganancia por diversidad, a pesar de lo cual se sigue alcanzando una reducción de la longitud del array bastante considerable. La

capacidad obtenida para un esquema 3x3 MIMO sin usar la diversidad de polarización con una distancia entre antenas entre  $0.15 d/\lambda$  (línea amarilla) y  $0.2 d/\lambda$  (línea verde) es aproximadamente igual a la capacidad obtenida para el mismo esquema pero empleando en este caso la diversidad de polarización y situando las antenas con una separación de  $0.05 d/\lambda$  (línea roja). Por tanto se ha conseguido una reducción del volumen al utilizar técnicas de diversidad de polarización autentica.

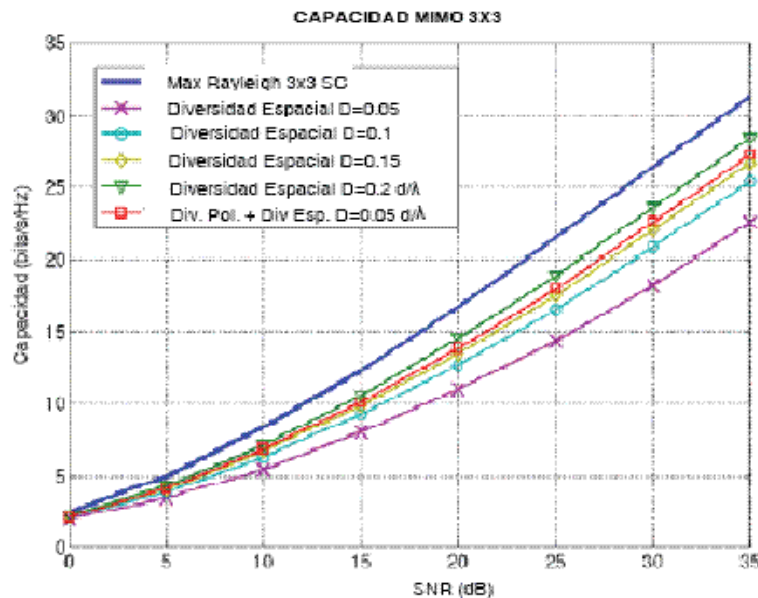


Figura 3.6. Capacidad MIMO medida frente a relación señal ruido para diferentes sistemas con  $T=3$ ,  $R=3$ .

### 3.1.4. Conclusiones

En este trabajo se ha investigado sobre las posibilidades que ofrece el uso combinado de las técnicas de diversidad espacial y diversidad de polarización aplicadas en ambos extremos de la comunicación para un sistema 3x3 MIMO. Los resultados obtenidos demuestran que el uso combinado de ambas técnicas de diversidad permite reducir el volumen ocupado por los elementos de transmisión y recepción sin que el rendimiento del sistema MIMO se vea

afectado cuando se usan esquemas donde el número de transmisores o receptores es mayor que dos. Esta posibilidad de poder reducir el volumen resulta especialmente interesante para el caso de terminales móviles donde el espacio es limitado y el uso de las técnicas de diversidad espacial se encuentra limitado por las reducidas dimensiones de los terminales.

# The Role of Polarization Diversity for MIMO Systems Under Rayleigh-Fading Environments

Juan F. Valenzuela-Valdés, Miguel A. García-Fernández, Antonio M. Martínez-González, and David Sánchez-Hernández, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—Polarization diversity techniques have not received as much attention as others due to the significant difference in mean signal level between copolarized and cross-polarized branches when one polarization is transmitted. However, multiple-input–multiple-output (MIMO) systems where the multipath fading is only partially correlated could use polarization diversity to provide a high diversity gain. Hence there is a need to fully understand the role of true polarization diversity in such systems. In this letter, progressive (true) polarization diversity performance for  $3 \times 3$  MIMO systems under Rayleigh-fading environments is evaluated through simulations and measurements. True polarization diversity was found to be as significant as spatial diversity at improving diversity gain, and hence MIMO system capacity.

**Index Terms**—Diversity gain, multiple-input–multiple-output (MIMO) systems, polarization diversity.

## I. INTRODUCTION

**P**OLARIZATION diversity, early applied to HF, radar, and imaging systems, has demonstrated its potential for improving the capacity of wireless communications systems, despite some disappointing premature predictions [1]. The improvement is typically granted by an additional decorrelated channel provided by a polarization state made orthogonal to the existing one, usually at the transmitting end ( $T = 2$ ). A randomly orientated linearly-polarized antenna is also typically used at the receiver ( $R = 1$ ) for evaluating polarization diversity. Consequently, the cross-polarization discrimination (XPD) factor is the usual evaluating parameter, with low correlation coefficients being achieved even in NLOS situations [2]. Due to the significant difference in mean received signal level between copolarized and cross-polarized branches when one polarization is transmitted, considerably more attention has been paid to spatial diversity. The (de)coupling effect between different polarizations is a complex mechanism to be simulated, which has also limited true polarization diversity research. Yet, since at least 20 $\lambda$  horizontal and 15 $\lambda$  vertical separation distances are required for efficient spatial outdoor diversity in practice, polarization diversity has recently gained attraction. The use of vector antennas which can respond to more than one component and/or

polarization states of the EM field through collocation instead of more voluminous spatially separated arrays can provide equivalent channel capacity increase [3]. The  $-45^\circ$  slanted polarization diversity combination was found to perform just as good as the spatial polarization diversity with two elements, and commercial systems like GSM and UMTS soon switched to this new technique. Some combinations of two-branch polarization and spatial diversity have also been reported [4]. Recently, a triaxial combination of polarization and pattern diversity has also been proposed [5], with some contradicting results.

In mobile communications scenarios, however, multiple scattering may not be sufficient for a given polarization to decouple half its power into the orthogonal polarization [6]. Channel behavior is therefore different for different polarization states [6] and fading cross-correlations may even increase the ergodic capacity beyond the case of independent channels [7]. Hence, diversity research results based upon orthogonal polarization states cannot be generalized to arbitrary (true) polarization states for more general TxR MIMO systems. On the other hand, MIMO systems do not require perfectly uncorrelated signals to perform near full capacity, and more than two orthogonal polarizations could be used efficiently [8]. Yet, the full potential of true polarization diversity where any polarization state could be employed is not fully addressed in the literature and requires more research [9].

In this letter, the role of true polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading scenarios is investigated through simulations and measurements in a reverberation chamber. Since true polarization diversity can be successfully combined to other diversity schemes, which could be limited due to spatial or coherent bandwidth restrictions, the results presented in this paper are of particular importance for future diversity-combined MIMO systems.

## II. SIMULATION AND MEASUREMENTS

The multipath environment can be generated artificially in a reverberation chamber fed by wall-mounted antennas, which thereby provides a statistically repeatable laboratory-produced environment for characterizing mobile terminals and antennas, well described in the literature. The processed S-parameters represent estimates of the matrix  $H$  of multipath communication channels set up between the wall antennas and the MIMO array inside the chamber. Apparent diversity gain for the selection combining (SC) or maximal ratio combining (MRC) techniques is obtained from the processed S-parameters by evaluating the

Manuscript received September 5, 2006; revised November 15, 2006. This work was supported in part by *Fundación Séneca*, the R&D coordinating unit of the Autonomous Region of Murcia (Spain) under project reference 210SSU0033. The authors wish to thank *Bluewin AB* for its generous educational discounting.

The authors are with the Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena E-30202 Spain (e-mail: david.sanchez@upct.es; http://www.gimre.upct.es).

Digital Object Identifier 10.1109/LAWP.2006.889552

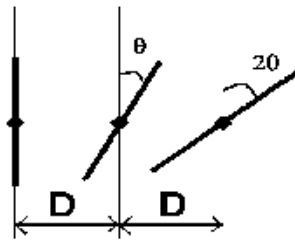


Fig. 1. Geometries of analyzed MIMO scenarios.

cumulative probability distributions of the measured channel samples received at each MIMO array antenna

$$h_{m,n} = \frac{S_{\text{ant}} \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}} (1 - |\bar{S}_{\text{ant}}|^2)}{T_{\text{ref}}} \quad (1)$$

where  $m$  is the index for the transmitting antenna,  $n$  is the index for the receiving antenna,  $T_{\text{ref}}$  is the net chamber transfer function for the reference antenna and  $\epsilon_{\text{ref}}$  is its radiation efficiency. The effective diversity gain is the increase from the reference level to the combined signal that is observed at the 1% probability level.

All measurements illustrated in this paper have been performed with the RC800 reverberation chamber by Bluetest AB, with dimensions of 0.8 m × 1 m × 0.6 m, three wall-mounted transmitting antennas, 25 platform stirring positions, two mechanical stirrers with 15 different positions for each platform position and 100 MHz frequency stirring. Measurements were performed at 900 MHz and 3 dipoles were used as receiving MIMO array antennas following the setup depicted in Fig. 1.

SC diversity gain increments were evaluated by rotating a certain angle an antenna with regard to a contiguous one, namely, by applying a progressive angular separation between elements, and compared to measured SC spatial diversity performance and their simulated MIMO Rayleigh-fading channels counterparts. Polarization diversity was applied at both transmitting and receiving ends.

Fig. 2 illustrates a comparison between spatial and polarization diversity for 20 different measured 3 × 3 MIMO systems, showing wavelength-normalized spatial separation  $D$  ( $d/\lambda$ ) and angular separation  $d\theta$  ( $^\circ$ ) versus measured diversity gain with  $T = 3$  and  $R = 3$ . From this figure it is clearly observed that an equivalence scenario is obtained for the two diversity techniques. As an example, a spatial separation of  $\sim 0.12\lambda$  is equivalent to an angular separation of  $\sim 36^\circ$  for the 3 × 3 MIMO systems under evaluation.

In order to evaluate the full potential of combined-diversity techniques, SC diversity gain measurements were performed for three receiving dipoles separated by both an angular and a spatial separation. Fig. 3 shows the measured diversity gain versus angular separation ( $d\theta$ ) with spatial separation  $D$  as a parameter. As expected, the combination of both spatial and polarization diversity provided increased diversity gain with only three elements in the array. When the spatial separation is large, the angular separation can hardly improve the diversity gain. Similarly, when the angular separation is large, the spatial separation can barely improve the diversity gain. This suggests that a

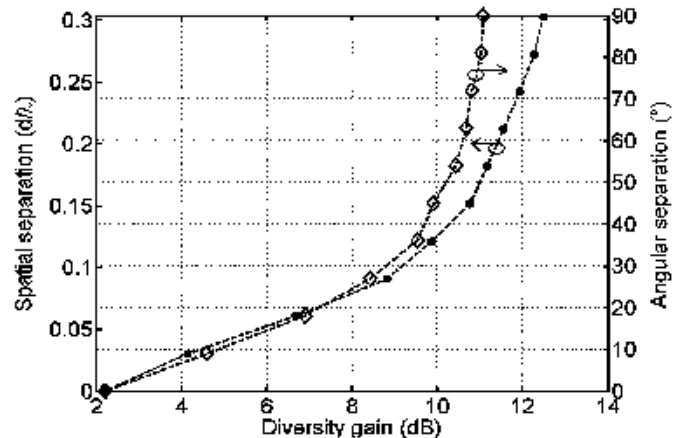


Fig. 2. Spatial separation  $D$  ( $d/\lambda$ ) and angular separation  $d\theta$  ( $^\circ$ ) versus measured diversity gain with  $T = 3$ ,  $R = 3$ . ---○--- Angular separation ( $^\circ$ ) with  $D = 0$ ; ---●--- Spatial separation ( $d/\lambda$ ) with  $d\theta = 0$ .

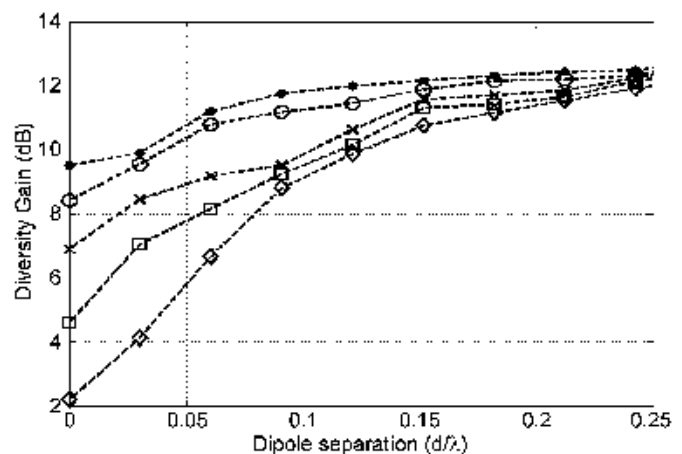


Fig. 3. Measured diversity gain versus Dipole separation  $D$  ( $d/\lambda$ ) with angular separation  $d\theta$  ( $^\circ$ ) as a parameter and  $T = 3$ ,  $R = 3$ . ---○---  $d\theta = 0$ ; ---□---  $d\theta = 9$ ; ---×---  $d\theta = 18$ ; ---◇---  $d\theta = 27$ ; ---●---  $d\theta = 36$ .

good combination of the two diversity techniques with both low spatial and angular separation values represents the most efficient method for optimum diversity performance for the same reduced available volume.

### III. CONCLUSION

The full potential of spatial and true polarization diversity obtained in a set of rotational linearly polarized elements in both transmitting and receiving ends of 3 × MIMO systems has been investigated. Measured results have demonstrated that spatial diversity can provide considerable gain to a MIMO system. We have also demonstrated that polarization diversity is equally important and particularly interesting for volume-limited schemes where the full potential of spatial diversity techniques cannot be exploited.

Future research should concentrate on more general TxR MIMO systems, system capacity and diverse fading environments to investigate the full capabilities of rotational polarization diversity schemes and combined-diversity methods.

## REFERENCES

- [1] M. S. Smith and L. Neal, "A comparison of polarization and space diversity for indoor propagation at 900 MHz," in *Proc. 2nd Int. Conf. Universal Personal Communications: Gateway to 21st Century*, vol. 1, Oct. 1993, pp. 74–78.
- [2] J. J. A. Lempiainen and J. K. Laiho-Steffens, "The performance of polarization diversity schemes at a base station in small/micro cells at 1800 MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 3, pp. 1087–1092, Aug. 1998.
- [3] A. S. Konanur, K. Gosalia, S. H. Krishnamurthy, B. Hughes, and G. Lazzi, "Increasing wireless channel capacity through MIMO systems employing co-located antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 6, pp. 1837–1844, Jun. 2005.
- [4] K. Cho, T. Hori, and K. Kagoshima, "Effectiveness of four-branch height and polarization diversity configuration for street microcell," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 6, no. 6, pp. 776–781, Jun. 1998.
- [5] M. C. Tumbuka and D. J. Edwards, "Investigation of tri-polarized MIMO technique," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 3, pp. 137–138, Feb. 2005.
- [6] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 177–186, Aug. 1990.
- [7] C. Oestges and A. J. Paulraj, "Beneficial impact of channel correlations on MIMO capacity," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 10, pp. 606–608, May 2004.
- [8] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, T. Fügen, and W. Wiesbeck, "Measurements and simulations of compact MIMO-systems based on polarization diversity," in *Proc. IEEE Topical Conf. Wireless Commun. Technol.*, 2003, pp. 284–285.
- [9] R. M. Narayanan, K. Alanassov, V. Stoiljkovic, and G. R. Kadambi, "Polarization diversity measurements and analysis for antenna configurations at 1800 MHz," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 7, pp. 1795–1810, Jul. 2004.



# **4.** *THE INFLUENCE OF EFFICIENCY ON RECEIVE DIVERSITY AND MIMO CAPACITY FOR RAYLEIGH-FADING CHANNELS*

## **4.1. Resumen**

### **4.1.1. Consideraciones preliminares**

Algunos estudios recientes han subrayado la importancia de la eficiencia de radiación para calcular los coeficientes de radiación entre señales recibidas por cualesquiera dos antenas empleando medidas simples de parámetros S en unos entornos isotrópicos como el que se reproduce en la RC [Hallbjörner, 2005]. Se ha demostrado que existe una gran incertidumbre en los resultados obtenidos, en gran medida debida a las diferencias entre la eficiencia ideal y la real. En un estudio reciente [Hallbjörner, 2005] se llegaba a atribuir una incertidumbre del  $\pm 1$  en la obtención de los coeficientes de correlación complejos ( $\rho_{rec}$ ) debida a los diagramas de radiación cuando la eficiencia de radiación considerada era del

50%. Si tenemos en cuenta que en el terminal las antenas integradas suelen tener una baja eficiencia [Martínez-Vázquez, 2006], que  $\rho_{rec}$  siempre se encuentra dentro del círculo unidad, que para que dos ramas se consideren incorreladas se necesita que el coeficiente de correlación entre las mismas sea igual o inferior a 0.5 [Meksamoot, 2001], y la enorme incertidumbre en su cálculo al considerar la eficiencia de radiación ( $\pm 1$ ), en realidad estaríamos diciendo que para entornos MIMO reales, es decir, teniendo en cuenta entre otros parámetros la eficiencia de radiación, el actual estado del arte nos lleva indefectiblemente a afirmar que no es posible obtener escenarios incorrelados en el terminal. Por tanto, no sería posible alcanzar una ganancia por diversidad (GD) alta o una buena capacidad MIMO con ramas MIMO ineficientes y de gran incertidumbre respecto de sus coeficientes de correlación. Resulta evidente que se necesita investigar más en este aspecto, que echaría por tierra el potencial MIMO en el receptor móvil. Para empezar, la importancia de la eficiencia de radiación en técnicas MIMO tan solo se ha estudiado mediante simulaciones [Telatar, 1999], en las que se mostraban grandes imprecisiones teóricas, pero también hay que tener en cuenta que solamente se han simulado con la diversidad para 2 ramas y en entornos de señal isotrópicos en [Hallbjörner, 2005], por lo que en el presente trabajo de investigación se ha planteado un estudio detallado del efecto y rol verdadero de la eficiencia de radiación en técnicas MIMO con entornos reales.

Parte de los motivos por los que no se ha estudiado en profundidad este efecto se debe a que los diseñadores MIMO no necesitan disponer de canales

completamente decorrelados para obtener altas capacidades MIMO, sino que incluso con correlaciones de hasta 0.5 se puede operar sistemas MIMO cerca de la capacidad plena, al menos en teoría y para canales Rayleigh [Kang, 2006a][Chiani, 2003]. Para ello es necesario disponer de una información del estado de canal (Channel State Information o CSI en inglés) perfecta en el receptor o una potencia recibida en cada antena similar, o lo que es lo mismo, que no existan canales débiles. Esto es sin embargo difícil de conseguir en la práctica con la amplia variedad de canales de propagación existentes.

Finalmente, será necesario evaluar el grado de validez de la limitación consensuada a nivel mundial sobre el número de antenas receptoras ( $R$ ) MIMO

respecto del número de transmisoras ( $T$ ), o lo que es lo mismo, la relación  $\beta = \frac{T}{R}$

cuando están presentes efectos reales como la eficiencia de radiación. Hasta ahora se asume, en condiciones de limitación de ruido y sin tener en cuenta la eficiencia de radiación, que a pesar de las fórmulas ergódicas de capacidad MIMO indicando que éste crece con el número de antenas, el incremento adicional de capacidad al hacer  $R > T$  es insignificante [Lozano, 2002]. Es decir, que no tiene sentido tener más antenas receptoras que transmisoras en un sistema MIMO ideal, y que aumentar  $R$  puede tener un efecto sobre la GD, pero no sobre la capacidad MIMO [Shin, 2003]. Por tanto, aumentar  $R$  sería más importante para desvanecimientos planos en frecuencia, que son típicamente aquellos de banda estrecha donde las distancias de propagación son de varios kilómetros y aquellos de banda ancha con pequeños retrasos, es decir, pico o microcélulas [Dietrich, 2001]. Será necesario pues evaluar la capacidad MIMO

en entornos reales con diferentes eficiencias de radiación para comprobar la veracidad y validez de esta fórmula en entornos reales, ya que precisamente en [Lozano, 2002] y [Shin, 2003] se indican algunas limitaciones a esta fórmula que no han sido comprobadas en la literatura científica. El hecho de que exista un área de dispersión entorno a la agrupación MIMO y una variación angular bastante grande ( $360^\circ$ ) en las simulaciones realizadas para validar la fórmula, y que en entornos reales la presencia del usuario reduce la variación angular [Pedersen, 1997] y la dispersión dependerá de cada canal y de la frecuencia tendrá como veremos sus consecuencias.

En consecuencia con lo anterior, el diseñador MIMO no puede esperar que la capacidad MIMO no se vea afectada por los cambios en la eficiencia de radiación o en los coeficientes de correlación para sistemas generales  $m \times n$  MIMO, en los que aun se necesitan precisas predicciones de los coeficientes de correlación para entornos de propagación reales. Esta precisión en los coeficientes nos lleva a fórmulas precisas de predicción de capacidad MIMO, en particular en el extremo del receptor móvil. Esto es debido a la inherente proximidad al mismo del usuario y a los típicamente bajos valores de las eficiencias de radiación de las antenas integradas en un volumen reducido [Martínez-Vázquez, 2006]. Además, solamente con los coeficientes de correlación no se valoran todos los aspectos del comportamiento MIMO ya que la capacidad del canal depende de cada realización instantánea de la matriz de canal, la dispersión angular disponible y no solamente las propiedades de correlación promediadas [Loyka, 2002][Jensen, 2004].

A pesar de estas consideraciones, y aunque existe una gran variedad de estudios sobre técnicas de diversidad, es precisamente esta intensa actividad investigadora sobre MIMO la que ha identificado nuevos problemas y elementos de valoración sobre el efecto de las propiedades de las antenas reales en el comportamiento MIMO. Si tenemos en cuenta que, a pesar de las predicciones iniciales de una diversidad de polarización que podría ser como mucho la mitad de eficiente que la espacial para entornos suburbanos [Pedersen, 1997], refutadas únicamente con dos ramas de diversidad [Turkmani, 1995] y recientemente mejorada sobre la espacial para el escenario del terminal móvil [Gasparini, 2002], parece esencial mejorar el actual conocimiento sobre los efectos que la eficiencia de radiación y otros parámetros de antena tienen en el comportamiento de los sistemas MIMO. Igualmente importante resulta conocer si estos efectos pudiesen hacer que fuese inviable plantearse obtener canales MIMO incorrelados en el escenario del terminal móvil, de forma que se pudiese iluminar de alguna forma el camino hacia la aún desconocida configuración y topología MIMO óptima concreta en un escenario concreto y para un volumen dado que maximice la capacidad MIMO [Jensen, 2004].

En este trabajo se estudiará pues el complejo rol de la eficiencia de radiación y su efecto en la GD efectiva y capacidad MIMO para sistemas más generales  $n_T \times n_R$  MIMO en entornos tipo Rayleigh mediante simulaciones y medidas en la RC. Se tratará de aislar los efectos debidos a la eficiencia de radiación de aquellos debidos al acoplamiento mutuo [Jensen, 2004] para una mejor

comprensión e identificación de los mismos. Mediante el estudio detallado del efecto de la eficiencia de radiación se podrá, con las combinaciones adecuadas, estudiar el efecto estadístico preciso de una o unas combinaciones de usuarios, posiciones y acoplamientos concretos. Como veremos en este trabajo, del estudio detallado del efecto de la eficiencia de radiación como un parámetro presente en entornos MIMO reales, pero rara vez tenido en cuenta, se extraerán interesantes conclusiones que cuestionarán algunos de los axiomas hasta ahora existentes para los sistemas MIMO.

#### **4.1.2. Modelado teórico y método de simulación**

##### **A. Eficiencia de radiación efectiva**

La importancia de la eficiencia de radiación en el estudio de los sistemas MIMO ha sido relativizada en la literatura científica. En [Ogawa, 2001a], por ejemplo, se estudió la importancia de la eficiencia de radiación en la diversidad en recepción para dos elementos radiantes simples orientados en forma copolar y contrapolar. La diversidad con tres ramas a 5.2 GHz se estudió en [Karaboikis, 2003], diseñando y fabricando elementos radiantes complementarios con bajos coeficientes de correlación ( $<0.12$ ) y eficiencias superiores al 50%, concluyendo los autores que la diversidad en recepción cuando se emplea un número relativamente alto de antenas en un volumen reducido es aún una línea de investigación abierta. Los resultados preliminares proporcionaban un papel importante a la eficiencia de radiación y al acoplamiento mutuo, papel que además es complejo.

B. Ganancia de diversidad con eficiencia de radiación

Un parámetro típico que se emplea para evaluar el sistema MIMO es el MEG (Mean Effective Gain, en inglés), que consiste en obtener la potencia media recibida por la antena en una ruta aleatoria [Ogawa, 2001b] dentro del entorno de propagación multicamino referida a la suma de potencias medidas incidentes en dos antenas polarizadas de forma isotrópica y ortogonal, es decir, la potencia total incidente media promediada sobre la misma ruta de la forma,

$$MEG = \frac{P_{rec}}{P_1 + P_2} \quad (4.1)$$

donde la ratio XPD resulta ser  $P_1/P_2$  y  $P_{rec}$  es la potencia recibida en una de las polarizaciones. Existen varias definiciones de la GD, que varían en función de qué referencia se tome como elemento único o antena única, dado que GD es la mejora que se obtiene al utilizar varias antenas en lugar de usar la antena de referencia. En el caso de la ganancia de diversidad aparente (Apparent Diversity Gain o ADG en inglés) la referencia es la rama o antena que proporciona una señal más fuerte, mientras que para la ganancia de diversidad efectiva (EDG) (Effective Diversity Gain o EDG en inglés) la referencia es la antena de calibración, lo que permite eliminar las discrepancias que se obtienen entre las simulaciones y las medidas debidas a la reducción de eficiencia de radiación y por tanto de GD que depende del espaciado [Kildal, 2002a].

Se puede decir que los estudios sobre GD donde de alguna forma, aunque no sistematizada, se ha incluido la eficiencia de radiación presentan resultados contradictorios. Mientras que en [Ogawa, 2001a] se observó una reducción de la



eficiencia cuando el usuario estaba presente y esto se trasladó a un aumento importante de la ganancia efectiva media (Mean Effective Gain o MEG en inglés), tanto para una antena whip en  $\lambda/4$  como para una antena tipo PIFA en  $\lambda/2$ , pero no tan importante para una antena tipo PIFA en  $\lambda/4$ , (fundamentalmente atribuido a un cambio en la dirección de las ondas incidentes), en [Meksamoot, 2001] por el contrario la MEG se redujo a la mitad cuando la parte superior del cuerpo humano estaba presente, tanto para antenas tipo monopolo como para antenas tipo PIFA, y tanto vertical como horizontalmente polarizadas. De forma igualmente contradictoria en [Fletcher, 2003] se dice que es necesario reducir el acoplamiento mutuo para minimizar la correlación entre elementos de una agrupación MIMO y obtener por tanto buenas capacidades MIMO, lo cual se confirma en [Dossche, 2004] mientras que en [Svantesson, 2001][Clerckx, 2003] se observa que el acoplamiento mutuo puede en determinadas circunstancias reducir y no aumentar la correlación entre elementos, y por tanto mejorar la capacidad MIMO. Estas afirmaciones han venido a ser matizadas en 2005 con [Tulino, 2005], en donde se realizan simulaciones para concluir que solamente en el caso de la correlación en recepción se puede decir que el aumento de la misma siempre es en detrimento de la capacidad MIMO. En realidad, estas contradicciones se deben a que la correlación en un entorno multicamino no es fija, y recientemente se ha propuesto distinguir entre correlación 'instantánea' y 'promediada' (la convencional) o sencillamente eliminar el efecto de la correlación del estudio de potencialidad MIMO mediante técnicas como la agrupación conmutada



(switched agrupación, en inglés) [Jensen, 2004]. Esto da la razón de alguna forma a los primeros estudios que hacían depender la correlación fuertemente del entorno de dispersión más íntimo a la agrupación y por tanto dependiente del tiempo de forma similar al propio modelo de desvanecimientos de la señal en ese entorno [Salz, 1994].

Para evaluar de forma metodológicamente correcta los efectos de la eficiencia de radiación se necesitan definir y verificar nuevas ganancias de diversidad cuando se trabaja con efectos presentes en entornos reales. Se puede definir, como un parámetro nuevo, la ganancia de diversidad ideal (IDG), que dependería de una antena con eficiencia de radiación igual a 1, y por tanto representaría un límite superior en la curva de Rayleigh de comportamiento óptimo del sistema MIMO. La DG no dependería por tanto de la eficiencia de radiación ni la presencia del usuario en sistemas MIMO reales en el entorno del terminal. De hecho, hoy día ya se sabe que la MEG depende en gran medida de las características de las antenas, en particular las impedancias, acoplamientos, polarización y ancho de haz [Ogawa, 2001a][Perini, 1998] pero también del usuario [Pedersen, 1999]. Se necesitan otros parámetros de evaluación de comportamiento como la ganancia de diversidad de antena (DAG Diversity Antenna Gain), que incluye los coeficientes de correlación y las características MEG, o la capacidad MIMO, u otros que identifiquen o incluyan los efectos de la eficiencia de radiación y otros presentes en entornos reales para una evaluación más precisa del potencia MIMO de una agrupación de elementos

radiantes en un entorno de propagación multicamino concreto. Se propone por tanto calcular la EDG mediante:

$$EDG(dB) = IDG(dB) + \eta_{ref}(dB) \quad (4.2)$$

donde  $\eta_{ref}$  es la eficiencia de la antena de referencia. EDG es inherentemente menos precisa que IDG puesto que depende de la eficiencia de la antena de referencia, lo que introduce cierta incertidumbre por la dificultad para medir con precisión esta eficiencia. Con la introducción de IDG se puede realizar otra definición para el esquema de combinación con N antenas receptoras: las pérdidas de ganancia de diversidad (Diversity Gain Loss o DGL en inglés) como:

$$DGL_N(dB) = IDG(dB) - sel\_comb_N(dB) \quad (4.3)$$

Si las señales están incorreladas se podría redefinir  $DGL_N$  como:

$$DGL_N(dB) = \frac{-\sum_{i=1}^{i=N} \eta_i(dB)}{N} \quad (4.4)$$

La Figura 4.1 y la Tabla 4.1 ilustran todos estos conceptos definidos aquí (ADG, EDG, IDG y DGL) mediante una comparación para un esquema 2x2 MIMO empleando dipolos con diferentes eficiencias en la RC.

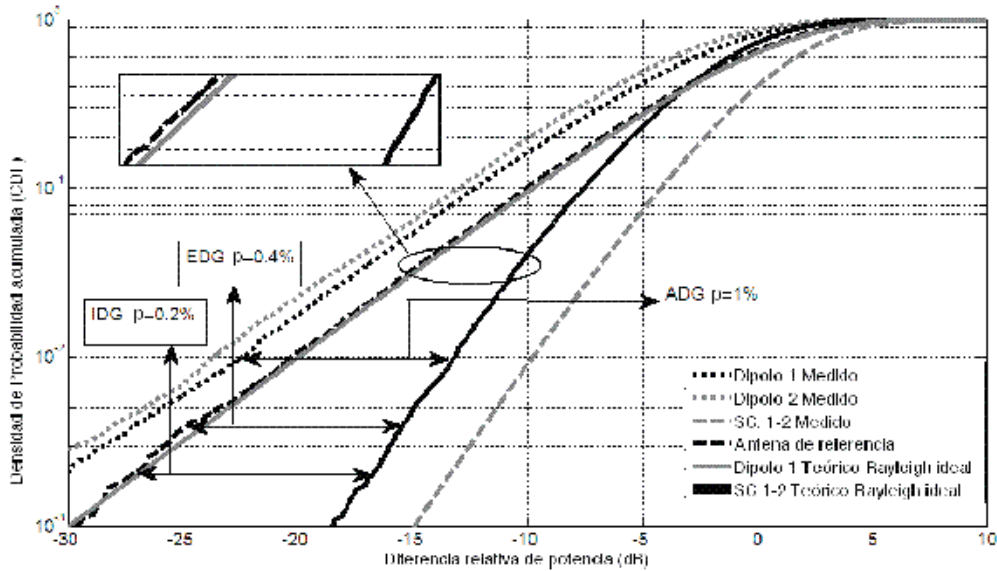


Figura 4.1. CDFs frente a la potencia relativa recibida (dB) para dos dipolos paralelos con un espaciado de  $0.5\lambda$  y  $\eta_i=0.91$  y  $\eta_i=0.51$  en la RC.

Tabla 4.1 Comparación de diferentes definiciones de GD

|      | EDG (dB) | IDG (dB) | ADG (dB) |
|------|----------|----------|----------|
| 1%   | -7,00    | -6,83    | -9,28    |
| 0.5% | -9,01    | -8,82    | -11,77   |
| 0.3% | -9,47    | -9,22    | -12,49   |
| 0.1% | -11,36   | -11,52   | -15,12   |

De la figura 4.1 podemos observar que el efecto de la eficiencia en la CDF es un desplazamiento de la curva a la izquierda, pero que la pendiente de la misma no se ve afectada. Para evaluar el efecto de la eficiencia de radiación efectiva en la diversidad podemos por tanto escribir:

$$SNR_{we} (dB) = SNR(dB) - \eta_{ef} (dB) \quad (4.5)$$

donde  $SNR_{we}$  es la relación señal a ruido con el efecto de la eficiencia de radiación incluido. La Figura 4.2 muestra las funciones CDF simuladas para diferentes eficiencias de radiación efectivas con diferentes números de ramas (antenas) incorreladas cada una de ellas con la misma eficiencia de radiación. Se

puede observar de esta gráfica que los resultados numéricos están en concordancia con las ecuaciones (4.4) y (4.5), de forma que no se alteran las curvas de diversidad cuando se tiene en cuenta la eficiencia de radiación. La validez por tanto de la ecuación (4.4) se confirma con la figura 4.2, en donde también se observa que los valores obtenidos de DGL son el promedio de las diferentes eficiencias de radiación.

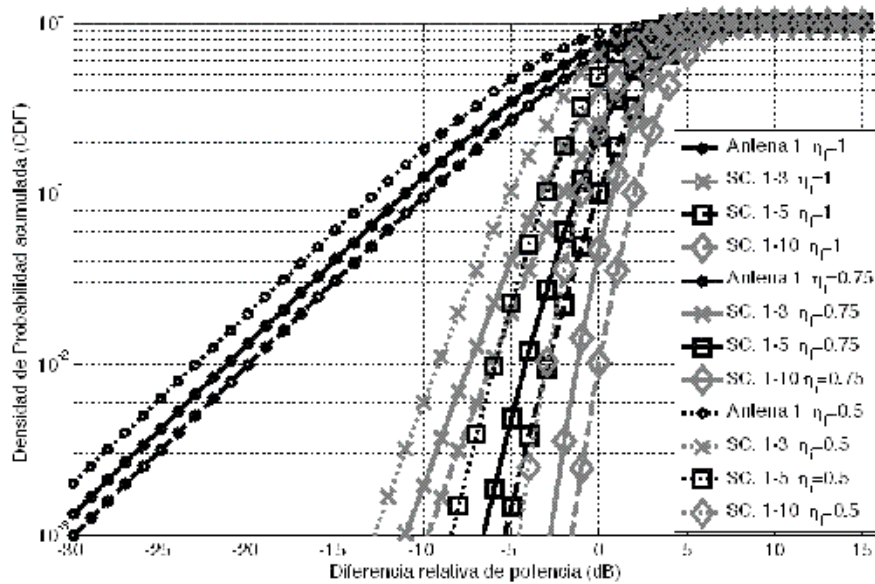


Figura 4.2. Funciones CDF para diferentes números de ramas incorreladas con diferentes eficiencias de radiación.

La evaluación que se propone de la GD es importante ya que el diseño MIMO óptimo deberá disponer de diversas polarizaciones. La diversidad de polarización compensará las pérdidas que se producen en sistemas convencionales debidas a una sola antena en el receptor orientada de forma arbitraria [Dietrich, 2001]. Además, en el caso que nos ocupa la GD debe evaluarse sin perder de vista el balance de potencias, ya que para la agrupación MIMO óptima buscada los elementos pueden tener características distintas. Esto se consigue realizando evaluaciones de la GD en las que la envolvente de

todas las ramas MIMO se normaliza a la media de la rama que más potencia recibe [Dietrich, 2001].

### C. Capacidad MIMO con eficiencia de radiación

A pesar de la importancia que la eficiencia de radiación hemos visto que tiene para la GD en la práctica, los estudios existentes en la literatura científica sobre capacidad MIMO [Kang, 2006a][Lozano, 2002], sin embargo, no tienen en cuenta la eficiencia de radiación. La capacidad instantánea del canal MIMO en un entorno Rayleigh i.i.d. como el que emula la cámara RC800 se puede simplificar para situaciones de SNR altas [Lozano, 2002] a,

$$C_{MIMO} = \min(n_T, n_R) \log_2(SNR) \text{ bits/s/Hz} \quad (4.6)$$

Para evaluar la capacidad MIMO de una forma metodológicamente correcta en el trabajo que se presenta debemos introducir la eficiencia de radiación en la ecuación anterior de la forma,

$$C_{MIMO_{we}} = \min(n_T, n_R) \log_2(SNR * \eta) \text{ bits/s/Hz} \quad (4.7)$$

$$C_{MIMO_{we}} = C_{MIMO} - \min(n_T, n_R) \log_2(\eta) \text{ bits/s/Hz} \quad (4.8)$$

E igualmente podríamos definir la pérdida de capacidad MIMO debida a la eficiencia ( $CL_{MIMO_{ef}}$ ) como,

$$CL_{MIMO_{ef}} = -\min(n_T, n_R) \log_2(\eta) \text{ bits/s/Hz} \quad (4.9)$$

Las definiciones de las ecuaciones (4.7) a (4.9) eran inéditas en la literatura científica hasta este trabajo. De la ecuación anterior se extrae que la pérdida de

capacidad debida a la eficiencia de radiación no ideal en entornos reales depende del número de antenas transmisoras y receptoras y de sus eficiencias de radiación. No será sencillo determinar en qué medida afecta cada una de estas variables. Se deberá por tanto simular y medir diferentes situaciones que aclaren el efecto de la eficiencia de radiación en la capacidad MIMO en función de la frecuencia, número de antenas, SNR, etc. De igual forma que los párrafos anteriores se podrían desarrollar nuevas fórmulas para cada uno de los parámetros a estudiar en entornos reales, por lo que al final la metodología incluye una hibridación de todos los efectos para derivar nuevas fórmulas de obtención de la capacidad MIMO en entornos reales.

Se puede observar de la ecuación (4.9) que la pérdida de capacidad debida a una eficiencia de radiación real ( $<1$ ) depende del número de antenas transmisoras y receptoras y de sus eficiencias de radiación, y la dependencia no parece que sea sencilla. En un esfuerzo para identificar los factores dominantes en la ecuación (4.9), la figura 4.3 representa la capacidad MIMO simulada para diferentes números de ramas/ antenas incorreladas, todas ellas con  $\eta_i=0.5$  y  $\beta=1$  ( $n_R/n_T=1$ ).

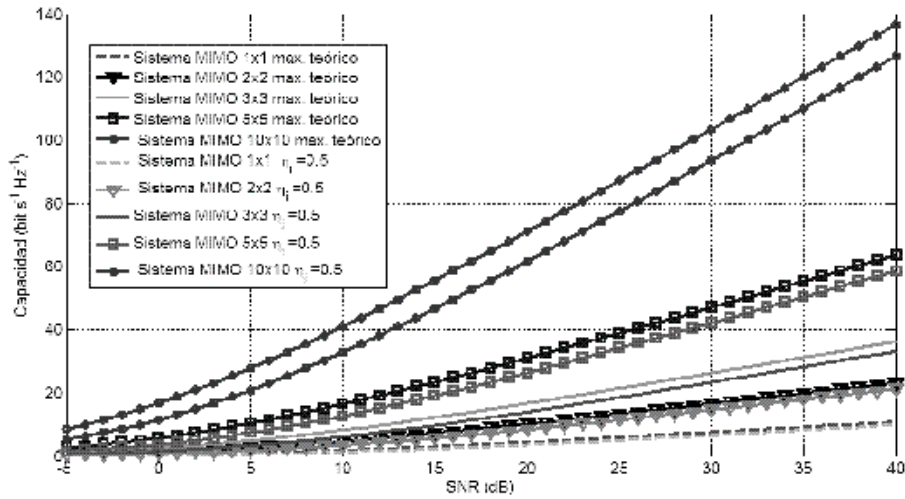


Figura 4.3. Capacidad MIMO para diferentes números de ramas/ antenas frente a la eficiencia de radiación

En las figuras 4.4 y 4.5 se muestra la pérdida de capacidad MIMO simulada debida a considerar una eficiencia de radiación de  $\eta_i=0.5$  con diferentes números de ramas/ antenas frente a SNR. El 90% de la pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación se alcanza en todos los sistemas para una SNR=15 dB. De estas simulaciones parece claro que la eficiencia juega un papel importante para SNR bajas puesto que la pérdida de capacidad es casi constante para  $SNR \geq 35$  dB en cualquier combinación.

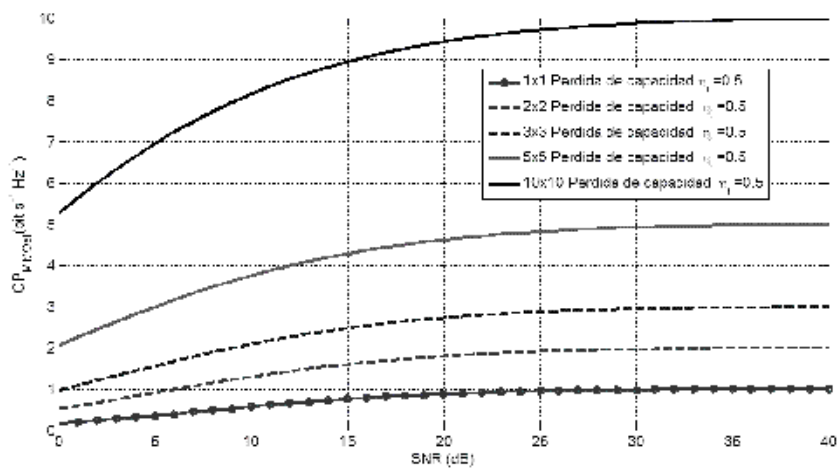


Figura 4.4. Pérdida de capacidad en sistema  $n_T \times n_R$  MIMO frente a SNR para diferentes números de antenas todas ellas con  $\eta_i=0.5$ .

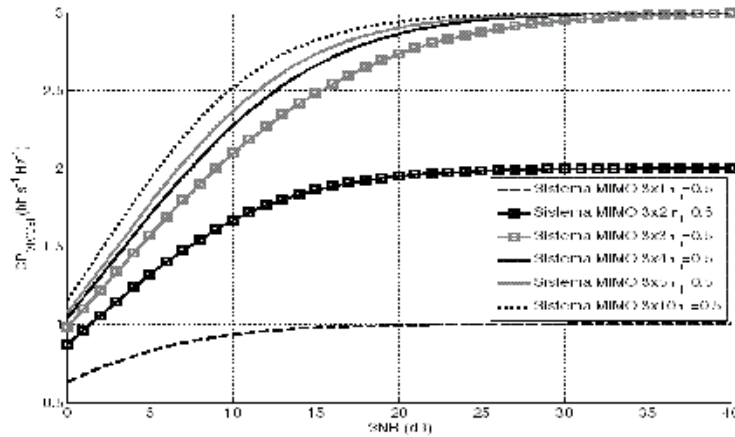


Figura 4.5 Pérdida de capacidad MIMO para sistemas  $3 \times n$  MIMO frente a SNR para diferentes números de antenas todas ellas con  $\eta_i=0.5$ .

La figura 4.6 muestra la pérdida de capacidad MIMO debida a la eficiencia de radiación para diferentes sistemas con dos SNR diferentes (5 y 20 dB),  $n_T=3$  y  $n_R$  como parámetro variable. Merece la pena mencionar aquí que la pérdida de capacidad MIMO debido a la eficiencia de radiación se incrementa de forma lineal con el número de antenas receptoras hasta que  $n_T=n_R$ , a partir de lo cual la velocidad de incremento de las pérdidas de capacidad disminuye.

Merece igualmente la pena mencionar por su importancia que la pérdida de capacidad MIMO alcanza el 90% de su valor máximo cuando  $n_T=n_R$ , para todos los sistemas, lo que hace que la pérdida de capacidad MIMO debido a la eficiencia de radiación para sistemas MIMO con  $n_T>n_R$ , sea despreciable en comparación con aquellos sistemas MIMO que tengan  $n_T=n_R$ . No obstante, es importante hacer notar que la capacidad MIMO calculada teniendo en consideración la eficiencia de radiación depende fuertemente de la SNR, el número de antenas y su eficiencia. En consecuencia, el añadir una antena de alta eficiencia de radiación a un sistema MIMO podría mejorar el comportamiento MIMO más allá de la conocida fórmula de  $n_T=n_R$  si tenemos en



cuenta las eficiencias de radiación, lo que siempre ha de ocurrir en entornos reales.

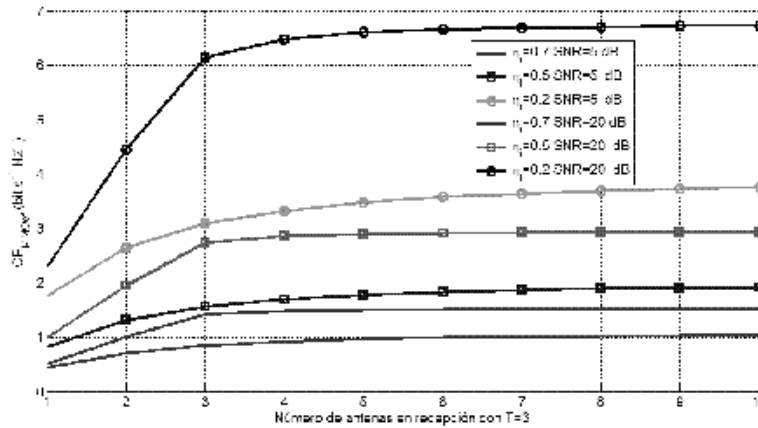


Figura 4.6. Pérdida de capacidad MIMO simulada frente a R con T=3.

### 4.1.3. Medidas y resultados

#### A. Configuración de medida

Para evaluar solamente la influencia de las eficiencias de radiación en la GD y en la capacidad MIMO se midió de forma aislada cada antena en su posición correspondiente con la RC, o sea, utilizando ramas incorreladas con la misma potencia recibida pero con diferentes eficiencias de radiación para configurar el sistema MIMO bajo prueba. Con esta configuración de medida se elimina la correlación entre las diferentes señales recibidas debida al acoplamiento mutuo, por lo que se reproduce el esquema de simulación del apartado anterior. Algunos autores han incluido el acoplamiento mutuo en el cálculo de la eficiencia de radiación efectiva [Ogawa, 2001a], mientras que otros tienden a separar estos dos efectos ya que el acoplamiento mutuo en comunicaciones móviles no es constante y depende en gran medida de los escenarios multicamino y los objetos de dispersión en el entorno más cercano a la

agrupación radiante [Shin, 2003]. En este trabajo de investigación se han estudiado por separado los efectos del acoplamiento mutuo de la eficiencia de radiación, de forma parecida a la reciente técnica de agrupación conmutada [Shin, 2003] o a la de identificación de la matriz de canal sin correlación [Getu, 2005a][Getu, 2005b]. En estas técnicas la ventaja de eliminar el acoplamiento se conseguía empleando un solo transmisor y un solo receptor para medir la función de transferencia en forma secuencial al coste de emplear unos tiempos de medida de canal mucho más elevados. La ventaja de separar los efectos de acoplamiento mutuo y eficiencia de radiación es que se sabe que el acoplamiento mutuo distorsiona los diagramas de radiación de antenas cercanas [Dietrich, 2001], por lo que afecta más a la diversidad de diagrama que a la diversidad de polarización, y por tanto su estudio por separado permitirá evaluar solamente el efecto deseado en un sistema MIMO complejo como el que se propone.

Cuando las antenas receptoras operan en presencia del usuario, un efecto inmediato que se espera es la reducción de la eficiencia de radiación y el aumento de la potencia absorbida por el cuerpo humano.

La eficiencia de radiación ( $\eta_i$ ) de la  $i$ -ésima antena receptora se obtiene empleando la RC a partir de la conocida eficiencia de radiación del dipolo de referencia ( $\eta_{ref}$ ) y por la medida de la función de transferencia neta de la antena bajo medida ( $T_{ant}$ ) y del dipolo de referencia ( $T_{ref}$ ), así como de los parámetros S medidos de la antena  $i$ -ésima. Se debe seguir un procedimiento, ilustrado en [Rosengren, 2005]. La precisión de esta medida en la RC es siempre mejor que

~0.5 dB a 900MHz, según el fabricante, y mejora al aumentar la frecuencia de operación, también según el fabricante.

Para poder establecer y valorar la capacidad o potencial MIMO de una agrupación de antenas con diferentes eficiencias en el escenario del terminal, es decir, en presencia del usuario, se empleó un cilindro estándar (32.3 cm. de alto y 12.5 cm. de diámetro) relleno de material líquido con pérdidas, suministrado por el fabricante. El líquido a emplear es el estandarizado por CENELEC como A2400 o Head Simulating Liquid (HSL), típicamente empleado en medidas de dosimetría electromagnética para terminales. Al emplear el cilindro se obtienen diferentes eficiencias de radiación para las diferentes antenas en función no solamente del diseño específico de cada una de ellas, sino también en función de su proximidad al cilindro [Onishi, 2002]. La figura 4.7 muestra el cilindro estándar empleado para la medida de la eficiencia dentro de la cámara de reverberación.

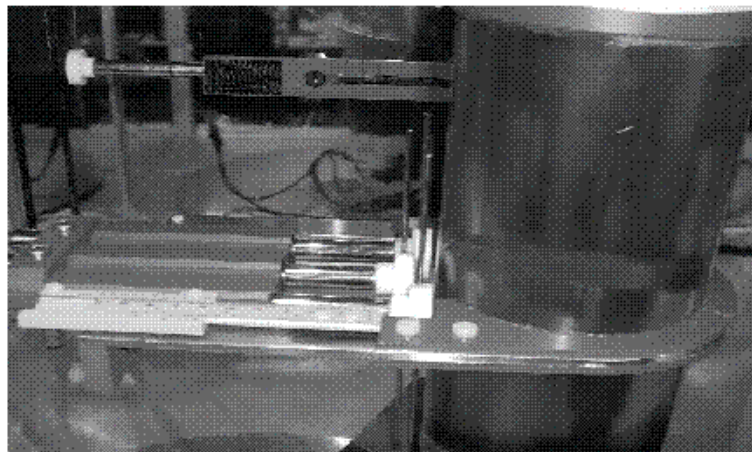


Figura 4.7. Cilindro estándar empleado en la medida de eficiencia de radiación con RC800.

Las diferentes eficiencias de radiación se obtienen colocando las antenas en diferentes posiciones relativas respecto del cilindro relleno con el líquido con

pérdidas, de forma similar a [Yang, 2002]. La figura 4.8 muestra las eficiencias de radiación medidas frente a la distancia de la antena al cilindro a 2200 MHz y 2450 MHz. Estos resultados medidos se parecen mucho a los obtenidos previamente en diversas publicaciones [Onishi, 2002]. Con esta configuración de medida se caracterizaron diez antenas receptoras diferentes con distintas eficiencias de radiación para ser empleadas en diversas configuraciones de medida en la RC emulando el escenario Rayleigh de un terminal móvil con presencia del usuario (cilindro). La Tabla 4.2 lista los diferentes parámetros medidos para cada antena de forma aislada y con  $n_T=3$ , de forma previa a cualquier esquema de combinación MIMO.

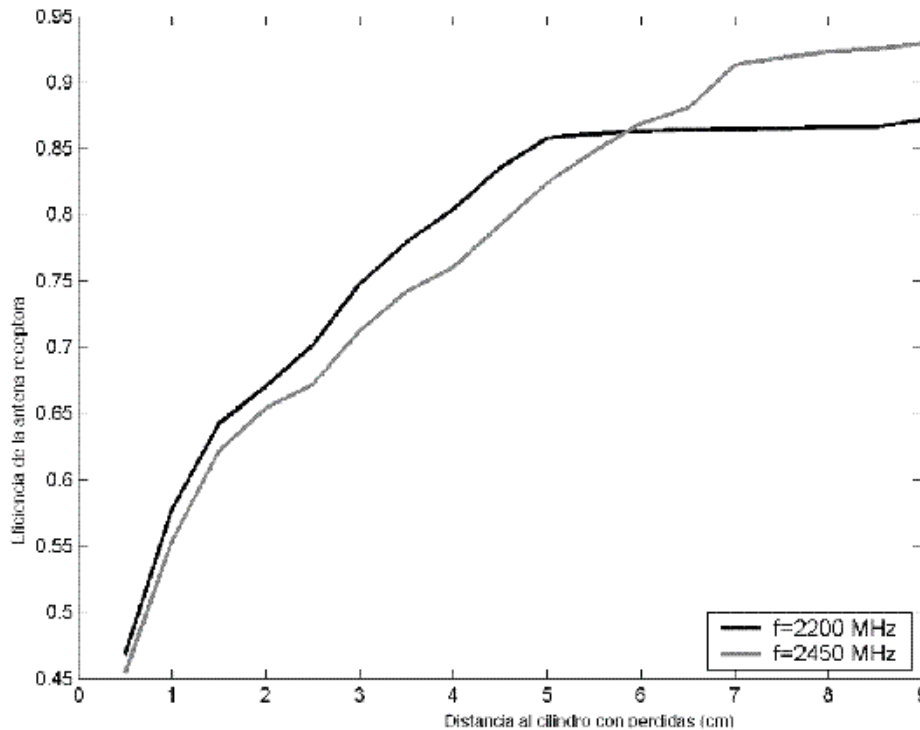


Figura 4.8. Eficiencias de radiación medidas frente a la distancia al cilindro con pérdidas.

Tabla 4.2 Parámetros medidos para las antenas receptoras aisladas en la cámara RC800 a 2450 MHz, en el escenario del terminal con canal Rayleigh y con  $n_T=3$ .

|                               |      |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|-------------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Rama receptora                | 1    | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | 8    | 9    | 10   |
| Posición en la plataforma (°) | 0    | 36   | 72   | 108  | 144  | 180  | 216  | 252  | 288  | 324  |
| Posición angular (°)          | 0    | 36   | 72   | 108  | 144  | 180  | 216  | 252  | 288  | 324  |
| Distancia al cilindro (mm)    | 10   | 15   | 20   | 25   | 30   | 35   | 40   | 45   | 50   | 55   |
| Eficiencia de radiación       | 0.49 | 0.60 | 0.74 | 0.78 | 0.80 | 0.81 | 0.83 | 0.83 | 0.84 | 0.85 |

Tabla 4.3 Coeficientes de correlación medidos para las antenas receptoras aisladas en la cámara RC800 a 2450 MHz, en el escenario del terminal con canal Rayleigh y con  $n_T=3$ .

|    |       |       |       |       |       |       |       |       |       |    |
|----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----|
|    | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10 |
| 1  | 1     |       |       |       |       |       |       |       |       |    |
| 2  | 0.021 | 1     |       |       |       |       |       |       |       |    |
| 3  | 0.017 | 0.048 | 1     |       |       |       |       |       |       |    |
| 4  | 0.027 | 0.028 | 0.055 | 1     |       |       |       |       |       |    |
| 5  | 0.032 | 0.009 | 0.016 | 0.033 | 1     |       |       |       |       |    |
| 6  | 0.003 | 0.015 | 0.024 | 0.047 | 0.072 | 1     |       |       |       |    |
| 7  | 0.070 | 0.056 | 0.056 | 0.058 | 0.022 | 0.062 | 1     |       |       |    |
| 8  | 0.004 | 0.024 | 0.015 | 0.048 | 0.007 | 0.057 | 0.054 | 1     |       |    |
| 9  | 0.041 | 0.051 | 0.004 | 0.056 | 0.042 | 0.031 | 0.043 | 0.087 | 1     |    |
| 10 | 0.001 | 0.029 | 0.032 | 0.023 | 0.023 | 0.072 | 0.019 | 0.019 | 0.016 | 1  |

B. Resultados

En las mediciones de la GDE empleando la RC se recogen las muestras de potencia recibida en un ancho de banda de 20 MHz con un salto de frecuencia de 0.1 MHz, lo que corresponde a 201 puntos. El resultado en cada punto de frecuencia se forma con 50 posiciones diferentes de los agitadores de modos, lo que proporciona 4050 muestras de potencia independientes para cada antena, de forma que se asegura un entorno de desvanecimiento casi puramente Rayleigh.

La función CDF para las diez ramas con diferentes eficiencias de radiación utilizadas anteriormente se muestra también en la Tabla 4.3, y su GD cuando se aplica la selección combinada (SC) se puede ver en la figura 4.9. Se observa que cada rama se desplaza hacia la izquierda en un valor que resulta proporcional a su eficiencia de radiación.

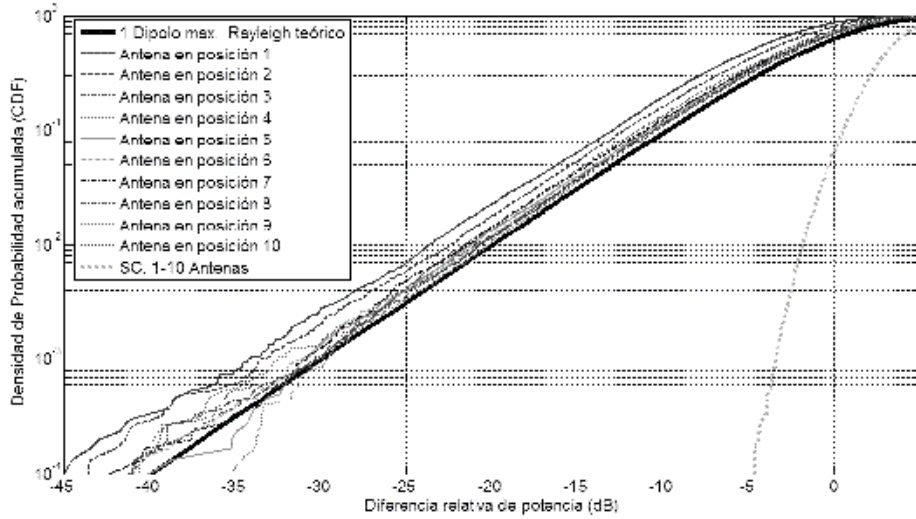


Figura 4.9. Función CDF medida en la RC para diferentes eficiencias de radiación a 2400 MHz

TABLA 4.3 Pérdida de GD y pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación para diferentes escenarios MIMO y eficiencias de radiación a 2450 MHz

| Combinaciones MIMO      | Pérdida de ganancia de diversidad (DGL) (dB) | Pérdida de capacidad (bit*s-1 *Hz-1) |
|-------------------------|--|--------------------------------------|
| A: 1,2                  | -2.630                                       | 1.7400                               |
| B: 1,10                 | -1.875                                       | 1.2370                               |
| C: 9,10                 | -0.695                                       | 0.4617                               |
| D: 1,2,3                | -2.180                                       | 2.1725                               |
| E: 8,9,10               | -0.716                                       | 0.7136                               |
| F: 1,5,10               | -1.550                                       | 1.5447                               |
| G: 1,2,3,4,5            | -1.706                                       | 1.7002                               |
| H: 6,7,8,9,10           | -0.762                                       | 0.7574                               |
| I: 1,2,3,4,5,6,7,8,9,10 | -1.234                                       | 1.2498                               |

En la figura 4.10 podemos observar la función CDF para los sistemas combinados con las diez ramas anteriormente descritas cuando las distancias del usuario son de 10, 20, 35 y 60 mm. La distancia al cilindro con pérdidas se fija para todas las ramas por igual en un sistema combinado al tener simetría en acimut, pero es diferente para cada uno de los cuatro sistemas combinados que se muestran. Los resultados medidos coinciden casi exactamente con los resultados simulados.

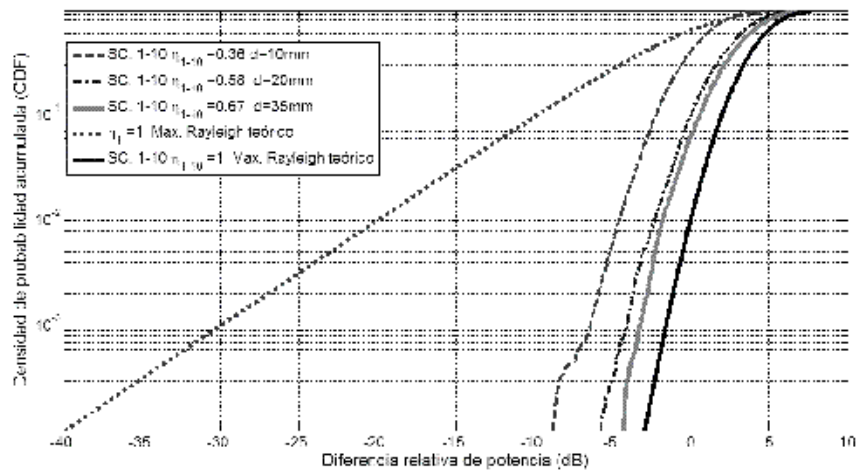


Figura 4.10. Función CDF medida para diferentes sistemas combinados MIMO.

La figura 4.11 muestra la evolución de la EDG para las situaciones de combinaciones simples de hasta diez antenas receptoras todas con la misma eficiencia de radiación. De esta gráfica podemos confirmar que aumentar el número de antenas receptoras tiene un efecto positivo en la EDG, pero que a partir de  $n_R = n_T$  la pendiente del incremento disminuye de forma considerable. Para un sistema con  $n_T = 3$  y eficiencias de radiación de 0.36, aumentar el número de antenas receptoras de 2 a 3 hacer mejorar la EDG en 5 dB, que es exactamente la misma cifra que la EDG adicional que se obtiene al añadir 7 antenas adicionales a las 3 existentes cuando  $n_R = 3$ . Se pueden conseguir mejores

resultados cuando lo que se añaden son antenas más eficientes. Por ejemplo, para el mismo sistema con  $n_T=3$  pero con eficiencias de radiación de 0.82, la mejora de EDG por pasar de  $n_R=2$  a  $n_R=3$  es de 4 dB, pero se ganan 6 dB cuando se añaden 7 antenas a la situación con  $n_R=3$ . En consecuencia, la eficiencia juega un papel importante en el efecto de aumentar la EDG cuando se incrementa el número de antenas receptoras, además de simplemente proporcionar peores EDGs que cuando se consideran antenas ideales (sin pérdidas y con eficiencias de radiación del 100%). Este importante papel se juega incluso cuando todas las antenas receptoras tienen la misma eficiencia de radiación. La figura 4.12 muestra los resultados medidos para diferentes esquemas de combinación de antenas.

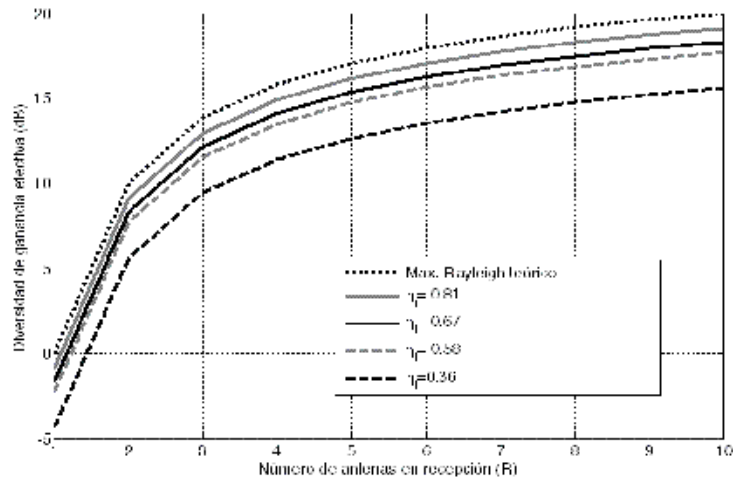


Figura 4.11. Ganancia efectiva de diversidad medida frente al número R de antenas receptoras para diferentes eficiencias de radiación.



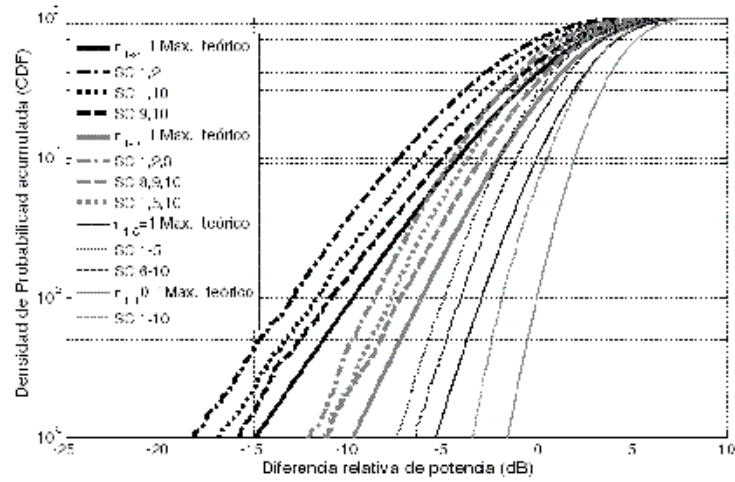


Figura 4.12 Función CDF medida para diferentes sistemas de combinación MIMO.

Hasta aquí los resultados medidos no contradicen lo que se asume de simulaciones en la literatura científica, aunque lo matiza cuando se tiene en cuenta la eficiencia de radiación, y es que para un número de antenas receptoras mayor que transmisoras se puede mejorar la diversidad, pero no la capacidad. Veremos ahora cómo se ve afectada la capacidad MIMO cuando se tiene en cuenta la eficiencia de radiación para verificar esta afirmación típica de las simulaciones con antena ideales.

Para validar el decremento en capacidad MIMO que se obtiene en las simulaciones cuando se tiene en cuenta que existen eficiencias de radiación reales en comparación con el caso de antenas ideales y sin pérdidas, las figuras 4.13 y 4.14 muestran la capacidad MIMO medida y la pérdida de capacidad medida debido a las eficiencias de radiación reales, respectivamente. Se han considerado cuatro sistemas MIMO diferentes con la misma eficiencia de radiación (<100%) para todas las antenas receptoras, pero diferente para cada sistema. De estas gráficas se puede observar que las medidas confirman los resultados de las simulaciones, y que por tanto la pendiente de pérdida de

capacidad debido a considerar eficiencias de radiación reales también depende de  $n_T$  y de  $n_R$ . Por tanto, queda igualmente claro que la eficiencia de radiación juega también un papel importante en la determinación de la capacidad MIMO, en particular para SNRs bajos. Con un SNR de 15 dB se puede predecir con estas medidas un 25% de pérdida de capacidad MIMO cuando se empleen antenas de baja eficiencia de radiación en lugar de antenas altamente eficientes, o simplemente cuando se tenga en cuenta la presencia del usuario cerca de las antenas MIMO receptoras.

En consecuencia, las posibilidades de combinación y de topología para un sistema MIMO en presencia del usuario adquieren una importancia desconocida hasta ahora ya que esta configuración o topología en presencia del usuario puede modificar las eficiencias de radiación y por tanto tener consecuencias en la EDG y en la capacidad MIMO.

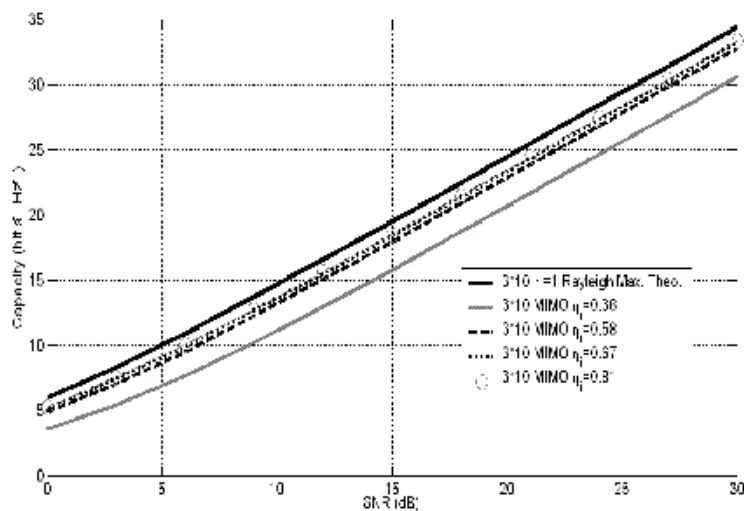


Figura 4.13. Capacidad MIMO medida frente a SNR para diversas eficiencias de radiación efectivas.

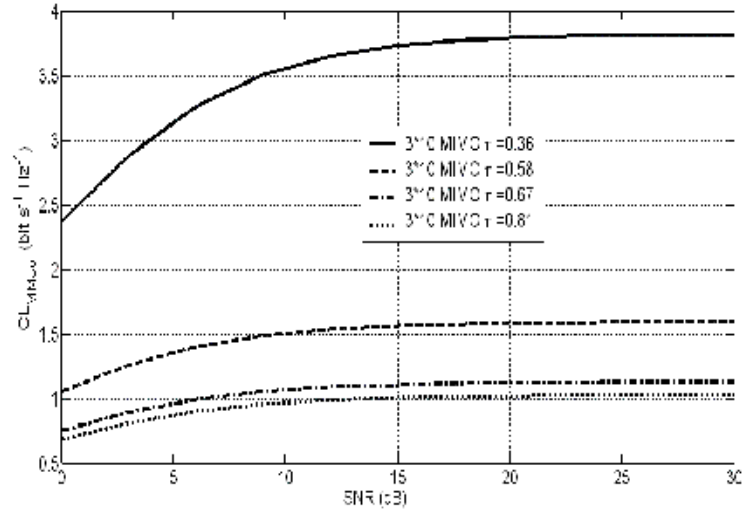


Figura 4.14. Pérdida de capacidad medida debido a la eficiencia de radiación frente a SNR para diversas eficiencias de radiación de sistemas  $3 \times 10$  MIMO.

En este sentido, las figuras 4.15 y 4.16 reproducen los resultados medidos de pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación para diferentes sistemas  $3 \times n$  MIMO en los que todas las ramas tienen la misma eficiencia de radiación de 0.81 o 0.36, respectivamente. Aunque se observa una pérdida de capacidad en ambas gráficas, el efecto de la eficiencia de radiación en la capacidad MIMO se aprecia más claramente cuando las antenas tienen eficiencias de radiación bajas, representadas por la figura 4.16, a las que se representan en la figura 4.15, que muestra antenas con eficiencias de radiación más altas. Del mismo modo, se observa en ambas gráficas que la pérdida de capacidad adicional cuando  $n_R > n_T$  en antenas receptoras con baja eficiencia de radiación se mitiga parcialmente cuando existen altos SNRs, lo que confirma de nuevo los resultados obtenidos en las simulaciones. También se confirma un efecto más importante para  $n_R \leq n_T$ , con pendientes que se estabilizan al llegar a  $n_R = n_T$  pero solamente para valores altos de SNR. Por otra parte, se observa que la pérdida de capacidad MIMO debido a eficiencias de radiación reales sufre un

incremento casi lineal con el aumento de  $n_R$  para bajos niveles de SNR. Esta doble dependencia de la capacidad en la eficiencia de radiación pero al mismo tiempo en función de la SNR era inédita en la literatura científica hasta este trabajo, y por tanto se puede concluir que el efecto de la eficiencia en la capacidad MIMO juega un papel importante. Es especialmente importante cuando existen bajas eficiencias de radiación y bajos SNR.

Sin embargo, en la práctica es muy poco probable que todas las antenas receptoras tengan la misma eficiencia de radiación si tenemos en cuenta que el volumen disponible en el terminal es limitado y la diferencia de posición relativa al usuario, incluso el diferente tipo de antena que puede existir (planas, integradas, monopolos, PIFAs, etc.). De hecho, algunos artículos ya han llamado la atención sobre el hecho que el diseño de antena y la topología hace que se exhiban diferentes propiedades de radiación [Karaboikis, 2003]. Por tanto, también se ha estudiado en esta tesis el efecto de tener eficiencias de radiación diferentes dentro del mismo sistema MIMO.

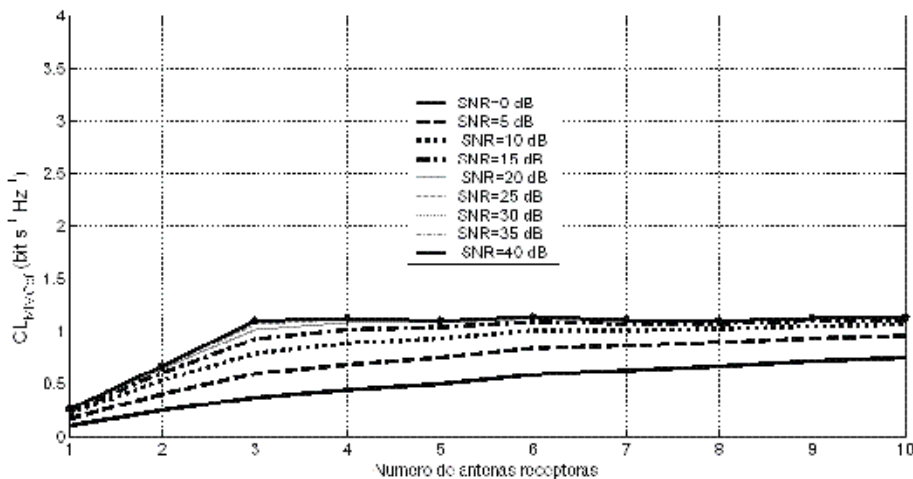


Figura 4.15. Pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación  $\eta_i=0.85$  para sistemas MIMO con  $n_T=3$  y  $n_R$  como parámetro frente a SNR.

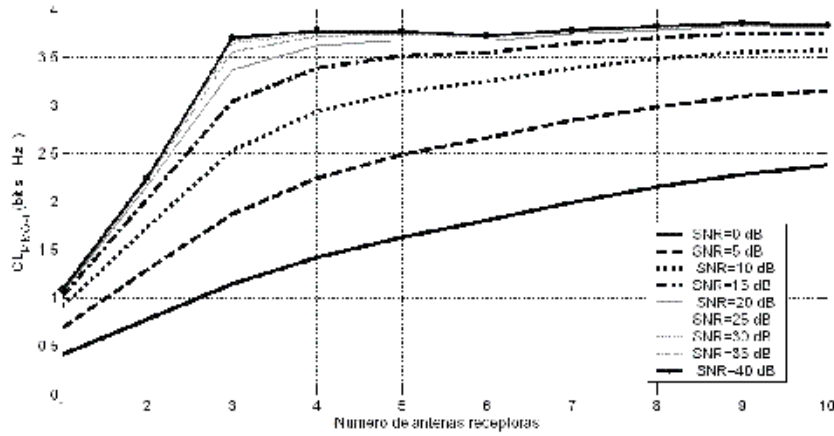


Figura 4.16. Pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación  $\eta_i=0.46$  para sistemas MIMO con  $n_T=3$  y  $n_R$  como parámetro frente a SNR.

La figura 4.17 muestra la capacidad MIMO medida y las pérdidas de capacidad medidas debido a las eficiencias de radiación no ideales para las diferentes combinaciones de sistemas MIMO que se listan en la tabla 4.3. Las figuras 4.18 y 4.19 muestran el efecto que supone el añadir antenas receptoras o transmisoras de alta eficiencia de radiación a sistemas MIMO  $2 \times 2$  y  $3 \times 3$ , respectivamente. En ambos casos los sistemas iniciales contenían antenas de baja eficiencia de radiación. En estas figuras también se muestra una comparación entre los resultados simulados y teóricos con  $\eta_i=1$  y los resultados medidos, observándose una buena predicción de las simulaciones. Tal y como se esperaba, aparece claramente el incremento de capacidad MIMO cuando se añaden antenas receptoras y transmisoras de forma simultánea al sistema MIMO, aunque éstas tengan eficiencias de radiación bajas. Sin embargo, resulta de extremo interés observar que, al contrario de lo que hoy día es comúnmente aceptado en las simulaciones con antenas ideales, existen aumentos de capacidad MIMO más allá del límite teórico de  $n_R=n_T$  cuando antenas de alta eficiencia de radiación se añaden a sistemas MIMO con antenas de bajas

eficiencias de radiación. Este aumento es más importante a medida que aumenta la SNR existente. El añadir una antena receptora con una eficiencia de 0.86 a un sistema 3x3 MIMO con  $\eta_i=0.2$ , por ejemplo, proporciona la misma capacidad MIMO que un sistema 4x4 MIMO con  $\eta_i=0.46$  y una SNR de 20 dB o que un sistema 4x4 MIMO con  $\eta_i=0.2$  y una SNR de 25 dB. Esto se aprecia con claridad en la figura 4.19 ya que son los dos puntos de corte de la línea con puntos con las líneas que representan los sistemas 4x4.

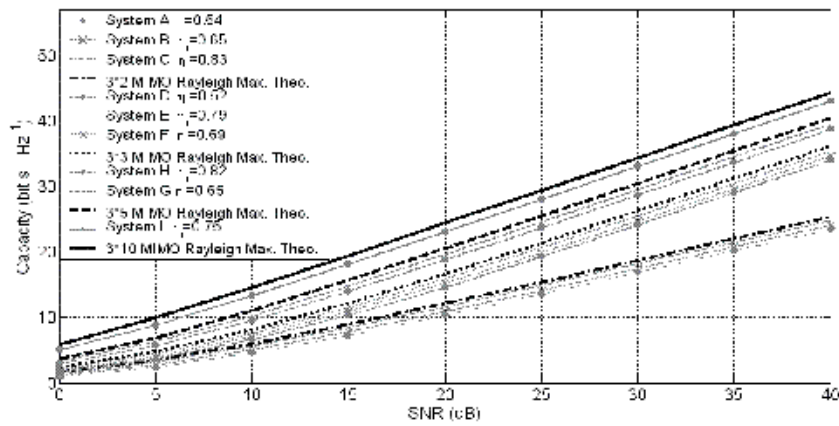


Figura 4.17. Capacidad MIMO medida frente a SNR para los diversos sistemas MIMO

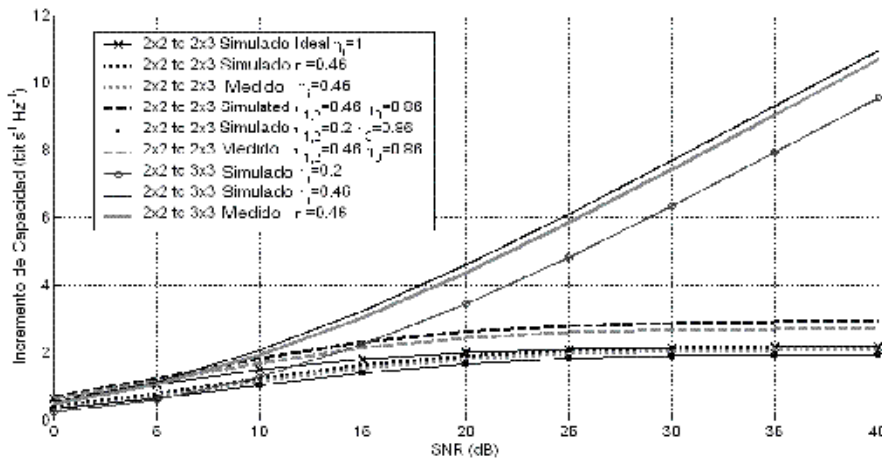


Figura 4.18. Incremento de capacidad medida sobre un sistema 2x2 MIMO.

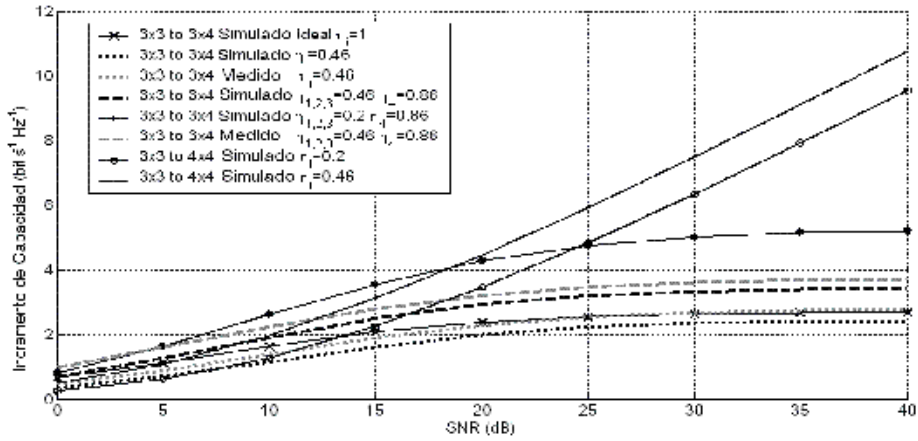


Figura 4.19. Incremento de capacidad medido cuando se añaden antenas a un sistema 3x3 MIMO. La figura muestra como un sistema operando a baja SNR (<18 dB), M antenas eficientes en recepción pueden alcanzar más capacidad que M+1 antenas menos eficientes.

Este incremento de capacidad también se observa claramente en la figura 4.20, en la que las pérdidas de capacidad debido a la eficiencia de radiación se reducen cuando  $n_R > n_T$ , es decir, cuando  $\beta > 1$ , y cuando estas antenas que se añaden tienen una alta eficiencia de radiación. Las antenas que se añaden en cada rama consecutiva del sistema 3x3 MIMO en la figura 4.20 son las que se listan en la Tabla 4.2 de las columnas 4 a 10. También se puede concluir de la figura 4.20 que el incremento de capacidad más allá de  $\beta=1$ , o la equivalente reducción de pérdida de capacidad debido a la eficiencia de radiación, solamente se puede alcanzar cuando  $SNR > 10$  dB.

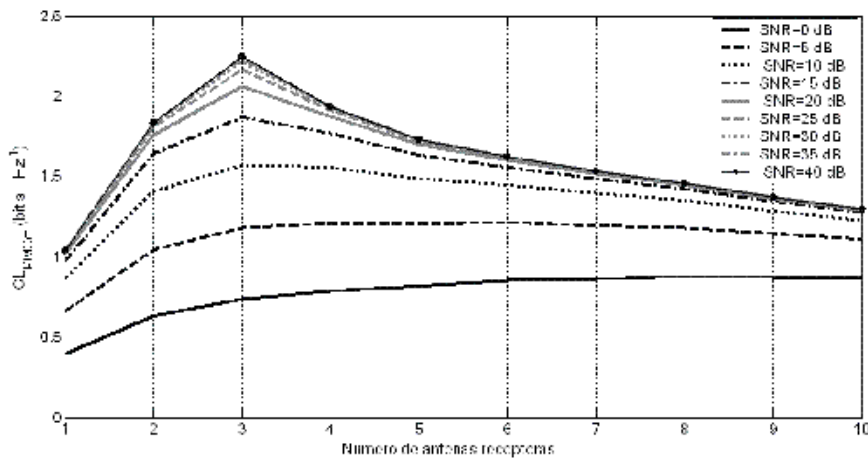


Figura 4.20 Pérdida de capacidad medida debido a la eficiencia de radiación para sistemas MIMO con  $n_T=3$  y  $n_R$  como parámetro.



#### 4.1.4. Conclusiones

En este trabajo se han evaluado los efectos de la eficiencia de radiación efectiva en la GD para  $n$  ramas y la capacidad MIMO. Se han introducido tres términos inéditos en la literatura científica; la IDG, DGL y las  $CL_{\text{MIMOef}}$ , que han servido para entender el complejo e importante rol de la eficiencia de radiación en los sistemas MIMO en la práctica, en particular para los escenarios de desvanecimiento tipo Rayleigh.

Aunque se ha demostrado que la eficiencia de radiación juega un papel menor en la EDG, por el contrario, afecta a la velocidad de incrementar la ganancia de diversidad al aumentar el número de antenas receptoras. Asimismo, se ha demostrado también que las pérdidas de capacidad MIMO debido a las eficiencias de radiación dependen en mayor medida del número de antenas, la SNR y la eficiencia de radiación de forma más compleja, y que tiene un papel muy importante, en especial para niveles de SNR bajos. Los resultados medidos obtenidos han demostrado igualmente que los sistemas MIMO no pueden preservar su capacidad plena cuando se utilizan antenas de baja eficiencia de radiación, lo que convierte la búsqueda de una topología y diseño de agrupación MIMO óptima para cada escenario de propagación multicamino en una tarea realmente compleja.

Por último, cabe destacar que se ha demostrado que el añadir antenas receptoras de alta eficiencia a un sistema MIMO que emplee antenas de baja eficiencia de radiación aumenta la capacidad MIMO, incluso más allá del hasta ahora teórico y ampliamente reconocido límite de  $n_R=n_T$ , que por tanto no es



válido bajo las condiciones de nuestras medidas, es decir, para escenarios de volumen limitado (terminales móviles, PDAs, etc.) y con desvanecimientos tipo Rayleigh (zonas urbanas).

# The Influence of Efficiency on Receive Diversity and MIMO Capacity for Rayleigh-Fading Channels

Juan F. Valenzuela-Valdés, Miguel A. García-Fernández, Antonio M. Martínez-González, and David A. Sánchez-Hernández, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—A previously published guideline for MIMO antenna arrays is refuted. The influence of radiation efficiency on diversity gain and MIMO capacity of wireless communications systems is investigated through simulations and measurements using a reverberation chamber. Integrated antennas on a portable device have efficiencies low enough to disallow typical inter-element correlation assumptions. Both diversity gain and MIMO capacity depend on the number of antennas, SNR and efficiency in a complex way. When the efficiency of antennas is considered, certain system capacity losses are predicted and measured. These losses may be recovered through using more receive elements than commonly recommended or through the addition of a smaller number of more efficient antennas.

**Index Terms**—Diversity gain, channel capacity, multiple-input-multiple-output (MIMO) systems, radiation efficiency.

## I. INTRODUCTION

MANY STUDIES have been carried out to optimize the maximum capacity attained with multiple-input multiple-output (MIMO) systems. This is typically done through the achievement of high diversity gain, which requires a low correlation between the diversity branches. The diverse factors affecting diversity gain [1]–[4] and MIMO capacity [5], [6] have been deeply but independently studied in the literature, with the aim of reducing the correlation coefficients between signals. Spatial [7], [8], angular [9], [10], pattern [11] or a combination of these [12] have been reported. In these studies, however, ideal radiation efficiencies are typically employed. In practice, handset antenna efficiencies are low [13], [14]. Likewise, it has been assumed for some time now that there is no need to use more receiving antennas ( $R$ ) than transmitting antennas ( $T$ ) [6], [7]. This is due to a predicted minuscule capacity improvement, but yet under noise-limiting conditions and very large power angular spread ( $\sim 360^\circ$ ), which may not be assumed in the presence of the user. Consequently, there is need to investigate whether radiation efficiency can

significantly reduce the potential of novel MIMO systems in the close vicinity of the user. This is reinforced by the fact that the importance of radiation efficiency in [15] also outlined large theoretical inaccuracies and was only studied through simulations for a 2-branch diversity scheme within isotropic signal environments. In summary, the intense MIMO research activity has prompted new issues related to the impact of antenna properties on MIMO performance. With the novel MIMO systems being proposed for the handset scenario in close proximity to the user, it becomes essential to improve current knowledge on the effects of efficiency on MIMO system performance. This will in turn be useful for predicting whether viable uncorrelated MIMO channels can be expected for these new scenarios, and can possibly bring light to the still-unknown best array topology in terms of maximizing capacity [16].

In this paper we evaluate the complex role of radiation efficiency on both effective diversity gain and MIMO capacity for MIMO channels through both simulations and measurements in a reverberation chamber. The antennas were measured individually so that unused antennas are omitted from the structure. This was done to avoid correlation due to mutual coupling and for the evaluation of only efficiency-related effects.

## II. THEORETICAL MODEL AND SIMULATED RESULTS

### A. Receive Diversity and MIMO Performance

While diversity has received considerable attention in the literature, few studies tackle receive diversity measurements in the presence of the user and thereby reduced radiation efficiencies. This has been identified as still an open issue [4], [14]. The radiated power in this scenario is the power available for communication. It can be determined by integrating the normal component of the time-averaged Poynting vector over a closed surface, which encloses the antenna and the user. The radiated power  $P_{rad}$  can also be defined as,

$$P_{rad} = P_{max} - P_{loss} = P_{av} - P_{ohmic} - P_{dielectric} - P_{ohmic} - P_{m} \quad (1)$$

where

- $P_{max}$  maximum power available at the antenna input;
- $P_{loss}$  total power loss;
- $P_{ohmic}$  ohmic and dielectric power loss;

Manuscript received October 3, 2006; revised January 22, 2008. This work was supported in part by the Fundación Séneca, the R&D unit of the Autonomous Region of Murcia (Spain) under project references TIC-TEC 06/01-0003, 07/02-0005 and 05746/PI/07, and in part by the Spanish National R&D Programme through TEC2007/63470/TCM.

J. F. Valenzuela-Valdés is with the EMITE Ingeniería SLNE, Edificio CEEIM, Campus Espinardo, E-30100 Espinardo, Murcia, Spain (e-mail: juan.valenzuela@emite-ingenieria.es).

M. A. García-Fernández, A. M. Martínez-González, and D. A. Sánchez-Hernández are with the Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena E-30202, Spain (e-mail: ddavid.sanchez@upct.es).

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2008.922208

- $P_{\text{body}}$  power absorbed in the human body;  
 $P_{\text{emb}}$  power dissipated in other antennas through mutual coupling;  
 $P_{\text{ir}}$  power loss due to impedance mismatch.

Significant gain reduction occurs when an antenna is used close to the human body, with resulting radiation efficiencies below 50% [14]. When the antenna is integrated in a small volume, an additional efficiency reduction is also expected [17], aggravating potential MIMO performance. The user presence at the receiver end also affects MIMO performance by increasing the correlation coefficients when the head blocks the signals, diminishing dissimilarities in the radiation patterns away from the head [18], [19]. Consequently, a proper study of the effect of radiation efficiency on MIMO performance must include both diversity gain and capacity.

### B. Total Radiation Efficiency

The total radiation efficiency  $\eta_{\text{tot}}$  is the ratio between the radiated power  $P_{\text{rad}}$  and the total available power

$$\eta_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{body}} + P_{\text{diss}} + P_{\text{emb}} + P_{\text{ir}}} \quad (2)$$

Mutual coupling reduces efficiency and the mean effective gain (MEG) [4], [20], and can be accounted for the total embedded radiation efficiency [14]. Alternatively, accounting for mutual coupling can be eluded since for wireless communications it is not constant and depends strongly on multipath and scattering objects [21]. In order to aid clarity and identify efficiency-related effects only, mutual coupling has not been considered in this study ( $P_{\text{emb}} = 0$ ) for the calculation of the total radiation efficiency, in a similar way to recent switched array techniques [21].

### C. Diversity Gain

Several definitions of the diversity gain are available depending upon the selected reference. For the apparent diversity gain (ADG) the reference is the strongest branch/antenna while for the effective diversity gain (EDG) the reference is an antenna with 100% efficiency. This reference is obtained by using an antenna with known efficiency and correcting for its known efficiency [22]. In order to identify only efficiency-related effects, we have defined the ideal diversity gain (IDG), where the reference is the theoretical upperbound Rayleigh curve and measurements are taken for isolated antennas so as to avoid mutual coupling. While a few studies dealt with efficiency-related effects on diversity gain [13], [23], [24], available studies on MIMO capacity do not include the effects of radiation efficiency. Furthermore, contradictory findings can be found for the effect of radiation efficiency on diversity gain. A reduction in efficiency with user presence did translate in a large increase in the MEG for several whip and PIFA antennas in [14], but the contrary (MEG was halved) was found in [18] for several vertical and horizontal monopole and PIFA antennas.

In order to calculate EDG, the radiation efficiency for the reference antenna  $\eta_{\text{ref}}$  has to be known, while this is not the case for the IDG. For EDG measurements the antenna noise temperature

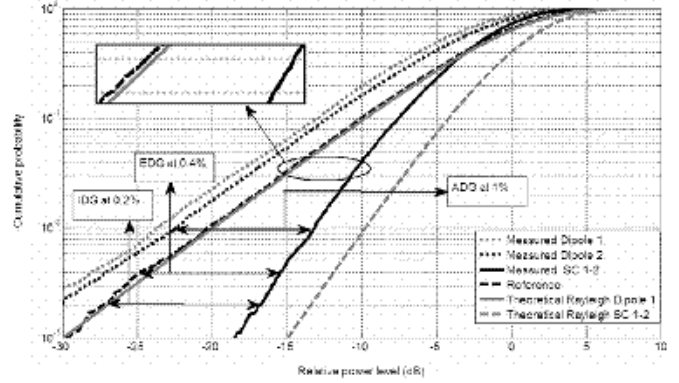


Fig. 1. CDFs versus relative received power level (dB) for two orthogonal  $\lambda/2$  dipoles with  $\eta_1 = 0.51$  and  $\eta_2 = 0.59$  in the reverberation chamber.

is assumed to be approximately equal to the ambient temperature. This is in turn linked to no dominant line-of-sight (LoS) scenarios typically used in reverberation chambers to emulate outdoor Rayleigh-fading environments. EDG is inherently less accurate than IDG since it depends upon the efficiency of the antenna reference, which usually has an uncertainty component. With the introduction of IDG another term can immediately be coined for the employed combining scheme of the  $N$  receiving antennas; the diversity gain loss (DGL) as

$$\text{DGL}_N(\text{dB}) = \text{IDG}(\text{dB}) - \text{comb}_N(\text{dB}) \quad (3)$$

where  $\text{comb}_N$  is the combined effect of radiation efficiencies of the  $N$  receiving antennas. If the signals are uncorrelated, this new term also can be defined as

$$\text{DGL}_N(\text{dB}) = - \left( \sum_{i=1}^{i=N} \eta_i(\text{dB}) \right) / N \quad (4)$$

where  $\eta_i$  is the radiation efficiency of the  $i$ th antenna and  $N$  is the total number of receiving antennas. Fig. 1 and Table I illustrate the concepts of ADG, EDG, IDG and DGL for a two-branch diversity scheme using  $\lambda/2$  dipoles in the reverberation chamber. From Fig. 1 we can observe that the effect of efficiency on the cumulative probability density functions (CDF) is a displacement of the curve to the left, but the slope is not affected. In order to evaluate the effect of the total radiation efficiency on diversity gain, we can write

$$\text{SNR}_{\text{we}}(\text{dB}) = \text{SNR}(\text{dB}) + \eta_{\text{tot}}(\text{dB}) \quad (5)$$

where  $\text{SNR}_{\text{we}}$  is the signal to noise ratio with the efficiency effect included.

### D. MIMO Capacity

The instantaneous channel capacity for MIMO systems is well known, and can be defined to account for efficiency by

$$C_{\text{MIMO}_{\text{we}}} = \log_2 \left( \det \left( I_R + \frac{\text{SNR}_{\text{we}}}{\gamma} \times H * H^H \right) \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (6)$$

TABLE I  
COMPARISON OF DIFFERENT DIVERSITY GAIN DEFINITIONS

|         | EDG (dB) | LDG (dB) | ADG (dB) |
|---------|----------|----------|----------|
| At 1%   | -7.00    | -6.83    | -9.28    |
| At 0.5% | 9.01     | 8.82     | 11.77    |
| At 0.3% | -9.47    | -9.22    | -12.49   |
| At 0.1% | -11.36   | -11.52   | -15.12   |

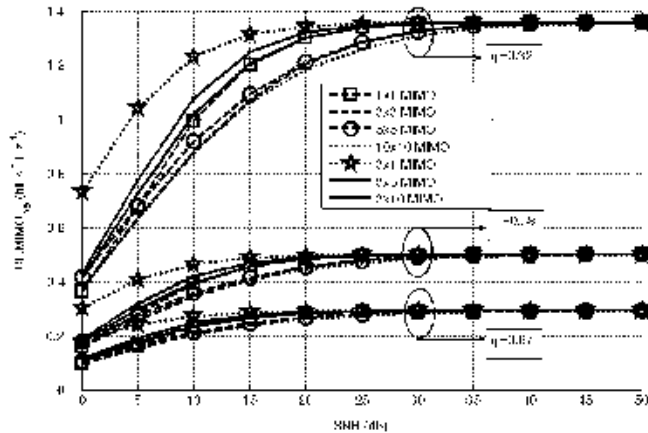


Fig. 2. Simulated MIMO capacity loss versus SNR for different systems.

with  $T$  antennas at the transmitter,  $R$  antennas at the receiver and  $I_R$  as the identity matrix with dimension  $R$ . In an independent identically distributed (i.i.d.) [25], [26] Rayleigh environment this capacity can be approximated for high signal-to-noise ratio (SNR) to [6]

$$C.MIMO_{\text{var}} = \min(T, R) \log_2(\text{SNR}_{\text{var}}) \text{ bits/s/Hz}. \quad (7)$$

We can extract the radiation efficiency effect in (7) for high SNRs by defining the MIMO capacity loss due to efficiency (CL.MIMO<sub>var</sub>) as

$$CL.MIMO_{\text{var}} = -\min(T, R) \log_2(\eta_{\text{eff}}) \text{ bits/s/Hz}. \quad (8)$$

For low SNRs, the dependence of MIMO capacity on radiation efficiency is not straightforward, and therefore (6) was used for the simulations. In Fig. 2 we show simulated MIMO capacity loss due to a diverse common radiation efficiencies  $\eta_b$  with different numbers of branches/antennas versus SNR. MIMO capacity loss is depicted per fully parallel channel, that is, divided by the minimum of  $T$  and  $R$ . Ninety percent of the capacity loss due to radiation efficiency is reached in all studied systems for a SNR = 15 dB. Lower efficiencies require higher SNRs for achieving 90% of the capacity loss due to radiation efficiency. From these simulations it seems clear that efficiency plays an important role for low SNRs since capacity loss is practically constant above SNR = 35 dB for all combinations.

Fig. 3 depicts simulated MIMO capacity loss due to radiation efficiency for different systems with two different SNR (5 and 20 dB),  $T = 3$  and  $R$  as parameter. MIMO capacity loss due to efficiency increases linearly with increasing number of receiving antennas until  $T = R$ , where a 90% of its maximum is reached. Capacity loss reaches 90% of its maximum when  $R = T$  for all studied systems, making additional capacity loss due to efficiency for  $R > T$  MIMO systems negligible compared to  $R = T$

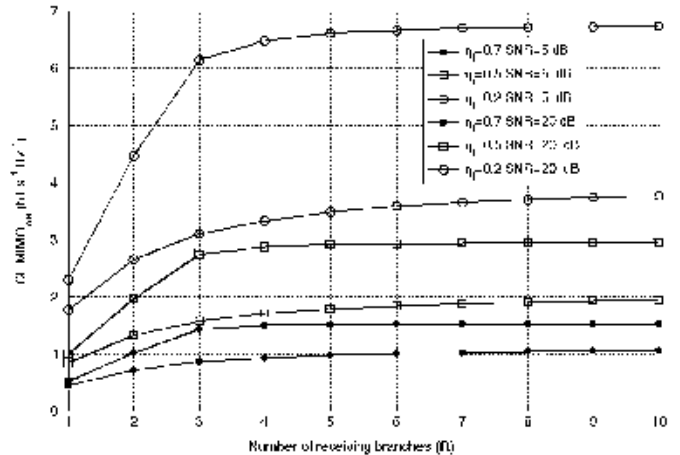


Fig. 3. Simulated MIMO capacity loss for different radiation efficiencies versus  $R$  with  $T = 3$ .

MIMO systems. Consequently, adding a highly efficient antenna may enhance final MIMO capacity when radiation efficiencies are accounted for, which always happens in practice.

### III. MEASUREMENT SET-UP AND RESULTS

The results obtained in the simulations were validated by measurements in the Bluetest AB RC800 reverberation chamber. Measurements were performed at different frequencies with commercial  $\lambda/2$  Bluetest 001-B-019 dipoles with operating ranges from 890 to 3000 MHz. In order to evaluate only the influence of radiation efficiencies on diversity gain and MIMO capacity we have measured each one of 10 isolated antennas in a different position within the reverberation chamber, that is, using uncorrelated branches with the same received power level but different radiation efficiencies for the MIMO system under evaluation. With this measurement set-up we eliminated the correlation between signals due to mutual coupling, thus reproducing the theoretical model described in Section II. A full description of the measuring chamber and radiation efficiency measurement technique can be found in [22], [23] and [24], respectively. In order to be able to measure the MIMO potential of antennas with different efficiencies in the handset scenario, that is, in the presence of the user, a 32.3 cm high and 12.5 cm in diameter lossy cylinder filled with CENELEC A2400 head simulating liquid (HSL) was employed within the reverberation chamber. Diverse radiation efficiencies from 0.32 to 0.86 were obtained by locating the lossy cylinder at different relative positions respect to the antenna under evaluation [27].

#### A. Diversity Gain

The effective diversity gain (EDG) is obtained by collecting received power samples over a 20 MHz bandwidth, with a 0.1 MHz frequency steps. Each frequency point consists of 50 stirrer positions, providing 10050 independent power samples for each measured antenna so that a rich Rayleigh-fading environment was ensured. Fig. 4 illustrates measured EDG for simple combining situations of up to ten equally-efficient receiving  $\lambda/2$  dipoles. From this figure it is confirmed that increasing the number of receiving antennas has a positive

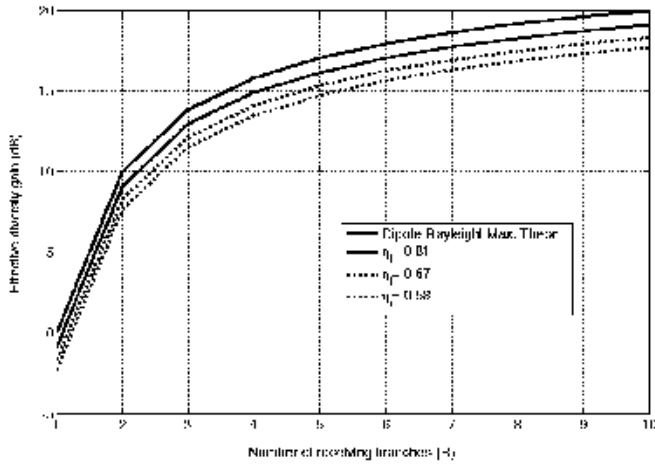


Fig. 4. Measured EDG versus R receive antennas for different efficiencies.

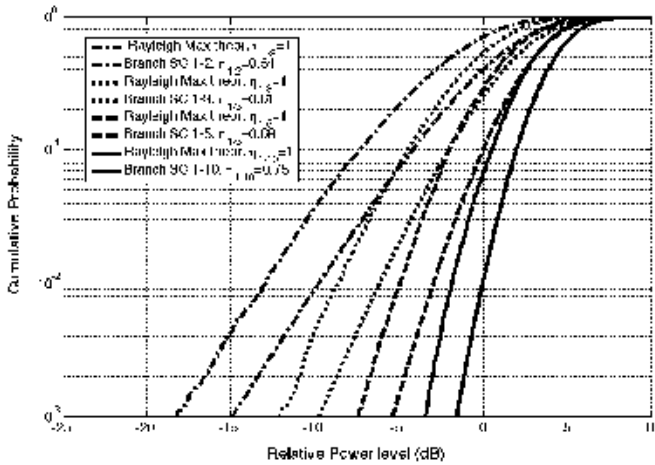


Fig. 5. Measured CDFs for different MIMO systems.

effect on EDG, but from  $R = T$  onwards the increment rate slows down considerably. For a  $T = 3$  system with antenna efficiencies of 0.36, increasing the number of receiving antennas from 2 to 3 attains an additional 5 dB in EDG. This is exactly the same additional EDG that can be obtained when adding 7 extra antennas to the  $R = 3$  situation. Better results, however, are observed when adding more efficient antennas. The same  $T = 3$  system with  $\eta_r = 0.81$  attains 4 dB extra EDG when adding an additional antenna to an  $R = 2$  system, but  $\sim 6$  dB are gained when 7 antennas are added to the  $R = 3$  situation. Consequently, efficiency does play an effect on the increasing EDG, apart from simply providing worse final EDG values compared to ideal lossless antennas, even when all receiving antennas exhibit the same radiation efficiency. Fig. 5 shows different measured combining scenarios. Measurements agree well with the simulations.

**B. MIMO Capacity**

Channel capacity is calculated using the measured channel estimates between each of the  $n$  MIMO receiving antennas and each one of the  $m$  wall-mounted transmitting exciting antennas [24]. All channel capacity estimates are averaged to produce a maximum average channel capacity as a function of the SNR,

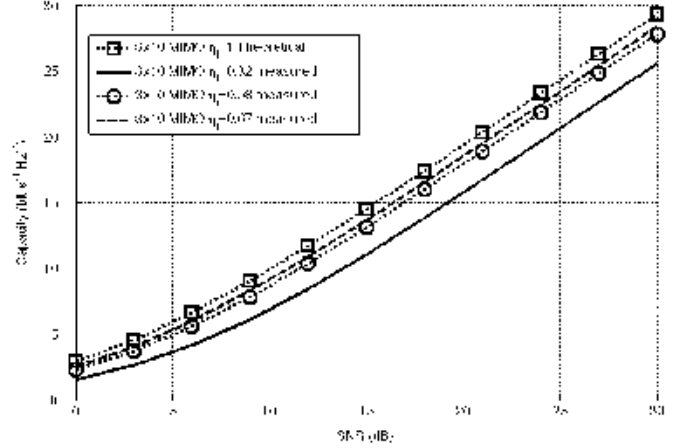


Fig. 6. Measured MIMO capacity versus SNR for different total radiation efficiencies.

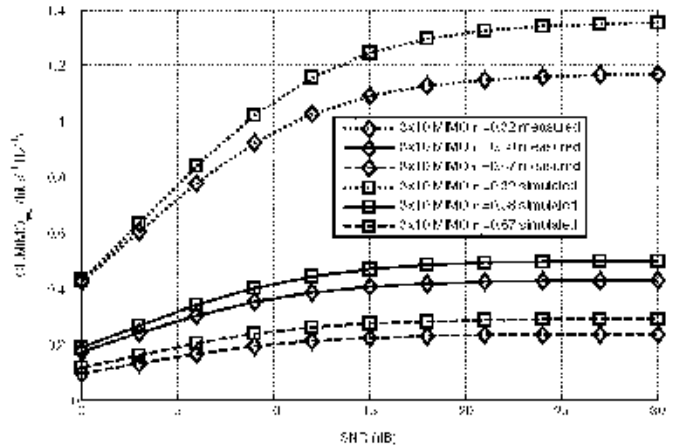


Fig. 7. Measured and simulated capacity loss due to efficiency versus SNR for diverse total radiation efficiencies in  $3 \times 10$  MIMO systems.

identified as mean capacity [24]. To validate the decrease in MIMO capacity obtained in the simulations when real efficiencies are employed, Figs. 6 and 7 exhibit MIMO capacity and capacity loss due to efficiency, respectively, for four different MIMO systems with the same radiation efficiency for all receiving antennas, but different total radiation efficiency for each system. From these figures we can observe that the simulated results in Section II are validated. It is also clear from these figures that efficiency plays an important role when determining MIMO capacity, particularly at low SNR values. With a SNR of 15 dB, 25% capacity loss can be expected when low efficient antennas are employed instead of highly efficient antennas, or simply when the user is present in close proximity to the MIMO receiving antennas. Consequently, the combining possibilities and antenna topology for MIMO systems in the presence of the user acquires great importance. At SNR = 10 dB, a maximum of 1.6% percentage error was observed between simulated and measured MIMO capacity results.

In this sense, Fig. 8 reproduces measured results of capacity loss due to efficiency for different  $3 \times n$  MIMO systems with the same radiation efficiency for all antennas in one branch. While there is always a capacity loss, this is more clearly appreciated when the receiving antennas exhibit a low efficiency. Likewise, it is also observed that the additional capacity loss

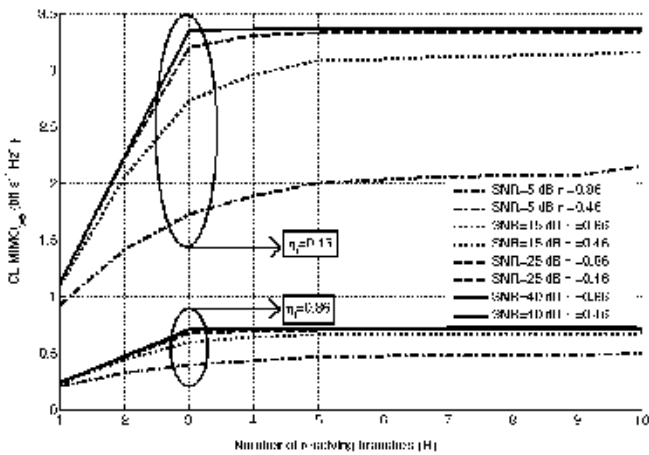


Fig. 8. Measured MIMO capacity loss due to efficiency with  $T = 3$  and  $R$  as parameter.

obtained when  $R > T$  and employed receiving antennas are inefficient is mitigated when high SNRs values are obtained, confirming the simulated results presented in Section II. Similarly, the effect is more important when  $R \leq T$ , with a high slope that stabilizes when  $R = T$  only for high SNRs. On the other hand, a quasi-linear increase with increasing  $R$  in MIMO capacity loss due to efficiency is observed when SNR is low. Therefore, the effect of efficiency on MIMO capacity acquires great importance for low efficient antennas and low SNRs.

It is highly unlikely, however, that all receiving antennas have the same radiation efficiency despite the limited volume available at the handset scenario, not only due to the different antenna-user distances, but also because each antenna design and topology may exhibit different radiation properties [4]. At the same time, it has been assumed for some time now that under noise-limiting conditions and despite theoretical MIMO ergodic capacity formulas, there is little incentive on using more receiving antennas than transmitting antennas [6], that is,  $\beta = T/R < 1$ . Yet, this widely accepted formula assumes that there is an area of local scattering around each terminal and a very large power angular spread ( $\sim 360^\circ$ ). The presence of the user for receive diversity increases local scattering, but considerably reduces angular spread [14], therefore an effect of the total radiation efficiency on the validity of this formula is expected. Fig. 9 illustrates the simulated and measured effect of adding high efficiency transmitting or receiving antennas to a  $3 \times 3$  MIMO system, initially comprising low efficiency receiving antennas. A good matching between simulated and measured results is again observed. As expected, the increment in MIMO capacity is clear when both transmitting and receiving antennas are simultaneously added to the system, even when these added antennas have a low efficiency. Yet, it is interesting to observe from this figure that, unlike what is widely accepted, there is a non-negligible capacity increase beyond  $R = T$  when high efficiency antennas are added to a low efficient MIMO system. Likewise, this increment beyond  $R = T$  is more important as SNR increases. Adding a receiving antenna with an efficiency of 0.86 to a  $3 \times 3$  MIMO system with  $\eta_r = 0.2$ , for instance, provides the same MIMO capacity than a  $4 \times 4$  MIMO system with  $\eta_r = 0.46$  at SNR = 20 dB or a  $4 \times 4$  MIMO system with

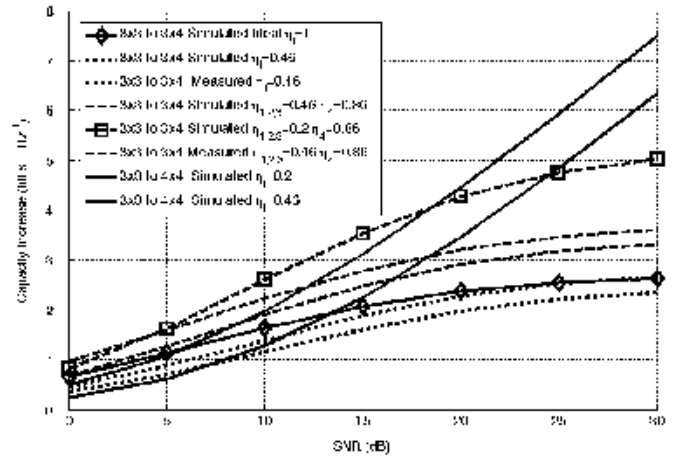


Fig. 9. Measured capacity increase when adding antennas to a  $3 \times 3$  MIMO system. The figure shows how capacity climbs as antennas are added, with eventual diminishing returns. For a MIMO system operating at low SNR ( $< 18$  dB),  $M$  efficient receive antennas can achieve higher capacity than  $M + 1$  less efficient ones.

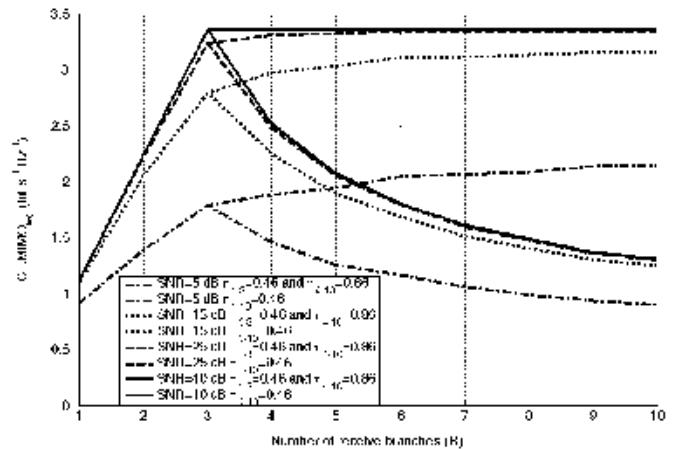


Fig. 10. Measured capacity loss due to efficiency for MIMO systems with  $T = 3$  and  $R$  as parameter.

$\eta_r = 0.2$  at SNR=25 dB. In fact, Fig. 9 also shows that just adding a high efficiency receiving antenna to the  $3 \times 3$  MIMO system is better in terms of capacity increase than adding both a receiving and a transmitting low efficient antenna, but only for a specific SNR value that depends on the radiation efficiencies of the added antennas. With  $\eta_r = 0.86$  in a  $3 \times 4$  MIMO system instead of  $\eta_r = 0.46$  in a  $4 \times 4$  MIMO system, this limiting value is SNR = 18.45 dB.

This increment in capacity is also clearly observed from Fig. 10, wherein the capacity loss due to efficiency is reduced when  $R > T$  ( $\beta < 1$ ) but only when the added antennas have a high efficiency. It can also be concluded from Fig. 10 that the capacity increase beyond  $\beta = 1$ , or the equivalent reduction in capacity loss due to efficiency, is only important at low and moderate SNRs. No significant improvement is experimented between results at SNR = 25 dB and those at SNR = 40 dB.

#### IV. CONCLUSION

In this paper, we have evaluated the effect of radiation efficiency on diversity gain and MIMO capacity through simula-

tions and measurements in a reverberation chamber. It has been demonstrated that both diversity gain and MIMO capacity depend upon the number of antennas, SNR and total radiation efficiency on a complex way. The main discovery associated to this dependence is directly related to the optimum number of receiving antennas in a specific MIMO scenario. While it has been assumed for some time now that there is little incentive on using more  $R$  receiving antennas than  $T$  transmitting antennas, in the presence of the user this is no longer true and it depends very much on the radiation efficiencies of the antennas themselves. With  $\beta = T/R$  showing a much more complex optimum behavior than unity, results are particularly important for the novel recently proposed MIMO designs on handheld terminals. Future research includes the extension to other fading scenarios and the specific dependence of efficiency-related effects on the number of scatters (NS), angular spread (AS) and angle of arrival (AoA), among others.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the Autonomous Region of Murcia, Spain, for partly funding this research.

#### REFERENCES

- [1] A. M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Jefford, and C. J. Kellert, "An experimental evaluation of the performance two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 2, pp. 318–326, May 1995.
- [2] Z. Ying, T. Bolin, V. Plicanic, A. Derneryd, and G. Kristesson, "Diversity antenna terminal evaluation," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation*, Jul. 2005, vol. 2A, pp. 375–378.
- [3] J. H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 1, pp. 119–123, Feb. 2001.
- [4] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtisiris, and V. Makios, "Three branch antenna diversity system on wireless devices using various printed monopoles," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility*, May 2003, vol. 1, pp. 135–138.
- [5] M. Kang and M.-S. Alouni, "Capacity of correlated MIMO Rayleigh channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 1, pp. 143–155, Jan. 2006.
- [6] A. Lozano and A. M. Tulino, "Capacity of multiple—Transmit multiple—Receive antenna architectures," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 12, pp. 3117–3127, Dec. 2002.
- [7] H. Shin and J. H. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: Spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2636–2647, Oct. 2003.
- [8] M. Chiani, M. Z. Win, and A. Zanella, "On the capacity of spatially correlated MIMO Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2363–2371, Oct. 2003.
- [9] B. Lindmark and M. Nilsson, "On the available diversity gain from different dual-polarized antennas," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 287–294, Feb. 2001.
- [10] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 177–186, Aug. 1990.
- [11] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 2, pp. 399–405, Feb. 1999.
- [12] J. F. Valenzuela-Valdés, M. A. García-Fernández, A. M. Martínez-González, and D. Sánchez-Hernández, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 534–536, 2006.
- [13] P. Hallbjörner, "The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 97–99, 2005.
- [14] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz: Part I—Effective gain characteristics," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 3, pp. 830–844, May 2001.
- [15] O. Gasparini, E. de Marinis, and M. Iarossi, "Evaluation of MIMO spatial multiplexing for wireless LAN with channel models from experimental data," presented at the IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit, Thessaloniki, Greece, Jun. 17–19, 2002.
- [16] S. Loyka and G. Tsoulos, "Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 1, pp. 19–21, Jan. 2002.
- [17] M. Martínez-Vázquez, O. Litschke, M. Geissler, D. Heberling, A. M. Martínez-González, and D. Sánchez-Hernández, "Integrated planar multi-band antennas for personal communications handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 384–391, 2006.
- [18] K. Meksamool, M. Krairiksh, and J. Takada, "A polarization diversity PIFA on portable telephone and human body effects on its performance," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84, no. 9, pp. 2460–2467, Sep. 2001.
- [19] G. P. Pedersen and S. Skjaeris, "Influence on antenna diversity for a handheld phone by the presence of a person," in *Proc. 47th IEEE Vehicular Technology Conf.*, May 1997, vol. 3, pp. 1768–1772.
- [20] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 36, no. 4, pp. 149–172, Nov. 1987.
- [21] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
- [22] P. S. Kildal, K. Rosengren, J. Byun, and J. Lee, "Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 1, pp. 56–59, Jul. 2002.
- [23] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chamber for characterization of antennas in multipath environment," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pp. 386–391, Sep. 2001.
- [24] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system: Theory, simulation and measurement in reverberation chamber," *Proc. Inst. Elect. Eng. on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 1, pp. 7–16, Feb. 2005.
- [25] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [26] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–596, Nov./Dec. 1999.
- [27] J. Yang, J. Carlsson, P. S. Kildal, and C. Carlsson, "Calculation of self-impedance and radiation efficiency of a dipole near a lossy cylinder with arbitrary cross section by using the moment method and a spectrum of two dimensional solutions," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 2, pp. 108–112, Jan. 2002.



**Juan F. Valenzuela-Valdés** was born in Marbella, Spain. He received the Degree in telecommunications engineering from the Universidad de Malaga, Spain, in 2003. He is currently working toward the Ph.D. degree at the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain.

In 2004, he worked at CETECOM, Malaga, in the same year he joined the Department of Information Technologies and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena, Spain. In 2007, he joined EMITE Ingeniería SLNE, Espinardo, Spain, as

Head of Research. His current research areas cover MIMO communications, reverberation chambers and SAR measurements.



**Miguel Á. García-Fernández** was born in Cartagena, Spain. He received the Degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Cartagena, in 2005, where he is currently working toward the Ph.D. degree.

In 2005, he joined the Department of Information Technologies and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena. His current research areas cover SAR measurements and thermoregulatory processes due to electromagnetic field exposure.



**Antonio M. Martínez-González** received the Dipl.-Ing. degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Spain, in 1998 and the Ph.D. degree from the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain, in 2004.

From 1998 to September 1999, he was employed as Technical Engineer at the Electromagnetic Compatibility Laboratory, Universidad Politécnica de Valencia, where he developed assessment activities and compliance certifications with European directives related with immunity and emissions to

electromagnetic radiation from diverse electrical, electronic and telecommunication equipment. Since September 1999, he has been an Assistant Lecturer at the Universidad Politécnica de Cartagena. His research interest is focused on electromagnetic dosimetry and radioelectric emissions.

Dr. Martínez-González's research work was awarded the Spanish National Prize in 1999 from Foundation Airtel and the Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación de España for the Best Final Project on Mobile Communications.



**David A. Sánchez-Hernández** (M'00–SM'06) received the Dipl.-Ing. degree in telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 1992 and the Ph.D. degree from King's College, University of London, London, U.K., in 1996.

From 1992 to 1994, he was employed as a Research Associate for The British Council-CAM at King's College London, where he worked on active and dual-band microstrip patch antennas. In 1994, he was appointed EU Research Fellow at

King's College London, working on several joint projects at 18, 38, and 60 GHz related to printed and integrated antennas on GaAs, microstrip antenna arrays, sectorization and diversity. In 1997, he returned to the Universidad Politécnica de Valencia, where was co-leader of the Antennas, Microwaves and Radar Research Group and the Microwave Heating Group. In early 1999, he received the Readership from the Universidad Politécnica de Cartagena, and was appointed Vice Dean of the School for Telecommunications Engineering and Leader of the Microwave, Radiocommunications and Electromagnetism Engineering Research Group. In late 1999, he was appointed Vice Chancellor for Innovation and Technology Transfer at the Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, and a member of several foundations and societies for promotion of R&D in the Autonomous Region of Murcia, Spain. In May 2001, he was appointed Official Advisor in Technology Transfer and member of The Industrial Advisory Council of the Autonomous Government of the Region of Murcia, in Spain. In May 2003, he was appointed Head of the Communications and Signal Theory Department. He has published over 35 scientific papers and over 70 conference contributions, and is a reviewer of several international journals. His current research interests encompass all aspects of the design and application of printed multiband antennas for mobile communications, electromagnetic dosimetry issues and MIMO techniques for wireless communications.

Dr. Sánchez-Hernández is a Chartered Engineer (C.Eng.). He is a Fellow of the Institution of Engineering and Technology (IET) Fellow, London, U.K. He is an Ampere Board member, CENELEC TC106X member, and is the recipient of the R&D J. Langham Thompson Premium, awarded by the Institution of Electrical Engineers (currently the Institution of Engineering and Technology), as well as other national and international awards.



# 5. EVALUATION OF TRUE POLARIZATION DIVERSITY FOR MIMO SYSTEMS

## 5.1. Resumen

### 5.1.1. Introducción

La diversidad de polarización, inicialmente aplicada a los sistemas radar y de procesamiento de imagen, ha demostrado en los últimos años su potencial para mejorar la capacidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, a pesar de algunas premoniciones negativas realizadas de forma prematura [Smith, 1993]. La mejora se obtiene de forma típica mediante un canal decorrelado adicional que es proporcionado por un estado de polarización ortogonal al existente, normalmente en el transmisor ( $n_T=2$ ). Para evaluar la diversidad de polarización se suele utilizar en el receptor ( $n_R=1$ ) una antena linealmente polarizada y orientada de forma arbitraria. En consecuencia, el parámetro que típicamente se utiliza para evaluar la diversidad es el XPD, con coeficientes de

correlación bajos incluso para situaciones donde no existe visión directa (NLoS) [Lempiainen, 1998].

Debido a la importante diferencia entre la media de la señal copolarizada recibida respecto de la contra-polarizada cuando se transmite en una polarización concreta, la diversidad espacial ha recibido mucha más atención por parte de la comunidad científica que la diversidad de polarización. El efecto de desacoplo entre polarizaciones es un complejo mecanismo y por tanto difícil de incorporar a las simulaciones, lo que también ha limitado las investigaciones sobre la verdadera diversidad de polarización. Sin embargo, empleando diversidad espacial al menos una distancia horizontal de  $20\lambda$  o vertical de  $15\lambda$  es necesaria para que esta diversidad espacial en exterior sea eficiente en la práctica. Por este motivo la diversidad de polarización, que puede emplear el concepto de colocación de antenas en la misma posición, ha recibido un creciente interés por parte de la comunidad científica, especialmente en los últimos años. El empleo de antenas tipo vector que pueden responder a más de una componente y/o estado de polarización del campo electromagnético mediante la colocación en lugar de la separación espacial de las agrupaciones, siempre más voluminosa, puede proporcionar incrementos de capacidad de canal equivalentes [Konanur, 2005]. La combinación de diversidad de polarización inclinada con  $\pm 45^\circ$  obtiene unos resultados tan buenos como la espacial con dos elementos, y los sistemas comerciales GSM y UMTS pronto cambiaron sus elementos radiantes con esta técnica. También se han probado algunas combinaciones de diversidad de polarización y espacial con dos ramas

[Cho, 1998] e incluso de forma reciente una combinación triaxial de diversidad de polarización y de diagrama [Tumbuka, 2005], aunque los resultados presentan algunas contradicciones.

En los escenarios típicos de las comunicaciones móviles, la múltiple dispersión puede no ser suficiente para que una determinada polarización desacople la mitad de su potencia [Vaughan, 1990]. Además, los procesos de reflexión y difracción son sensibles a la polarización, y algunas medidas ya han demostrado que las típicas componentes copolares y contrapolares en entornos de exterior están casi incorreladas [Eggers, 1993], y de alguna forma iluminan el camino y el potencial MIMO de estas técnicas para evitar o paliar la posible pérdida de riqueza de multicaminos en algunos escenarios inalámbricos reales. El comportamiento del canal es por tanto diferente para cada estado de polarización [Vaughan, 1990] y las correlaciones cruzadas con desvanecimientos pueden incluso hacer aumentar la capacidad ergódica más allá de la teórica para canales independientes [Oestges, 2004a]. Por tanto, los resultados de las investigaciones sobre diversidad que están basados en estados de polarización ortogonales no pueden generalizarse para estados arbitrarios de verdadera polarización en sistemas MIMO más generales. Por otra parte, los sistemas MIMO no requieren que las señales estén perfectamente incorreladas para comportarse de forma casi óptima y cerca de la máxima capacidad, y más de dos polarizaciones ortogonales se podrían emplear de forma eficiente [Waldschmidt, 2003]. Sin embargo, y a pesar del enorme número de publicaciones sobre MIMO que existen, no se ha encontrado ninguna que

enfoque esta línea de investigación, por lo que se ha desarrollado esta investigación en el marco de este trabajo, aunque algunos autores apuntaban ya a esta posibilidad [Narayanan, 2004].

Para caracterizar el verdadero potencial de la diversidad de polarización se han realizado numerosas mediciones de diferentes sistemas MIMO en la RC de forma que se ha estudiado minuciosamente el potencial de la combinación de diversidad espacial y de polarización auténtica para aumentar la ganancia de diversidad y la capacidad MIMO de un diseño MIMO compacto. Los antecedentes no eran precisamente clarificadores, ya que por una parte la diversidad espacial ya había probado su eficiencia para paliar el efecto del desvanecimiento multicamino, pero el aumentar el número de antenas con diversidad espacial no hace aumentar de forma lineal la capacidad cuando los usuarios tienen un entorno de alto factor  $K$ , es decir, dominados por una condición de visión directa (LoS) o tipo Rician, a menos que se empleen estados de polarización adicionales [Erceg, 2006]. Por otra parte, algunos autores reclaman que la diversidad de polarización se comporta mejor para canales de desvanecimiento tipo Rician [Nabar, 2002][Erceg, 2004], mientras que otros sugieren que la diversidad de polarización debe jugar una papel menos importante cuando los canales tienen factores  $K$  bajos, es decir, son del tipo Rayleigh [Erceg, 2006], lo que nos lleva a un cierto grado de desconocimiento respecto del verdadero papel de la diversidad de polarización cuando nos encontramos con canales MIMO reales.

En este trabajo se presentan los resultados y conclusiones sobre la investigación realizada en materia de polarización para sistemas MIMO en entornos de desvanecimiento Rayleigh, obtenidos tanto con simulaciones como con medidas en la RC. También se introduce la técnica de polarización que ha sido desarrollada para entornos multicamino, denominada auténtica diversidad de polarización. Esta nueva técnica se combina de manera satisfactoria con otras técnicas de diversidad. Las técnicas de diversidad pueden estar limitadas en ciertas situaciones como en función de las restricciones de espacio, volumen o de ancho de banda coherente. En este trabajo se presentan resultados que pueden ser de especial importancia para futuros sistemas MIMO de diversidad combinada. Los resultados demuestran el potencial de la auténtica diversidad de polarización para aumentar la ganancia de diversidad o la capacidad MIMO para sistemas MIMO generales  $n_T \times n_R$  incluso con escenarios de desvanecimiento tipo Rayleigh, en particular cuando se combinan con esquemas de diversidad espacial, y por tanto aumenta el conocimiento actual sobre los límites de capacidad MIMO en la práctica para los diseños radiantes.

### **5.1.2. Técnica de auténtica diversidad de polarización**

La diversidad de polarización se puede aplicar de dos formas distintas en sistemas MIMO. La primera opción es emplear antenas multimodo, esto es, operar con dos o más modos de la misma antena que tengan la misma dirección de propagación con una adecuada diferencia angular [Erceg, 2004][Erceg, 2006][Nabar, 2002][Narayanan, 2004][Dong, 2005]. Excitando los dos modos de la antena de forma simultánea se puede considerar el sistema como que tiene

dos antenas distintas en lugar de una, como en los dos modos ortogonales de [Chiani, 2003]. La selección más apropiada es la ortogonalidad entre las polarizaciones de los dos modos, existiendo numerosas referencias en la literatura científica sobre el efecto de la pérdida de discriminación por polarización cruzada (XPD) de esta situación. La otra opción es obtener el incremento de capacidad empleando elementos polarizados de forma lineal que sean rotados un cierto ángulo respecto del elemento anterior, esto es, aplicar una separación angular progresiva entre elementos, que es la técnica ADP explicada en apartados anteriores, otras disposiciones similares pueden encontrarse [Oestges, 2004b][Pedersen, 1999][Lindmark, 2001][Vaughan, 1990][Soma, 2002].

En este trabajo se desarrolla la técnica de auténtica diversidad de polarización, que consiste en utilizar más de dos polarizaciones distintas en las agrupaciones de antenas de transmisión, recepción, o ambas, de forma que se aproveche la propagación multicamino para obtener señales parcialmente decorreladas.

#### A. *Antecedentes de la técnica*

Los sistemas MIMO actuales usan habitualmente procedimientos de diversidad espacial, diversidad de polarización o diversidad de diagrama de radiación para mejorar la ganancia de diversidad o capacidad MIMO del sistema. La diversidad espacial está limitada por el tamaño de los terminales, cada día más pequeños. La utilización de la diversidad de polarización se define hasta ahora como el empleo de dos polarizaciones ortogonales en las agrupaciones de antenas de emisión y recepción, por lo que se evalúa típicamente es el factor de

discriminación de polarización cruzada (XPD). Este factor indica qué parte de la potencia de un sistema transmisor polarizado verticalmente se recibe por un receptor polarizado horizontalmente, o de forma ortogonal entre dos polarizaciones distintas. Por último, la diversidad de diagrama de radiación implica costosos diseños de las antenas. Por tanto las tres diversidades utilizadas actualmente están limitadas por diferentes factores.

Por otra parte se utilizan diversos tipos de antenas en el transmisor haciendo que no se pueda asumir la dominancia de una polarización concreta en el transmisor. Además, en entornos urbanos y asumiendo que el transmisor emplea polarización vertical, ésta no resulta dominante en el receptor. La ausencia del dominio de una polarización concreta en suma con la dispersión multicamino que ocurre en algunos entornos puede dar lugar a que el canal se comporte de forma diferente para cada estado de polarización [Vaughan, 1990].

Dado que para los sistemas MIMO no es necesario que los canales estén totalmente decorrelados para obtener capacidades casi máximas, es decir, que no es necesario que la energía transmitida en una polarización concreta tenga que desacoplarse a una polarización ortogonal (decorrelación casi total), tiene más sentido emplear diversos y arbitrarios estados de polarización de manera que se obtengan distintas señales parcialmente decorreladas con las que se pueda obtener mejora de las capacidades de transmisión.

#### B. Descripción de la técnica

La Auténtica Diversidad de Polarización (ADP) consiste en utilizar múltiples estados de polarización en lugar de dos polarizaciones ortogonales. Este

procedimiento también se puede utilizar combinado con la diversidad espacial de manera que las antenas estén separadas una distancia de separación espacial ( $D$ ) combinada con una polarización distinta para cada antena.

Dentro del sistema de ADP, se proponen tres variantes:

**1. ADP simple:** Se utilizan estados de polarización entre  $0$  y  $\alpha_{max}$  grados, donde  $\alpha_{max}$  es el ángulo máximo que puede adoptar una antena polarizada linealmente (generalmente  $360^\circ$ , pero puede verse reducido por razones de orientación de la antena o simetría según el tipo de antena que se utilice). Estas polarizaciones se usan de forma secuencial y no se pueden repetir las polarizaciones individuales elegidas. Se puede utilizar de manera combinada con el procedimiento de diversidad espacial. Las polarizaciones deben obedecer a la siguiente formulación:

$$\varphi_n = \frac{(n-1) * \alpha_{max}}{N} \quad (5.1)$$

donde  $\varphi_n$  es la polarización de la antena  $n$  y  $N$  es el número de antenas de la agrupación. En la figura 5.1 se puede observar la aplicación de esta técnica para el caso en el que las antenas sean monopolos.



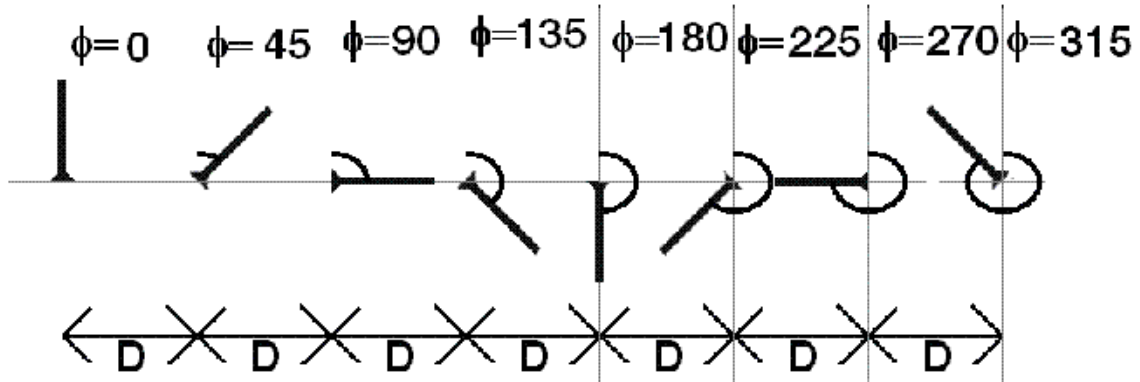


Figura 5.1 Representación gráfica de un ADP simple con  $N=8$ . En dicha figura se presentan 8 polarizaciones distintas para una agrupación de 8 elementos utilizando la ADP.

**2. ADP múltiple:** Se utilizan estados de polarización entre  $0$  y  $a_{max}$  grados de forma secuencial, donde  $a_{max}$  es el ángulo máximo que puede adoptar la antena (generalmente  $360^\circ$ , pero puede verse reducido por razones de orientación de la antena o simetría según el tipo de antena que se utilice) y sí se pueden repetir las polarizaciones individuales elegidas. Se puede utilizar de manera combinada con el procedimiento de diversidad espacial. Las polarizaciones deben obedecer a la siguiente formulación:

$$\varphi_n = \frac{(n-1) * \alpha_{max} * M}{N} \quad (5.2)$$

donde  $M$  es el número de veces que se repiten las polarizaciones. En la figura 5.2 se puede observar la aplicación de esta técnica para el caso en el que las antenas sean monopolos. Dependiendo de la distancia espacial que se utilice combinada con este procedimiento se obtendrá un  $M$  óptimo con el que el comportamiento del sistema MIMO sea el mejor para el volumen ocupado por la agrupación. Este  $M$  óptimo se puede obtener por cualquiera de los métodos de optimización conocidos, tales como algoritmos genéticos (AG), métodos quasi-Newton, etc.

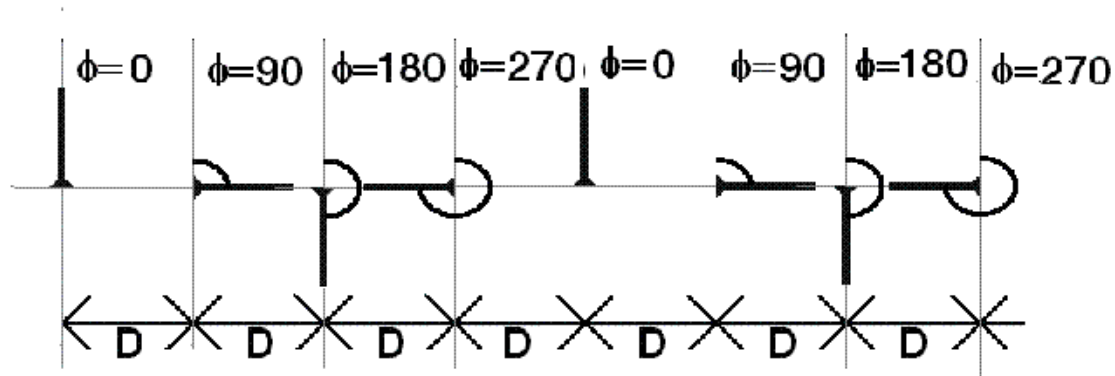


Figura 5.2 Representación gráfica de un ADP múltiple con  $N=8$  y  $M=2$ . En dicha figura se presentan 4 polarizaciones distintas para una agrupación de 8 elementos utilizando la ADP.

**3. ADP arbitraria:** Se utilizan estados de polarización entre  $0$  y  $\alpha_{max}$  grados, donde  $\alpha_{max}$  es el ángulo máximo que puede adoptar la antena (generalmente  $360^\circ$ , pero puede verse reducido por razones de orientación de la antena o simetría según el tipo de antena que se utilice) y las polarizaciones se eligen de manera arbitraria, pudiendo repetir polarizaciones. Se puede utilizar de manera combinada con el procedimiento de diversidad espacial.

A partir de lo descrito anteriormente, la presente técnica proporciona un sistema para transmitir una señal que permite incrementar la capacidad de un sistema de comunicaciones inalámbricas. El uso de múltiples polarizaciones entre  $0$  y  $\alpha_{max}$  supone el aumento de la capacidad en entornos donde existe predominancia de un tipo de polarización determinado, ya sea por las características de la emisión de la señal como por las características de la propagación de la señal, limitando los estados de polarización entre  $0$  y  $\alpha_{max}$ .

Como otro aspecto importante de la técnica es que este sistema de diversidad se puede aplicar con cualquiera de los siguientes sistemas:

- Diferentes tipos de antenas (monopolos, dipolos, antenas de parche,...).

- Diferentes topologías de agrupaciones de antenas (lineales, circulares, elípticas, espirales o cualquier otro tipo de topología o distribución espacial de las antenas).
- Diferentes sistemas inalámbricos tales como WiFi, WiMax, IEEE 802.16, HyperLand 1, HyperLan 2, Zig-Bee, WMTS, Bluetooth, HomeRF, RWR, RFID, UWB, WLL, HisWAN, MMDS, LMDS, DSM, SMS y DSAC.

En este trabajo se analiza la mejora de prestaciones utilizando la primera variante de esta técnica, es decir, sin limitación de ángulo máximo y sin repetir el número de polarizaciones. Las razones para elegir esta variante son que las medidas se realizaran en un entorno Rayleigh en el cual todas las polarizaciones en recepción son equiprobables. Por tanto, no habrá ninguna predominancia de polarización, el número de antenas no es muy elevado (hasta 6) y se obtiene mejor rendimiento a medida que aumenta el número de polarizaciones distintas.

### **5.1.3. Auténtica diversidad de polarización**

La figura 5.3 muestra la relación existente entre el coeficiente de correlación  $\zeta$  y la distancia de separación espacial entre dipolos normalizada a la longitud de onda  $D$  ( $d/\lambda$ ) frente a la ganancia de diversidad, todo ello obtenido mediante medidas en la RC. En esta figura, los círculos indican los valores medidos. La figura 5.3 confirma que la ganancia adicional de diversidad que proporciona un coeficiente de correlación menor que  $\sim 0.5$  (lo que corresponde en la gráfica a una distancia de separación espacial  $D=0.24$ ) cuando se compara con la que se obtiene cuando  $\zeta=0.5$  no es significativa.

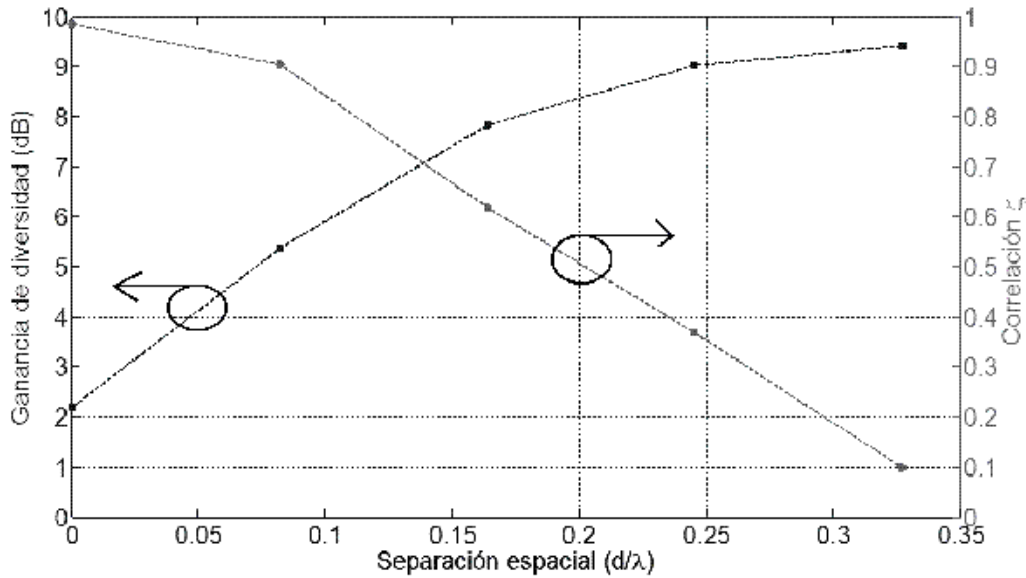


Figura 5.3 Correlación y ganancia de diversidad frente a la distancia de separación espacial normalizada a la longitud de onda ( $d/\lambda$ ) con  $n_T=3$ ,  $n_R=3$ .

La Figura 5.4 muestra diversas medidas en la cámara RC800 de la capacidad MIMO ergódica i.i.d. en entornos Rayleigh frente a la SNR cuando  $n_T=3$  y  $n_R=2$ , con  $D=0$  y la separación angular  $d\theta$  entre dipolos contiguos como parámetro. De esta figura se puede observar que para una separación angular de  $54^\circ$  o más, el incremento de capacidad MIMO respecto de la que se obtiene para  $54^\circ$  es despreciable. Una diferencia de tan solo 0.4 dB en capacidad MIMO se obtuvo cuando la separación angular era de  $54^\circ$  en lugar de  $90^\circ$ . La figura 5.5, por el contrario, muestra el efecto de la separación angular ( $d\theta$ ) y el coeficiente de correlación ( $\zeta$ ) en la ganancia de diversidad medida, en donde las marcas rellenas indican valores medidos. De esta figura podemos observar claramente la equivalencia con la figura 5.3, es decir, la equivalencia entre la auténtica diversidad de polarización y la diversidad espacial. Del mismo modo que ocurría en la figura 5.3, en la figura 5.5 se muestra un límite para el incremento de ganancia de diversidad a partir del cual incrementos adicionales de  $d\theta$

producen efectos despreciables en el aumento de ganancia de diversidad. En el caso de la polarización, el límite para este caso se encontró en  $54^\circ$ , lo que equivale según la figura 5.5 a un coeficiente de correlación medido de  $\sim 0.5$ , lo que resulta consistente con los resultados obtenidos para la diversidad espacial.

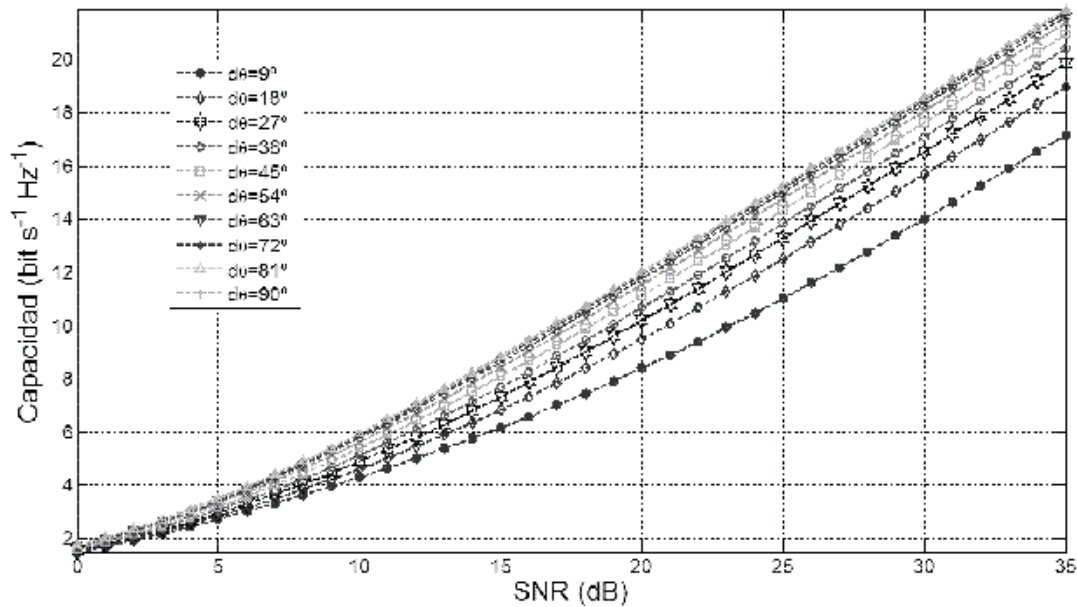


Figura 5.4. Capacidad (bps/s/Hz) frente a SNR (dB) cuando  $n_T=3$ ,  $n_R=2$  y  $D=0$  con la separación angular entre antenas contiguas  $d\theta$  como parámetro.

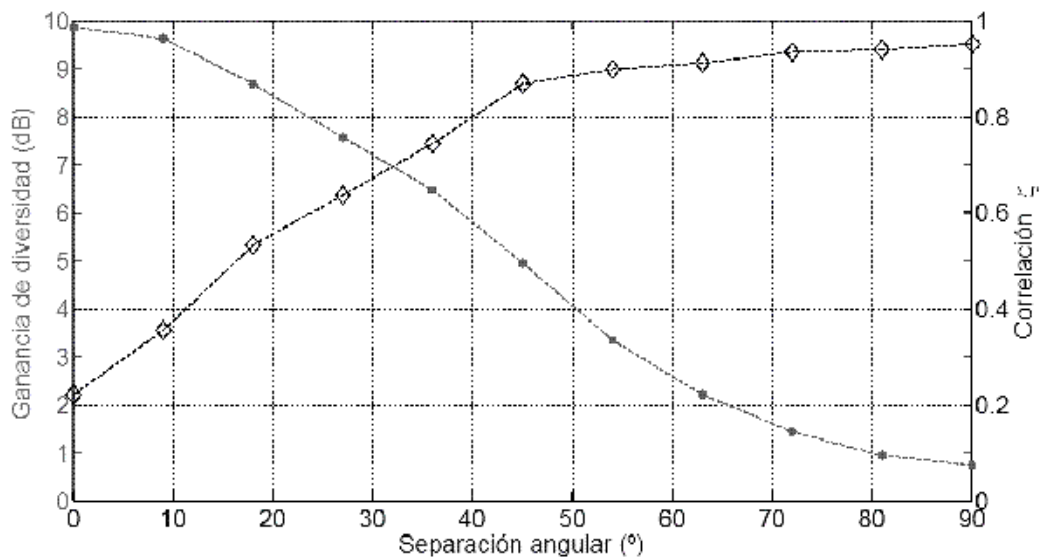


Figura 5.5. Coeficiente de correlación y ganancia de diversidad medida frente a la separación angular entre elementos contiguos  $d\theta$  con  $n_T=3$ ,  $n_R=3$ .

### 5.1.4. Conclusiones

Mientras que desde hace tiempo se ha identificado a la diversidad espacial como un excelente candidato para mejorar la ganancia de diversidad y la capacidad MIMO de los sistemas inalámbricos, los resultados presentados en este trabajo permiten concluir que se ha demostrado que la auténtica diversidad de polarización es igualmente importante y tiene especial importancia cuando se combina con esquemas de diversidad espacial en volúmenes reducidos. No solamente se ha demostrado que la ADP es equivalente a la diversidad espacial, sino que es ideal para mejorar la ganancia de diversidad de aquellos sistemas MIMO instalados en volúmenes reducidos donde ya se esté aplicando la diversidad espacial, como es el caso del terminal móvil, o para pequeñas agrupaciones MIMO, sin perder las características de comportamiento MIMO respecto de otros sistemas MIMO con diversidad espacial que requerirían un mayor volumen. Esta habilidad de la auténtica diversidad de polarización se ha demostrado mediante simulaciones y medidas en RC para entornos tipo Rayleigh.

Resumiendo, en este trabajo se ha presentado una nueva técnica de diversidad de polarización. Los resultados han sido validados a través de medidas de los coeficientes de correlación, de ganancia de diversidad y de capacidad MIMO. Esta técnica ha sido validada para entornos con dispersión isotrópica y desvanecimientos tipo Rayleigh por lo que la validación de estas técnicas para entornos más generales tipo Rician o Nakagami-m queda pendiente como una de las líneas futuras de este trabajo.

# Evaluation of True Polarization Diversity for MIMO Systems

Juan F. Valenzuela-Valdés, Miguel A. García-Fernández, Antonio M. Martínez-González, and David A. Sánchez-Hernández, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—MIMO systems where multipath fading is only partially correlated could use polarization diversity to provide a higher diversity gain. Recent letters have proposed the use of tri-polarized antennas and a novel true polarization diversity (TPD) scheme. In this paper, the full potential of TPD is evaluated with both simulations and measurements and compared to conventional orthogonal polarization diversity (OPD). MIMO system performance with respect to capacity and diversity gain is obtained through the use of multimode-stirred chambers for both isotropic and non-isotropic environments. Simulated and measured results in over 591 different MIMO systems show that TPD outperforms conventional OPD for reduced volumes. Likewise, it has been demonstrated that TPD can be effectively combined with spatial diversity to nearly double the diversity gain and MIMO capacity for the same available handset volume.

**Index Terms**—Diversity methods, MIMO systems, polarization, reverberation chamber, spatial correlation.

## I. INTRODUCTION

RECENT years have witnessed an increasing interest in MIMO systems. Capacity is expected to increase linearly with the number of employed antennas for rich multipath environments [1]. Yet, the high simulated capacities of MIMO systems for both correlated and uncorrelated scenarios [1]–[3] have not been obtained with realistic channels [4]. When in environments dominated by line of sight (LoS) conditions (Ricean-like), a linear increase in capacity will require either a higher spatial distance between antennas or additional polarization states [5]. In fact, for base stations and spatial diversity only, at least  $20\lambda$  horizontal and between 11 and  $13\lambda$  vertical separation distances are required for efficient spatial outdoor diversity in practice [6]–[8]. In base stations, however, the angular field of view is limited and high above the scatters. This implies a small arrival angle spread, which is not the case for communication devices down in the scattering medium. Hence,

the required spatial separation at the mobile station depends on the effective scattering radius of the area in which the mobile is located. Despite this advantage, other ways of de-correlating MIMO branches are desired in handset MIMO due to the inherent volume limitation. Consequently, polarization diversity has recently gained attention. The improvement granted by polarization diversity in wireless systems is typically obtained by an additional de-correlated channel provided by a polarization state made orthogonal to the existing one. A randomly oriented linearly-polarized antenna is also typically used at the receiver for evaluating polarization diversity. In this scheme the cross-polarization discrimination (XPD) factor is the usual evaluation parameter. Multiple scattering, however, may not be sufficient for a given polarization to decouple half its power into the orthogonal polarization [1]. Moreover, both reflection and diffraction processes are polarization sensitive. Channel behavior is therefore different for different polarization states [9]. This enhances the potential of using multiple polarization states to avoid the possible lack of richness in multipath. Recently, a tri-axial combination of polarization and pattern diversity has also been proposed [9], [10]. A recent letter [11] has proposed a novel true polarization diversity (TPD) technique. In [11] only preliminary diversity gain results for  $3 \times 3$  MIMO systems were analyzed. Yet, the full potential of TPD for  $m \times n$  MIMO systems where any polarization state could be employed is not fully addressed in the literature and requires more research. This is mainly due to the inherent complexity of the coupling mechanisms between different polarizations states [12]. In fact, an accurate prediction of the correlation coefficient between two dipoles separated by both a spatial distance and an arbitrary angular position has not been available until very recently [13].

In this paper diverse simulations and measurements using multimode-stirred chambers are performed to validate the potential of TPD for increasing diversity gain and MIMO capacity. TPD simulations in this paper make use of the formulation in [13]. Results demonstrate that TPD can be effectively combined with spatial diversity to nearly double the diversity gain and MIMO capacity for the same available volume. TPD outperforms conventional orthogonal polarization diversity (OPD) for reduced volumes, which is reported here for the first time. The paper is organized as follows. Section II describes the measurement technique and set-up. Section III validates the testing system through measurements. Section IV shows simulations and measurements of spatial, conventional OPD and TPD techniques, as well as combinations of these. Section V provides a discussion on the obtained results. Conclusions are outlined in Section VI.

Manuscript received May 26, 2008; revised May 30, 2009. First published July 07, 2009; current version published September 02, 2009. This work was supported in part by the Spanish National R&D Programme through TEC2008-05811.

J. F. Valenzuela-Valdés is with EMITE Ing, Edificio CEEIM, E-30100 Murcia, Spain (e-mail: juan.valenzuela@emite-ingenieria.es).

M. A. García-Fernández and A. M. Martínez-González are with the Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena E-30202, Spain.

D. A. Sánchez-Hernández is with the Departamento de Tecnologías de la Información y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena E-30202, Spain (e-mail: david.sanchez@upct.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2009.2027042



## II. MEASUREMENT TECHNIQUE AND SET-UPS

### A. Multimode-Stirred Chambers

The instantaneous channel capacity for MIMO systems is well defined in [4], [14]–[17] by

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \left( \det \left( I_R + \frac{\text{SNR}}{T} * H * H' \right) \right) \frac{\text{bits}}{\text{s/Hz}} \quad (1)$$

where  $H$  is the measured channel transfer matrix and  $H'$  is the conjugate transpose of  $H$ . The system has  $T$  antennas at the transmitter and  $R$  antennas at the receiver, and  $I_R$  is the identity matrix with dimension  $R$ . In an independent identically distributed (i.i.d.) Rayleigh environment this capacity can be approximated for high signal-to-noise ratio (SNR) to [1], [2]  $C \approx \min(T, R) \log_2(\text{SNR})$  bits/s/Hz. This growth potential is extraordinary since for uncorrelated orthogonal channels each 3-dB increase in transmit SNR will result in roughly  $\min(T, R)$  bit/s/Hz capacity increase in contrast to 1 bit/s/Hz capacity gain in single-antenna systems. In real multipath scenarios some correlation exists, which requires more research [1], [18].

Laboratory research can be performed over an artificially-generated multipath environment. This can be done with multimode-stirred chambers. A multimode-stirred chamber is a metal cavity or coupled-cavities sufficiently large to support many natural resonant modes (multimode). The excited modes are perturbed with stirrers and other apparatus in order to create the desired multipath. Multimode-stirred chambers have already demonstrated their ability to reproduce multipath propagation environments typically found in indoor and urban wireless environments [19], [22]. While avoiding cumbersome outdoor measurements, compact-size chambers provide accurate and reliable ways of validating measurements for MIMO systems and diversity schemes [23]. Recently, multimode-stirred chambers have been used to emulate non-isotropic environments [24], Ricean-fading environments [25], indoor environments with different rms delay spreads [26], wideband in-vehicle environments [27], keyhole effects [28] or metallic windows, trees, walls and other artefacts in buildings [29]. In consequence, the emulation performed in multimode-stirred chambers has abandoned the classic Clarke's model.

### B. Measurement Technique

With the use of appropriate equipment several MIMO parameters can be evaluated through adequate processing of the measured scattering (S) parameters in a multimode-stirred chamber, particularly diversity gain and MIMO capacity [22], [23]. The S-parameters are gathered between the measured port and the transmitting antennas for all variable positions and for all frequency points, as illustrated in Fig. 1. This is a common approach used to determine the statistical behavior of a multimode-stirred chamber [30]. The statistics of the measured S-parameters are equivalent to the statistics of the field components [30]. This should be no surprise, since a measurement between two antennas is essentially a measurement of the transfer function of a given radio propagation

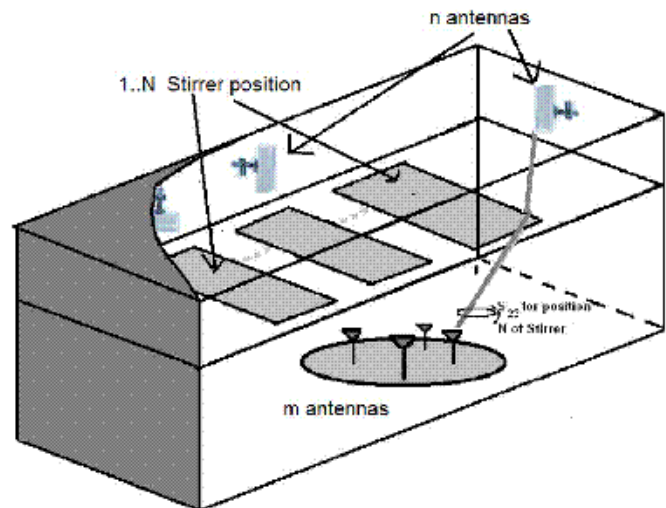


Fig. 1. The multipath environment emulated by a multimode-stirred chamber.

environment [31]. In our case, the measured S-parameters give the transfer function of the multimode-stirred chamber and hence the environment statistics. The innate repeatability of measurements in multimode-stirred chambers is an excellent feature for MIMO measurements. Measured S-parameters between the transmitting antennas ( $S_{mn}$ ) and the MIMO array antennas ( $S_{nn}$ ) are first averaged over stirred positions by [32],

$$S_{mn} = \frac{1}{N} \sum_{\text{stirred}} S_{mn} \quad \text{and} \quad S_{nn} = \frac{1}{N} \sum_{\text{stirred}} S_{nn} \quad (2)$$

where  $N$  is the total number of variable positions. At low frequencies it is also advantageous to perform stirring over a small frequency band. This is named frequency stirring, and it is performed to get more independent field samples representing a richer multipath environment. Changing the frequency changes the electrical size of the chamber, which has the effect of exciting different modes. Since some commercial systems like GSM use frequency hopping, this feature of multimode-stirred chambers emulates realistic environments. In some situations the S-parameters are normalized to obtain a better accuracy for the radiation efficiency as [33]

$$S'_{mn} = \frac{S_{mn}}{\sqrt{1 - (S_{mn})^2} \sqrt{1 - (S_{nn})^2}} \quad (3)$$

The average net transfer function of the chamber becomes [23]

$$T = \frac{1}{N} \sum_{\text{stirred}} |S'_{mn}|^2 \quad (4)$$

The processed S-parameters represent estimates of the channel matrix  $H$  of multipath communication channels set up between the transmitting antennas and the MIMO array inside the chamber. Diversity gain for the selection- or maximal ratio-combining techniques is obtained from the processed



S-parameters by evaluating the cumulative probability distributions of the measured channel samples received at each MIMO array antenna by [33]

$$h_{mn} = \frac{\left( S_{mn} \sqrt{e_{ref}(1 - \bar{S}_{mn}^2)} \right)}{T_{ref}} \quad (5)$$

where  $T_{ref}$  is the net chamber transfer function for a calibrated reference antenna with radiation efficiency  $e_{ref}$ . Channel capacity, the upper bound of the potential spectral efficiency, is calculated using the channel estimates  $h_{mn}$  in (5) between each of array elements and each one of the transmitting antennas. Thus, the  $m \times n$  radio channels represent a  $m \times n$  MIMO system, with  $n$  being the number of receiving antennas and  $m$  the number of transmitting antennas. With only one transmitting antenna the normalized channel estimates are obtained by [33]

$$H_{1 \times n} = [h_{11} \quad h_{12} \quad \dots \quad h_{1n}]. \quad (6)$$

For each channel matrix estimates  $H_{m \times n}$ , the channel capacity is calculated for a specific SNR range using the Frobenius matrix norm of the channel coefficient by

$$\|H\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^{m_s} \sum_{j=1}^{n_s} |h_{i,j}|^2}. \quad (7)$$

In this way a graph of maximum average channel capacity estimates versus SNR is obtained. Similarly, other MIMO parameters such as the correlation coefficients can also be evaluated in the chamber.

### C. Measurement Set-Ups

Measurements illustrated in this paper have been performed with the RC800 reverberation chamber for isotropic environments and the  $8 \times 8$  MIMO Analyzer for non-isotropic environments, both in connection to the Rohde & Schwarz ZVRE Vector Network Analyzer (9 kHz to 4 GHz) and emulating Rayleigh-fading. The RC800 has dimensions of 0.8 m  $\times$  1 m  $\times$  1.6 m, 3 wall-mounted exciting antennas, polarization stirring due to different antenna exciting elements [35], 2 mechanical mode stirrers and 1 rotating platform. The MIMO Analyzer is a second generation multicavity multimode-stirred chamber with dimensions of 0.82 m  $\times$  1.275 m  $\times$  1.95 m, 8 exciting antennas, polarization stirring due aperture-coupling and to the different orientation of the antenna exciting elements, 3 mechanical and mode-coupling stirrers, 1 holder-stirrer and variable iris-coupling. The RC800 was set up for 25 platform stirring positions [34] with 15 different stirrer positions for each platform position and 100 MHz frequency stirring. In conventional multimode-stirred chambers like the RC800 the received signal becomes normally (Gaussian) distributed, with the associated magnitude following a Rayleigh distribution and the phase following a uniform distribution over  $2\pi$  while the elevation distribution of the incoming waves is uniform. This allows for an emulation of multipath environments with Rayleigh-fading distribution of samples and isotropic scattering

[19]. The MIMO Analyzer was set-up for 3 holder positions with 15 different mechanical stirrer positions for each holder position, 12 iris-coupling aperture stirring and 20 MHz frequency stirring. On top of the emulation capabilities of the RC800, the variable iris-coupling between multiple cavities of the MIMO Analyzer, in conjunction with an operating mode with an open door, make it capable of emulating both isotropic and non-isotropic fading environments for both Rayleigh and Rician distributions.

Each isolated antenna was measured in a different position within the chambers. This is also known as synthetic array measurements and is similar to the switched-array technique for MIMO measurements [36]. Less than 0.2% maximum capacity differences have been measured due to polarization imbalance. Measurements were performed at 900 MHz and commercial  $\lambda/2$  001-B-019 dipoles with operating ranges from 890 to 3000 MHz were used as the MIMO array antennas.

## III. SYSTEM VALIDATION AND MEASUREMENTS

In order to validate measured results in a multimode-stirred chamber, the Rayleigh-fading spatial diversity results in [1] were replicated. Fig. 2 depicts the ergodic capacity of i.i.d. Rayleigh-fading  $3 \times 3$  MIMO channels reproduced in the RC800 chamber with measured correlation coefficients of  $\zeta = 0.1, 0.5$  and  $0.8$ . In this figure results from [1] are also depicted for the same emulated scenarios. A good matching is observed in this figure between simulation and measurements, particularly at the SNR typically used for comparisons (15 dB) and for low correlation coefficients. This goodness of fit validates the proposed measurement set-up for emulating Rayleigh-fading scenarios with respect to capacity. Fig. 3(a) illustrates how the correlation coefficient  $\zeta$  and the spatial diversity gain for  $3 \times 2$  MIMO depend on the spatial separation  $D(d/\lambda)$  through simulations [13] and measurements in the multimode-stirred chamber. Similarly, Fig. 3(b) illustrates how the correlation coefficient  $\zeta$  and the TPD gain depend on the angular separation  $d\theta(^{\circ})$ . It has been assumed for some time now that nearly full capacity is achieved for correlation coefficients  $\sim 0.5$ . A correlation coefficient  $\sim 0.5$  is obtained with a spatial separation of  $D = 0.21$ . From Fig. 3 it is confirmed that in spatial diversity schemes a negligible diversity gain increase is obtained when using correlation coefficients  $\zeta$  below  $\sim 0.5$ . This agrees well with previous works [1], [2],[17], [18]. It is also clear from this figure that TPD performs in a way similar to spatial diversity. In fact, TPD also shows a limit in angular separation values above which diversity gain increase is negligible. The limit was found to be  $d\theta = 45^{\circ}$ . For  $d\theta = 45^{\circ}$  the measured correlation coefficient  $\zeta$  is  $\sim 0.5$ , which is consistent with the results obtained for spatial diversity.

In real environments any polarization state can be received despite specific polarization states are used in transmission [38]. The chambers emulate well this polarization response of real channels by removing any polarization imbalance for both linearly polarized and circularly polarized antennas. This is done by using differently-polarized fixed antennas and averaging their transfer functions [35]. In consequence, TPD can be tested in the chambers. TPD employs arbitrary polarization

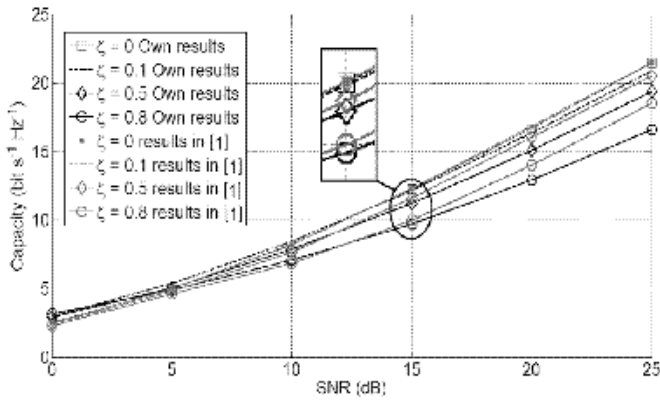


Fig. 2. Comparison of capacity (bits/s/Hz) versus SNR (dB) between [1] and RC800-measured results with correlation coefficient  $\zeta$  as a parameter.

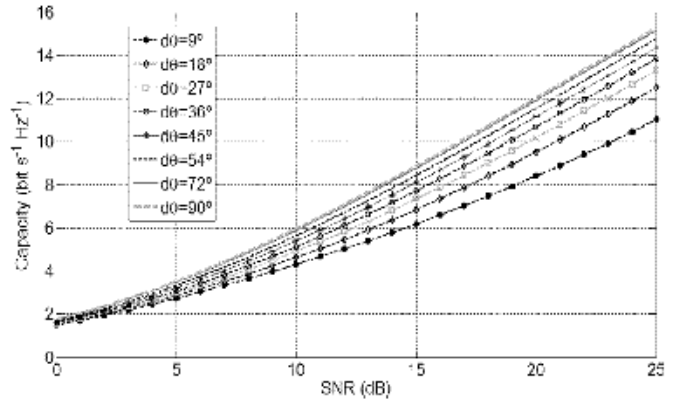


Fig. 4.  $3 \times 2$  MIMO Capacity (bits/s/Hz) versus SNR (dB) with  $D = 0$  and angular separation  $d\theta$  between antennas as a parameter.

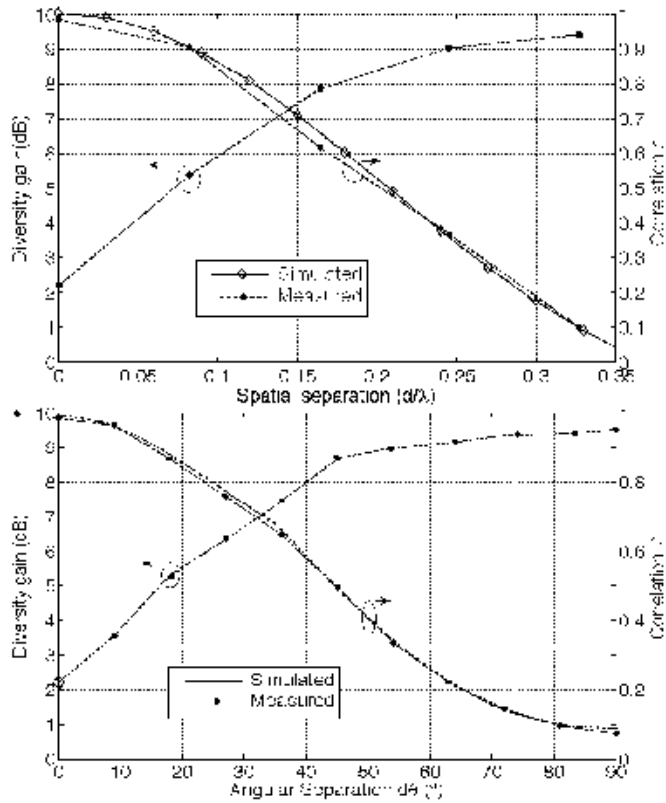


Fig. 3.  $3 \times 2$  MIMO systems. A (Up): Correlation and spatial diversity gain versus wavelength-normalized spatial separation ( $d/\lambda$ ). B (Down): Correlation and true-polarization diversity gain versus angular separation.

states with dipole inclination angles ranging from 0 to  $\alpha_{\text{max}}$  and  $\beta_{\text{max}}$ , where  $\alpha_{\text{max}}$  and  $\beta_{\text{max}}$  are the maximum allowable inclination angles respect to horizontal and vertical axes, respectively. In the tested MIMO arrays in this paper one-axis (1D) TPD ( $\beta_{\text{max}} = 0$ ) was used with sequential and non repeatable polarization states. The polarization state for the  $n$ th antenna element is then represented by a pair  $\phi_n, \theta_n$  given by

$$\phi_n = (n - 1) * \frac{\alpha_{\text{max}}}{N} \quad \text{and} \quad \theta_n = (n - 1) * \frac{\beta_{\text{max}}}{N} \quad (8)$$

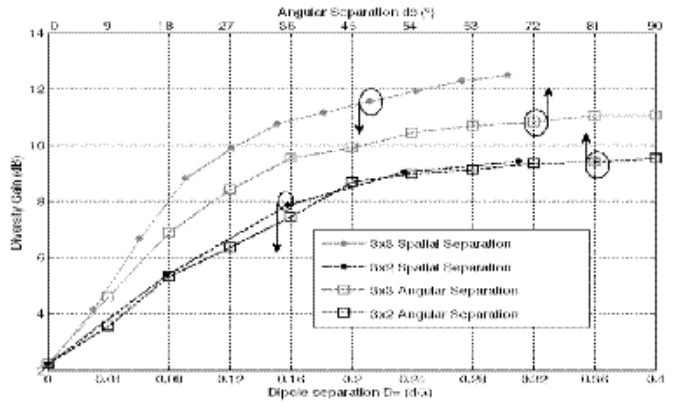


Fig. 5. Measured diversity gain versus wavelength-normalized spatial separation  $D = (d/\lambda)$  and angular separation  $d\theta(^{\circ})$  for  $3 \times 2$  and  $3 \times 3$  MIMO systems.

where  $N$  is the total number of receiving antennas. In this way an arbitrary angular separation between contiguous dipoles is employed in an equivalent way that an arbitrary spatial separation is employed for spatial diversity.

Fig. 4 depicts the measured ergodic capacity of i.i.d Rayleigh-fading  $3 \times 2$  MIMO channels with TPD. In this figure  $D = 0$ , and an angular separation  $d\theta$  between contiguous dipoles is employed as a parameter. This situation ( $D = 0, R = 2$ ) is not realistic unless a multimode antenna is employed. However, it is useful for comparison purposes. From Fig. 4 it is easily observed that for  $d\theta \geq 54^{\circ}$  the additional increase in terms of MIMO capacity is negligible. A difference of only 5.6% in MIMO capacity was encountered between an angular separation of  $54^{\circ}$  and that of  $90^{\circ}$  for a  $S/N R = 10$  dB. A limitation on performance for both spatial and TPD techniques appears around the same values of the correlation coefficients. Fig. 5 illustrates a comparison between spatial diversity and TPD. Fig. 5 shows how diversity gain depends on wavelength-normalized spatial separation  $D = (d/\lambda)$  and angular separation  $d\theta(^{\circ})$  for  $3 \times 2$  and  $3 \times 3$  MIMO systems. It is clearly observed in Fig. 5 that the two techniques perform similarly for increasing the MIMO capacity under the Rayleigh fading environment reproduced in the chambers. As an example, a spatial separation of  $\sim 0.11\lambda$  is equivalent to an angular separation of  $\sim 36^{\circ}$ .

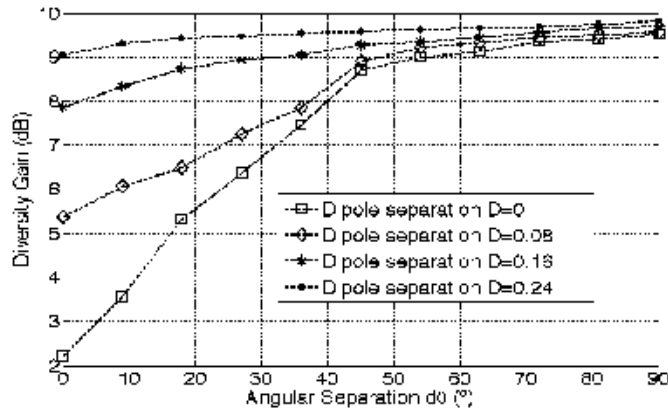


Fig. 6. Measured diversity gain (dB) versus angular separation  $d\theta(^{\circ})$  with spatial separation  $D = (d/\lambda)$  as a parameter for  $3 \times 2$  MIMO systems.

#### IV. MEASURED RESULTS

##### A. Measured Combinations

In order to test how a combined spatial-TPD system would perform, Fig. 6 depicts the measured diversity gain for two receiving dipoles separated by both an angular and a spatial separation. Fig. 6 shows how the measured diversity gain depend on angular separation  $d\theta(^{\circ})$  and wavelength-normalized dipole spatial separation  $D = (d/\lambda)$ . As expected, the combination of both spatial diversity and TPD provided increased diversity gain with only two elements in the array. The combination has a stronger effect when both separations are not large, i.e., when the spatial separation is large ( $D \geq 0.21$ ), the angular separation can hardly improve the diversity gain, and vice versa when the angular separation is large ( $d\theta \geq 45^{\circ}$ ), the spatial separation can barely improve the diversity gain. This suggests that a good combination of the two techniques represents the most efficient technique for optimum diversity performance within the same reduced volume made available to the complete array. Results in Fig. 6 also suggest that when the available space for the MIMO array is not limited, the conventional OPD performance cannot be improved with TPD schemes.

In order to evaluate the full potential of TPD techniques for  $R > 2$ , combined-diversity systems with both spatial and TPD techniques were tested. Measurements were performed for different linear and circular  $3 \times 6$  MIMO systems. The diverse scenarios are listed in Table I and illustrated in Fig. 7. It is important to mention here that only one-axis (1D) TPD has been employed, i.e., the dipoles are inclined in one axis only ( $\beta_{\text{max}} = 0^{\circ}$ ). In this sense, the angular distances in Fig. 7 are assumed as angular displacements in the ZX-plane with respect to Z-axis (vertically) orientated dipoles. No multi-axis (3D) TPD has been tested in this manuscript. Because of the geometrical configuration, for circular arrays the radius  $R = r/\lambda$  is also equal to the minimum element spacing  $D = d/\lambda$ . The correlation coefficients and MIMO capacity performance were measured for the MIMO array formed by the transmitting antennas and the combination of up to 6 receiving dipole antennas. This gives 1 possible  $3 \times 6$  MIMO system, 6 different  $3 \times 5$  MIMO systems, 15 different  $3 \times 4$  MIMO systems, 20 different  $3 \times 3$

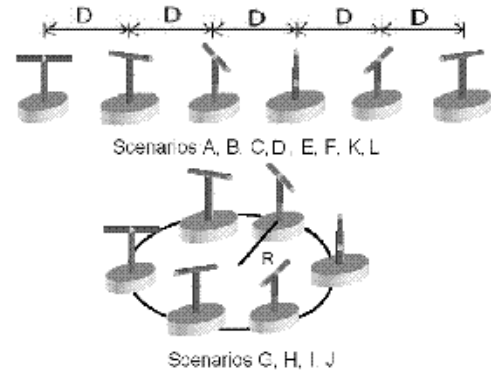


Fig. 7. Geometries of measured receive MIMO array schemes.

MIMO systems, 15 different  $3 \times 2$  MIMO systems and 6 different  $3 \times 1$  MIMO systems. For each MIMO system all angular and spatial separation combinations can be employed, leading to a total of 591 different measured MIMO systems. Yet, not all these systems will provide uniform spatial and angular spacing, and only 312 subsystems are part of the same statistical ensemble. It is interesting to note that more than three receiving antennas were employed in the tested systems of Fig. 7. This combination is simply not possible with conventional OPD.

Yet, a novel hybrid system with three vertically polarized and three horizontally polarized receiving antennas would be possible. With orthogonal polarization alternating between contiguous elements (VHVHVH), the system is really a particular case of TPD with  $d\theta = 90^{\circ}$ . In fact, the spatial-only diversity scheme can also be considered a particular case of TPD with  $d\theta = 0^{\circ}$ . In addition, another combination with the first three elements oriented in vertical polarization and the last three with horizontal polarization is also used for comparison purposes. This combination can be defined as a purely OPD scheme since it does not corresponds to any particular TPD case.

##### B. Measured Correlation Coefficients

The measured magnitudes of the complex correlation coefficients for the linear arrays depicted in Fig. 7 are illustrated in Figs. 8 and 9 for small and medium element spacing, respectively. The correlation coefficients depicted in Figs. 8 and 9 for diverse array elements are measured with respect to the first dipole in the array. The results confirmed the enormous potential of TPD for combined-diversity schemes. It is easily observed from Figs. 8 and 9 that the alternating orthogonal polarization scheme (TPD with  $d\theta = 90^{\circ}$ ) has a jigsaw correlation behavior. In the jigsaw behavior the correlation coefficient between dipole 3 and dipole 1 is higher than the correlation coefficient between dipole 2 and dipole 1. This increase is observed in spite of the fact that the distance between dipole 3 and dipole 1 doubles the distance between dipole 2 and dipole 1. The increase is due to the fact that the third element is co-polarized to the first one, while the second one is cross-polarized to the first one. It is also interesting to observe from Fig. 8 that more general TPD schemes (different from  $d\theta = 90^{\circ}$ ) depict a different correlation pattern with respect to more conventional OPD. This is expected to have an effect on diversity gain and MIMO capacity.

TABLE I  
COMBINED-DIVERSITY MIMO SCHEMES

| Antenna separation |            |          | Polarization rotation angle |                        |                        |                        |                        |                                      |                                      |
|--------------------|------------|----------|-----------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| $D(d/\lambda)$     | Array Type | scenario | TPD $d\theta=0^\circ$       | TPD $d\theta=18^\circ$ | TPD $d\theta=36^\circ$ | TPD $d\theta=54^\circ$ | TPD $d\theta=70^\circ$ | TPD/OPD $d\theta=90^\circ$<br>VHVHVH | OPD $d\theta=90^\circ(x3)$<br>VVVHHH |
| 0.000              | Linear     | A        | A1                          | A2                     | A3                     | A4                     | A5                     | A6                                   | A7                                   |
| 0.010              | Linear     | B        | B1                          | B2                     | B3                     | B4                     | B5                     | B6                                   | B7                                   |
| 0.020              | Linear     | C        | C1                          | C2                     | C3                     | C4                     | C5                     | C6                                   | C7                                   |
| 0.025              | Linear     | D        | D1                          | D2                     | D3                     | D4                     | D5                     | D6                                   | D7                                   |
| 0.050              | Linear     | E        | E1                          | E2                     | E3                     | E4                     | E5                     | E6                                   | E7                                   |
| 0.100              | Linear     | F        | F1                          | F2                     | F3                     | F4                     | F5                     | F6                                   | F7                                   |
| 0.010              | Circular   | G        | G1                          | G2                     | G3                     | G4                     | G5                     | G6                                   | G7                                   |
| 0.025              | Circular   | H        | H1                          | H2                     | H3                     | H4                     | H5                     | H6                                   | H7                                   |
| 0.050              | Circular   | I        | I1                          | I2                     | I3                     | I4                     | I5                     | I6                                   | I7                                   |
| 0.100              | Circular   | J        | J1                          | J2                     | J3                     | J4                     | J5                     | J6                                   | J7                                   |

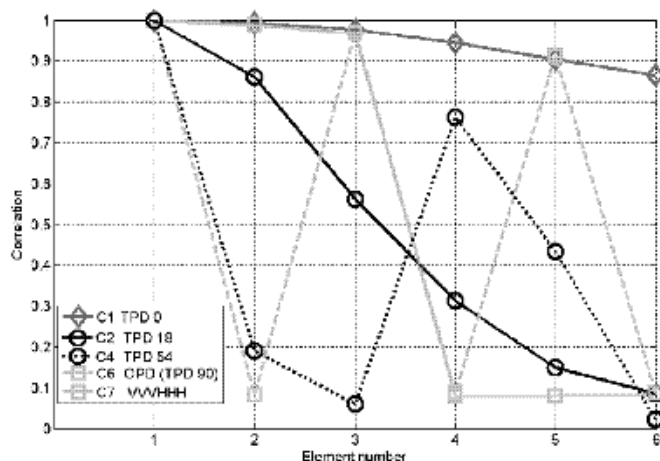


Fig. 8. Measured envelope correlation coefficients with low spatial diversity spacing ( $D = 0.02$ ).

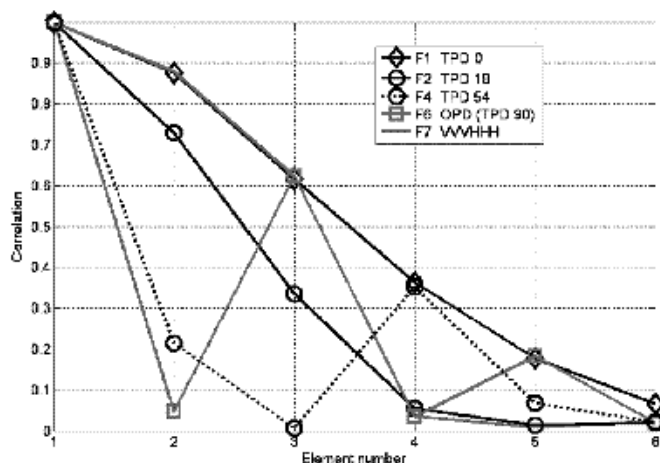


Fig. 9. Measured envelope correlation coefficients with medium spatial diversity spacing ( $D = 0.1$ ).

C. Measured MIMO Capacity

Fig. 10 depicts the measured MIMO capacities for different combined-diversity systems at  $\text{SNR} = 15$  dB. The results in

Fig. 10 are extracted only from the 312 systems which were part of the same statistical ensemble. In this figure capacities are depicted for a fixed  $\text{SNR} = 15$  dB. Several interesting results are observed from this figure. First, all combined-diversity tested systems provide increased capacity with respect to the spatial-diversity-only linear MIMO system. Secondly, all diverse TPD combinations and conventional OPD perform similarly and close to full capacity (90%) when the spatial separation is relatively large, i.e., when the correlation coefficients are small. In addition, when the spatial-diversity antenna spacing  $D$  is small enough ( $D < 0.07$ ) to provide correlation coefficients over 0.5, a considerable capacity reduction is observed for spatial-diversity-only systems in comparison to combined-diversity systems. It is interesting to observe from the previous figure that a combination of spatial and TPD techniques performs at nearly full capacity, even for extremely small spatial antenna spacing ( $D = 0.01$ ). At  $\text{SNR} = 15$  dB and for  $D < 0.02$ , the combination of spatial and TPD techniques nearly doubles the MIMO capacity of the spatial-only linear MIMO system. It is also clear from Fig. 10 that TPD always outperforms conventional OPD diversity for  $D < 0.1$ . In fact, the pure conventional OPD technique (VVVHHH) shows the worst capacity performance of all tested MIMO systems, except of course the spatial-only one due to the small antenna spacing.

V. DISCUSSION

A. Volume Reduction With TPD

At  $\text{SNR} = 15$  dB a MIMO capacity of 12 bits/s/Hz can be achieved with a linear array of a spacing of  $0.02\lambda$  with a TPD of  $d\theta = 54^\circ$  (Fig. 10). In contrast, the same capacity performance with conventional orthogonal pure (VVVHHH) or alternating (TPD with  $d\theta = 90^\circ$ ) polarization diversity would require a spacing of  $0.055\lambda$  or  $0.035\lambda$ , respectively. A MIMO system with only spatial-diversity techniques would require a spacing over  $0.1\lambda$ . Consequently, TPD-combined MIMO systems would represent an important volume reduction compared to more conventional techniques. For a quantitative evaluation of volume reduction dipole length, width and inclination has

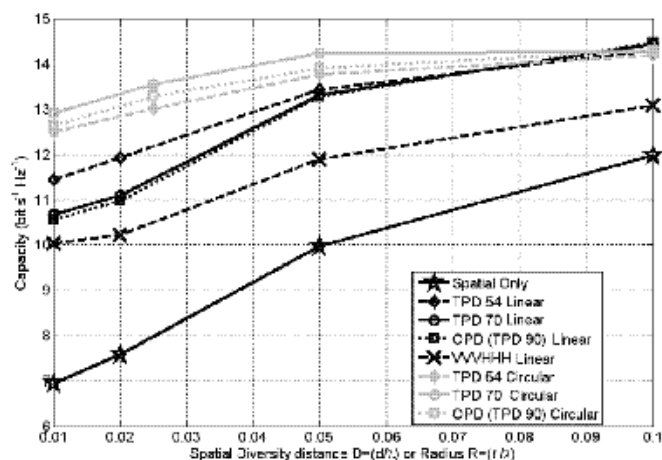


Fig. 10. Measured  $3 \times 6$  MIMO capacity for diverse scenarios.

to be taken into account. Hence, should dipoles be used as receiving antennas TPD-combined MIMO systems can provide a volume reduction of 82% and 72% with respect to conventional pure and alternating OPD techniques, respectively. In this sense, it is clear that TPD techniques provide a considerable volume reduction respect to conventional OPD techniques for the same final measured capacity. It has to be mentioned, however, that for realistic use the provided volume reduction figures would have to be modified to account for each specific antenna-occupied volume in order to get the desired polarization state. Nevertheless, specific and different  $d/\lambda$  values are required in TPD to outperform conventional pure or alternating OPD techniques. This requires a specific analysis.

### B. Comparison Between TPD and OPD

TPD has been found to perform well for small element spacing when combined to spatial diversity. Thus, a comparison between spatial-combined systems using either TPD or conventional OPD was performed. In Figs. 11 and 12 the measured capacity increase with respect to the spatial-only diversity scheme (equivalent to TPD with  $d/\lambda = 0^\circ$ ) for SNR = 15 dB is depicted for linear and circular arrays, respectively. From these figures it is clear again that TPD outperforms conventional OPD for small element spacing ( $d < 0.07\lambda$ ). Yet, as the spatial diversity spacing increases, the extra multiplexing gain obtained by either TPD or conventional OPD vanishes [11]. Consequently the difference between TPD and conventional OPD performance decreases, as expected.

This agrees well with early reported results for combined diversity schemes [11]. This indicates that while the benefits of polarization diversity are additive, there is a saturation effect. It is interesting to observe from Fig. 11 that the TPD scheme with  $d/\lambda = 54^\circ$  outperforms any other combination for all tested radii, including conventional alternating OPD schemes (TPD with  $d/\lambda = 90^\circ$ ). This suggests that the saturation effect of combining TPD to spatial-only diversity systems is related to small volumes rather than simply small element spacing. Measured results show that TPD outperforms conventional OPD for array radius of up to  $0.1\lambda$ . This is equivalent to an array available spheroid volume of  $4.19 \times 10^{-3} \lambda^3$  (or a cube with a 5.4 cm side), larger than any handset volume made currently available

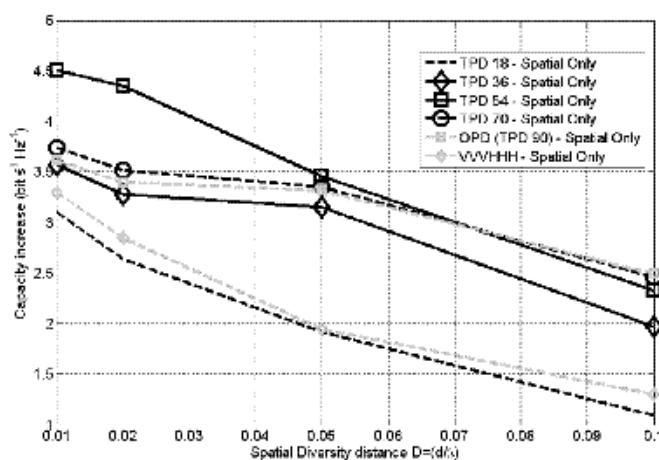


Fig. 11. Measured capacity increment of linear combined-diversity schemes respect to spatial-diversity only.

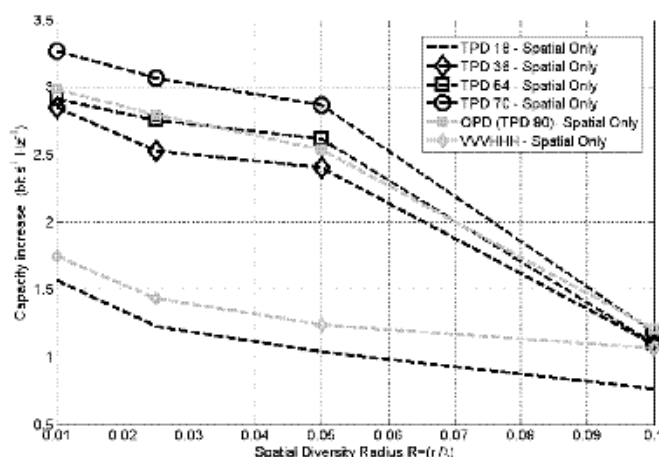


Fig. 12. Measured capacity increment of circular combined-diversity schemes respect to spatial-diversity only.

to the antenna designer. Consequently, it is clear that TPD outperforms conventional OPD for handset MIMO when more than two antennas are employed in reception. This is reported here for the first time.

With only two receiving antennas conventional OPD performs better than any other scheme. Consequently, two-branch  $\perp 45^\circ$  polarization diversity substituted spatial-diversity in commercial GSM base station antenna arrays. With three or more antennas, however, results have shown that for limited volumes TPD performs better. This is attributed to the fact that when the antennas are close to each other, the MIMO performance is not only based on the correlation between the first and second antenna, which is low due to the orthogonality, but also on the correlation between the first and the third or the second and the fourth, and so on. With the proposed TPD schemes and OPD schemes for more than two antennas, the correlation between all elements has to be considered. With the OPD scheme the correlation between the first and third and second and fourth is high as they have the same polarization state. Optimum  $d/\lambda$  values for TPD were found by simulations and measurements. With the proposed TPD rotation there is no orthogonality between the first and second element, thus with higher correlation

between these two elements than in the orthogonal scheme. Yet, TPD also provides for different polarization states between the first and third antennas or second and fourth antennas. This reduces the correlation between these pairs in contrast to what happens for OPD, accounting for the better final performance of TPD. Despite its simplicity and generality, TPD cannot be found in the literature, except of course our previous short letter [11]. OPD can really be considered a particular case of TPD with  $d\theta = 90^\circ$ .

### C. TPD Performance in Non-Isotropic Scenarios

In order to provide more general results that will help a designer use the TPD concept effectively, more measurements were performed for non-isotropic environments using the MIMO Analyzer. Both diversity gain and capacity performance of TPD under the typical isotropic environment (Scenario E with  $AS = 82^\circ$  and  $MPC = 24$ ) were compared to those obtained with two different non-isotropic environments. In Scenario K four PTFE 30 cm high hollow cylinders of 5 cm radius filled with lossy CENELEC Head Simulating Liquid (HSL) at the frequency of interest are introduced in the empty chamber. The filled-cylinders make the Q-factor of the chamber decrease, slightly increasing the K-factor, with a final  $AS = 45^\circ$  and  $MPC = 12$ . In Scenario L two absorbers are used within the chamber. Scenario L reduces the number of resolvable multipath components (MPC) by absorbing specific directions, providing a final  $AS = 36^\circ$  and  $MPC = 15$ .

It is expected that the larger the angular spread, the better potential performance for multi-polarized MIMO arrays. This is because of the combined effect of several waves arriving from different directions, which may increase the number of independent channels. This may in turn result in a possible incoherent summation of all these different channels, should they be captured by the different antenna elements. These degrees of freedom may be attributed to a combination of different polarizations and patterns. In this sense OPD is expected to require more AS than TPD for energy to be decoupled into orthogonal polarization states rather than to closer polarization states. As expected, both diversity gain and capacity performance were higher in all cases (TPD and OPD) for the emulated isotropic environment. Figs. 13 and 14 depict the measured diversity gain loss and capacity loss respect to the ideal uncorrelated  $3 \times 6$  Rayleigh, respectively. In Fig. 13 it is observed that there is always a TPD combination outperforming OPD. Likewise, from Fig. 14 it is again observed that there is always a TPD combination with less capacity loss than OPD. It is yet important to also note that the outperforming gain of TPD respect to OPD for reduced volumes shrinks with decreasing AS. This agrees well with the fact that a suitable level of scattering has to be made available to gain sufficient depolarization from a single polarization source [39].

### D. Possible Distortion of Multi-Polarization Performance

While the elevation angular spread emulated in the chambers may encounter some differences to that of LoS, indoor and in-vehicle scenarios, it is a good approximation for outdoor environments in the absence of LoS [20], [21]. A significant elevation angular spread, however, is known to have a positive effect on final

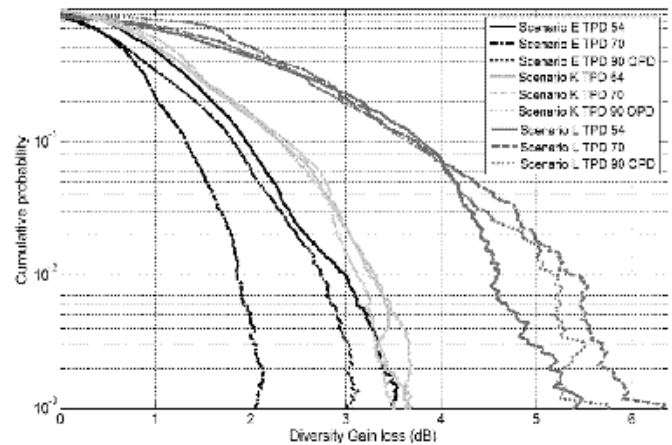


Fig. 13. Diversity gain loss with respect to the ideal uncorrelated  $3 \times 6$  Rayleigh.

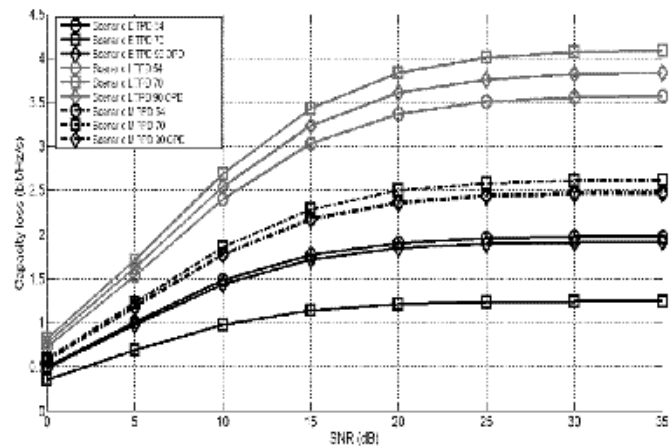


Fig. 14. Capacity loss with respect to the ideal uncorrelated  $3 \times 6$  Rayleigh.

performance when OPD is considered, and this may also have an effect on TPD. Similarly, for reduced volumes the effect of mutual coupling will certainly have an effect on both TPD and OPD performance. Likewise, the effect of the presence of the user will alter the radiation efficiency of the MIMO array elements, and it will do so in a different way for each element. Finally, the balanced polarization response of the chambers and the employed normalization could artificially favor polarization diversity schemes in comparison to existing typical environments with a vertically polarized transmitter. These systems produce higher power at the receiver in the vertical polarization than in any other state. Thus, the performance of TPD may also be distorted when using existing transmitting diversity schemes which have not been thought for TPD at the handset. Consequently, all these realistic effects require future research for accurate prediction of TPD optimum angular spacing in handset MIMO.

## VI. CONCLUSION

While spatial diversity has already been identified in the literature as an excellent candidate for improving diversity gain and MIMO capacity for wireless systems, results presented in this paper demonstrate that true polarization diversity (TPD) is equally important and particularly significant when combined

to spatial-diversity schemes. Not only TPD has been made equivalent to spatial diversity, but is also particularly suitable for improving current diversity gain and MIMO capacity of spatial-only diversity systems with volume-limited sizes. Simulated and measured results in over 591 different MIMO systems have shown that TPD outperforms conventional orthogonal polarization diversity (OPD) for reduced volumes. In addition, TPD can be effectively combined with spatial diversity to nearly double MIMO capacity for the same available volume. This performance of TPD is not invariant with spatial distance  $l$ . If there is no limitation in volume and  $l$  is large enough, alternating OPD will outperform TPD. The recently proposed handset MIMO for 4G systems, however, imposes volume restrictions that make TPD perform better than OPD. Consequently, TPD could be useful in handset MIMO or for small MIMO arrays, for which 80% volume reductions have been demonstrated. The same combined-system performance with spatial-only diversity schemes would require unaffordable additional volume. TPD performance results obtained in both isotropic and non-isotropic environments allow for determining the fundamental behavior of this technique. The technique is patent protected by EMITE Ing. Research is envisaged for Rician-like or more general Nagakami- $m$  distribution fading environments and TPD with multi-axis inclination angles (3D TPD).

#### REFERENCES

- [1] M. Kang and M.-S. Alouini, "Capacity of correlated MIMO Rayleigh channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 143–155, Jan. 2006.
- [2] M. Kang and M.-S. Alouini, "Capacity of correlated MIMO Rician channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 112–120, Jan. 2006.
- [3] T. Svantesson, "Correlation and channel capacity of MIMO systems employing multimode antennas," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 51, pp. 1304–1312, Nov. 2002.
- [4] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, pp. 684–702, Jun. 2003.
- [5] V. Erceg, H. Sampath, and S. Caereux-Erceg, "Dual-polarization versus single-polarization MIMO channel measurement results and modeling," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 28–33, Jan. 2006.
- [6] W. C. Y. Lee, "Effects of correlation between two mobile radio base station antennas," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 21, pp. 1214–1224, Nov. 1973.
- [7] F. Adachi, M. T. Feeney, A. G. Williamson, and J. D. Parsons, "Cross-correlation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site," *Proc. Inst. Elect. Eng. Part F: Commun., Radar Signal Process.*, vol. 133, no. 6, pp. 506–511, Oct. 1986.
- [8] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 177–186, Aug. 1990.
- [9] M. C. Tumbuka and D. J. Edwards, "Investigation of tri-polarized MIMO technique," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 3, pp. 137–138, Feb. 2005.
- [10] N. K. Das, T. Inoue, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "An experiment on MIMO systems having three orthogonal polarization diversity branches in multipath-rich environment," in *Proc. IEEE 60th Veh. Technol. Conf.*, Sep. 2004, vol. 2, pp. 1528–1532.
- [11] J. F. Valenzuela-Valdés, M. A. García-Fernández, A. M. Martínez-González, and D. A. Sánchez-Hernández, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading scenarios," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 534–536, 2006.
- [12] C. Oestges, V. Erceg, and A. J. Paulraj, "Propagation modeling for MIMO multipolarized fixed wireless channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, pp. 644–654, May 2004.
- [13] J. F. Valenzuela-Valdés, A. M. Martínez-González, and D. Sánchez-Hernández, "Estimating combined correlation functions for dipoles in Rayleigh-fading scenarios," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 349–352, 2007.
- [14] D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, pp. 281–302, Apr. 2003.
- [15] G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [16] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999.
- [17] H. Shin and J. H. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channel: Spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2636–2647, Oct. 2003.
- [18] A. F. Molisch, M. Z. Win, Y.-S. Choi, and J. H. Winters, "Capacity of MIMO systems with antenna selection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 1759–1772, Jul. 2005.
- [19] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chamber for characterization of antennas in multipath environment," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pp. 386–391, 2001.
- [20] M. Shafi, M. Zhang, A. L. Moustakas, P. J. Smith, A. F. Molisch, P. Tufvesson, and S. H. Simon, "Polarized MIMO channels in 3-D: Models, measurements and mutual information," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 514–527, Mar. 2006.
- [21] T. Neubauer and P. C. F. Eggers, "Simultaneous characterization of polarization matrix components in picocells," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, 1999, pp. 1361–1365.
- [22] P. S. Kildal, K. Rosengren, J. Byun, and J. Lee, "Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 1, pp. 56–59, Jul. 2002.
- [23] P. S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: Simulations and measurement in a reverberation chamber," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 104–112, Dec. 2004.
- [24] J. F. Valenzuela-Valdés, A. M. Martínez-González, and D. A. Sánchez-Hernández, "Emulation of MIMO non-isotropic fading environments with reverberation chambers," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 325–328, 2008.
- [25] C. L. Holloway, D. A. Hill, J. M. Ladbury, P. F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chambers to simulate a Rician radio environment for the testing of wireless devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 3167–3177, 2006.
- [26] O. Delangre, P. D. Doncker, M. Lienard, and P. Degauque, "Wide-band analysis of coupled reverberation chambers for testing MIMO systems," presented at the IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC), Sep. 2006.
- [27] O. Delangre, S. Van Roy, P. De Doncker, M. Lienard, and P. Degauque, "Modeling in-vehicle wideband wireless channels using reverberation chamber theory," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Sep. 2007, pp. 2149–2153.
- [28] O. Delangre, P. De Doncker, M. Lienard, and P. Degauque, "Propagation channel modelling in coupled reverberation chambers for testing MIMO systems," presented at the COST 273 TD(05) 85, Jun. 2005.
- [29] Z. Yun and M. F. Iskander, "MIMO capacity for realistic wireless communications environments," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, Jun. 2004, pp. 1231–1234.
- [30] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "Reverberating chamber electromagnetic field in presence of an unstirred component," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 42, pp. 111–115, 2000.
- [31] T. S. Rappaport, *Wireless Commun.: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [32] P. S. Kildal, C. Carlsson, and J. Yang, "Measurement of free space impedances of small antennas in reverberation chambers," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 32, pp. 112–115, 2002.
- [33] P. S. Kildal et al., "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system: Theory, simulation and measurement in reverberation chamber," *Proc. Inst. Elect. Eng. Microw. Antennas Propag.*, vol. 152, no. 1, pp. 7–16, Feb. 2005.
- [34] K. Rosengren, P. S. Kildal, C. Carlsson, and J. Carlsson, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers: Improved accuracy by platform stirring," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 30, pp. 391–397, 2001.
- [35] P. S. Kildal and C. Carlsson, "Detection of a polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 2, pp. 145–149, Jul. 2002.



- [36] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
- [37] P. S. Kildal and C. Carlsson, "Study of polarization stirring in reverberation chambers used for measuring antenna efficiencies," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, 2002, vol. 2, pp. 486–489.
- [38] S. Kozono, T. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 33, pp. 301–306, Nov. 1984.
- [39] T. W. C. Brown, S. R. Saunders, S. Slavrou, and M. Fiocco, "Characterization of polarization diversity at the mobile," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, pp. 2440–2447, Sep. 2007.



**Juan F. Valenzuela-Valdés** was born in Marbella, Spain. He received the Degree in Telecommunications Engineering from the Universidad de Málaga, Spain, in 2003 and the Ph.D. degree from the Universidad Politécnica de Cartagena, Spain, in May 2008.

In 2004 he worked at CETECOM (Málaga). In 2004, he joined the Department of Information Technologies and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena, Spain. In 2007 he joined EMITE Ing, Spain, as Head of Research. His current research areas cover MIMO communications, multimode-stirred chambers and SAR measurements.



**Miguel A. García-Fernández** was born in Cartagena, Spain. He received the Degree in Telecommunications Engineering from the Universidad Politécnica de Cartagena, Spain, in 2005.

In 2005, he joined the Department of Information Technologies and Communications, Universidad Politécnica de Cartagena, Spain, where he is currently working toward the Ph.D. degree. His current research areas cover SAR measurements and thermoregulatory processes due to electromagnetic field exposure.



**Antonio M. Martínez-González** received the Dipl.-Ing. degree in Telecommunications Engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Spain, in 1998 and the Ph.D. degree from the Universidad Politécnica de Cartagena, Spain, in early 2004.

From 1998 to September 1999, he was employed as a Technical Engineer at the Electromagnetic Compatibility Laboratory, Universidad Politécnica de Valencia, where he developed assessment activities and compliance certifications with European

directives related with immunity and emissions to electromagnetic radiation from diverse electrical, electronic and telecommunication equipment. Since September 1999, he has been an Assistant lecturer at the Universidad Politécnica de Cartagena. His research interest is focused on electromagnetic dosimetry and radioelectric emissions.

Dr. Martínez-González was awarded with the Spanish National Prize from Foundation Airtel and Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación de España for the Best Final Project on Mobile Communications in 1999.



**David A. Sánchez-Hernández** (M'00–SM'06) received the Dipl.-Ing. degree in Telecommunications engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Spain, in 1992 and the Ph.D. degree from King's College, University of London, London, U.K., in early 1996.

From 1992 to 1994, he was employed as a Research Associate for The British Council-CAM at King's College London where he worked on active and dual-band microstrip patch antennas. In 1994, he was appointed EU Research Fellow at King's

College London, working on several joint projects at 18, 38 and 60 GHz related to printed and integrated antennas on GaAs, microstrip antenna arrays, sectorization and diversity. In 1997, he returned to the Universidad Politécnica de Valencia, Spain, where was co-leader of the Antennas, Microwaves and Radar Research Group and the Microwave Heating Group. In early 1999, he received the Readership from Universidad Politécnica de Cartagena, and was appointed Vice Dean of the School for Telecommunications Engineering and leader of the Microwave, Radiocommunications and Electromagnetism Engineering Research Group. In late 1999, he was appointed Vice Chancellor for Innovation and Technology Transfer at Universidad Politécnica de Cartagena and became a member of several Foundations and societies for the promotion of R&D in the Autonomous Region of Murcia, in Spain. In May 2001, he was appointed official advisor in technology transfer and member of The Industrial Advisory Council of the Autonomous Government of the Region of Murcia, in Spain, and in May 2003 he was appointed Head of Department. He has published over 40 scientific papers and over 80 conference contributions, and is a reviewer of several international journals. He holds five patents. His current research interests encompass all aspects of the design and application of printed multi-band antennas for mobile communications, electromagnetic dosimetry issues and MIMO techniques for wireless communications.

Dr. Sánchez-Hernández is a Chartered Engineer (CEng), Institution of Engineering and Technology (IET) Fellow, Ampere Board member, CENELEC TC106X member, and is the recipient of the R&D J. Langham Thompson Premium, awarded by the IET, as well as other national and international awards.



# **6.** *FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS*

## **6.1. Resumen**

### **6.1.1. Introducción**

Como es bien sabido, los sistemas electrónicos se alojan normalmente en encapsulados con muchas funciones: protección física, imagen estética, apantallamiento electromagnético; esta última funcionalidad es de particular relevancia en entornos donde el espectro electromagnético está contaminado por muchas fuentes radiantes, siendo la circuitería digital de alta velocidad una de las más importantes fuentes de interferencias.

Muchos autores han analizado el efecto de aperturas en la superficie de un encapsulado metálico en presencia de interferencias electromagnéticas

(electromagnetic interferences, EMI) usando diferentes técnicas. En [Robinson, 1998], se obtuvo una teoría analítica de apantallamiento para encapsulados metálicos con aperturas para frecuencias por debajo de la primera resonancia de la cavidad. Otro modelo analítico [Azaro, 2001] proporciona resultados rápidos para cavidades vacías pero tiene también limitaciones de frecuencia. Las soluciones analíticas son muy rápidas pero no pueden manejar elementos internos arbitrarios. Simulaciones de onda completa mediante métodos numéricos permiten configuraciones con varias aperturas y elementos internos para evaluar el efecto de placas circuitos impresos (printed circuit boards, PCBs) o absorbentes, pero el coste computacional es demasiado elevado y los procedimientos de diseño y optimización requieren largos tiempos de computación. En [Olyslager, 1999], se aplica el Método de los Momentos para obtener la efectividad de apantallamiento de un encapsulado metálico con más de una apertura, teniendo en cuenta el efecto de contenidos internos como chapa metálica o absorbentes. En [Georgakopoulos, 2001][Park, 1999], se evalúa el método en el Dominio del Tiempo de Diferencias Finitas (Finite-Difference Time-Domain, FDTD) para el estudio de la efectividad de apantallamiento de una caja metálica con aperturas. El análisis de elementos internos, especialmente PCBs, se han realizado mediante varias herramientas. En [Thomas, 2001], los resultados obtenidos mediante una herramienta semi-analítica muestran como puede modelarse como un material homogéneo con pérdidas seguido por una chapa metálica. En [Wallyn, 2001][Azaro, 2000], se evalúan las PCBs como chapas metálicas. El estudio de cómo amortiguar

resonancias de cavidad mediante materiales con pérdidas se ha llevado a cabo en [Dawson, 1992][Yamane, 2000][Izzat, 1996]. En [Lozano, 2005], se presentó un trabajo previo para estudiar el amortiguamiento de resonancias a través de polímeros conductivos.

El uso de polímeros conductivos en la fabricación de encapsulados para proteger dispositivos electrónicos de las interferencias electromagnéticas se ha convertido en una alternativa muy interesante a las tradicionales cabinas metálicas. Sin embargo, se ha escrito poca información respecto al comportamiento de estos materiales en configuraciones de encapsulado. Los materiales plásticos tienen muchas ventajas sobre los metálicos: los plásticos son más ligeros, no hay problemas asociados con corrosión y, para producción en masa, los procesos de fabricación y el producto final se vuelve más barato. En este trabajo, se ha analizado la inserción de polímeros conductivos en un encapsulado metálico.

En este estudio se usa un método aproximado bidimensional para evaluar la inmunidad y emisión radiada de encapsulados vacíos y con elementos internos. La técnica bidimensional es capaz de modelar cualquier contenido de la cavidad mientras la invarianza vertical de la estructura bajo estudio permanezca inalterada.

### **6.1.2. Teoría**

La efectividad de apantallamiento para una configuración de apantallamiento específica se define como el ratio (cociente) entre el campo en el lugar

seleccionado sin encapsulado y el campo con encapsulado. En este trabajo, la efectividad de apantallamiento se ha obtenido para el campo eléctrico:

$$SE \text{ (dB)} = 20 \log_{10} |E_i / E_e| \quad (6.1)$$

Para el análisis de inmunidad radiada, una onda plana vulnera el encapsulado y se mide el campo eléctrico dentro del interior. Para el análisis de emisión radiada, se ha modelado un hilo infinito. Este hilo se ha colocado dentro del encapsulado y actúa como la fuente emisora de interferencias. SE se obtiene para este caso como el ratio entre el nivel de campo eléctrico producido por el hilo sin apantallamiento a 3 m de la fuente y el nivel de campo eléctrico obtenido con la estructura protectora en el mismo punto.

Tal y como se ha dicho anteriormente, se ha usado un método bidimensional para evaluar la efectividad del apantallamiento de un encapsulado metálico con varias aperturas en uno de sus lados. Este método implica el estudio del corte transversal de la estructura. En la figura 6.1 se representa el plano bajo estudio.

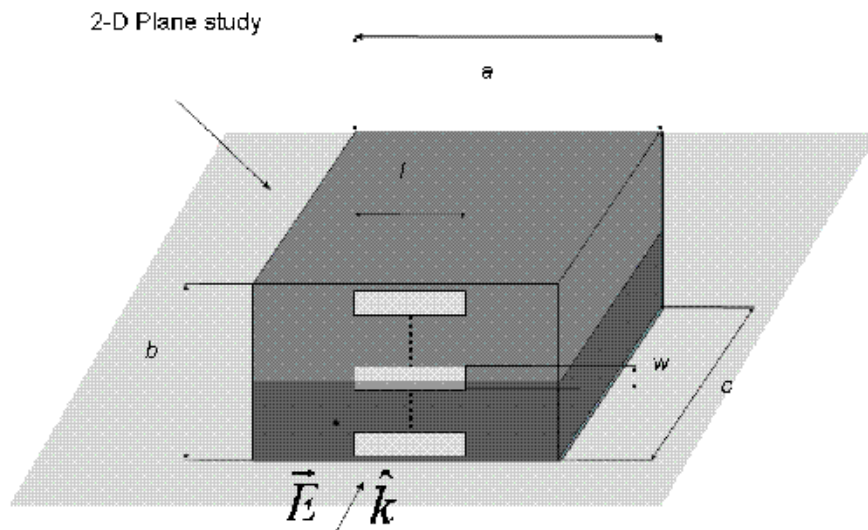


Figura 6.1 Encapsulado bajo estudio en configuración de inmunidad.

El caso estudiado es el más crítico para SE debido a la orientación de la apertura horizontal y a la polarización incidente vertical. Se evalúa el efecto de la anchura de la apertura  $w$  mediante el siguiente factor empírico sencillo:

$$SE(\text{dB}) = SE_{2-D}(\text{dB}) + 10 \log_{10} \left( \frac{b}{w \cdot n^2} \right) \quad (6.2)$$

donde  $b$  es la altura de la cavidad,  $w$  es la anchura de la apertura,  $n$  es el número de aperturas y  $SE_{2-D}(\text{dB})$  es la efectividad del apantallamiento obtenida para la configuración bidimensional mediante cualquier método numérico. Esta aproximación se basa en la invarianza vertical de los campos y el nivel de acoplamiento viene dado por el ratio en (6.2) entre la altura de la caja y la anchura de la apertura. El factor de acoplamiento asume la superposición vertical de  $b/w$  aperturas infinitamente próximas. La influencia de  $n$  aperturas en (6.2) se ha tomado de la regla del pulgar dada en [Olyslager, 1999], doblar el número de aperturas decrece la efectividad de apantallamiento, SE, en 6 dBs aproximadamente.

Mientras la distribución de campo sea invariante respecto de la dimensión vertical, se puede evaluar el campo para toda la cavidad. Para ubicaciones cerca de la apertura, donde no se cumple la invarianza vertical y donde se hace la aproximación (6.2) para evaluar la energía de acoplamiento de la parte exterior de la cavidad a la interior, la precisión de los resultados decrece. El principal inconveniente de esta técnica es la limitación a elementos internos con distribución vertical invariante. Teniendo en cuenta todos estos aspectos, la aproximación bidimensional puede ayudar a evaluar de forma rápida

configuraciones tanto de inmunidad como de emisión: resonancias de caja, efectos de placa de circuito impreso (Printed Circuit Board, PCB), propiedades de materiales absorbentes, etc.

### 6.1.3. Configuración

El encapsulado de aluminio utilizado para todas las simulaciones y medidas tiene las dimensiones siguientes:  $30 \times 12 \times 30 \text{ cm}^3$ . Se han analizado dos aperturas ( $10 \text{ cm} \times 0.5 \text{ cm}^2$  and  $20 \times 3 \text{ cm}^2$ ). Se han obtenido los valores del campo eléctrico en el centro y a  $0.1 \text{ cm}$  de la pared trasera de la carcasa.

Para el estudio de la inmunidad, una onda plana vertical excita el encapsulado a través de la apertura frontal y se mide el campo eléctrico dentro de la cavidad. La configuración de emisión se obtiene implementando una fuente cilíndrica con el radio de la sonda de excitación dentro del encapsulado. El campo se mide a  $3 \text{ m}$  en la dirección normal a la apertura. En la figura 6.2, se muestra la colocación del cable para la configuración de emisión a  $0.1 \text{ cm}$  de la pared trasera.

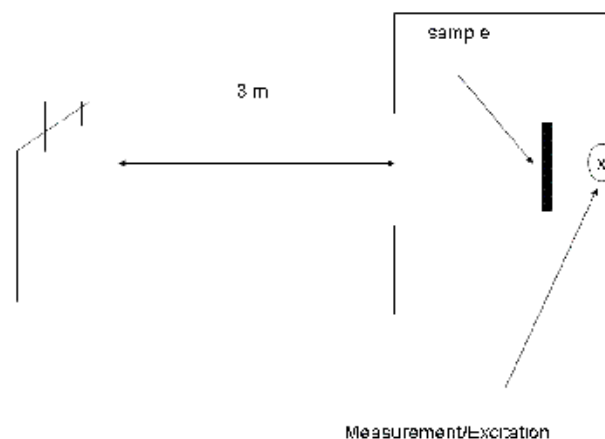


Figura 6.2 Posición del cable (emisión) y la muestra (inmunidad/emisión) dentro del encapsulado.

Las medidas se han llevado a cabo en una cámara anecoica para el caso de inmunidad aunque pueden obtenerse valores recíprocos para el caso de emisión [Georgakopoulos, 2001]. Se colocó una antena logoperiódica a 3 m de la caja. Se montó un monopolo de 4 cm de largo y 0.065 cm de diámetro en el centro de la caja. Para estudiar la influencia de las placas metálicas, se cocó una pieza de latón de  $7.5 \times 12 \times 0.1 \text{ cm}^3$  dentro de la caja. Para el estudio de polímero conductivo, se ha colocado una lámina de poliamida 6 dopada con fibra de carbono [LUVOCOM, 3/CF/30/EG] con dimensiones  $7.5 \times 12 \times 0.3 \text{ cm}^3$  de la misma manera que la placa metálica.

Las simulaciones se han llevado a cabo con Matlab<sup>®</sup> 6.5 PDE Toolbox con la ayuda de la fórmula empírica (6.2) para establecer una comparación directa con medidas tridimensionales. También tiene en cuenta la introducción de más de una apertura. Se han implementado condiciones de contorno absorbentes para las simulaciones, y se han tomado los valores del campo en el lugar mostrado en la figura 6.2 en el corte transversal de la estructura para inmunidad y emisión y en el centro del encapsulado para simulaciones y medidas de inmunidad.

#### **6.1.4. Resultados**

Para la figura 6.3 las dimensiones de la apertura son  $20 \times 3 \text{ cm}^2$  y los resultados se han tomado para la posición interior a 0.1 cm de la pared trasera de la cavidad.

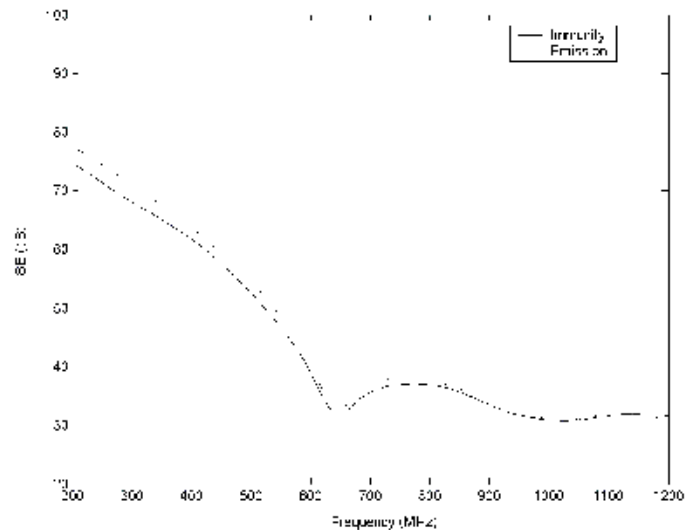


Figura 6.3 Resultados para inmunidad radiada y emisión para un encapsulado vacío con una apertura de  $20 \times 3 \text{ cm}^2$ . Posición de medida/excitación a 0.1 cm de la pared trasera.

Ambas curvas muestran niveles recíprocos de efectividad de apantallamiento (SE) alta al estar este lugar lejos de los máximos y próximo a la pared metálica donde el campo debe ser cero. Para la misma apertura la figura 6.4 muestra los valores de inmunidad radiada tomados en el centro del encapsulado.

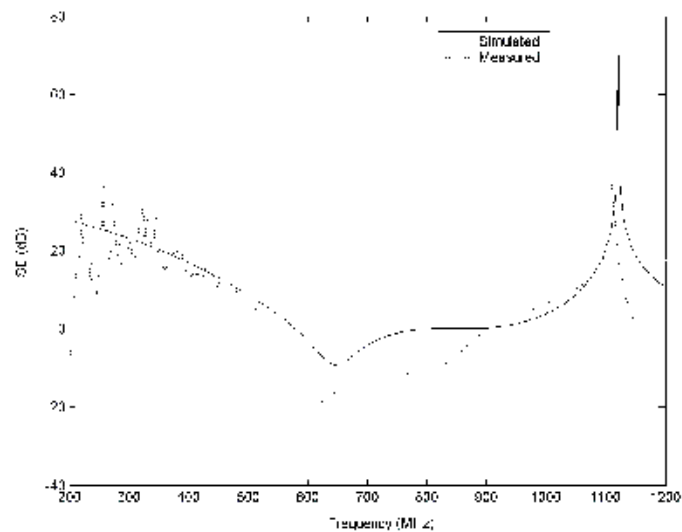


Figura 6.4 Resultados para inmunidad radiada para un encapsulado vacío con una apertura de  $20 \times 3 \text{ cm}^2$ . Posición de medida en el centro del encapsulado.



Los niveles de efectividad de apantallamiento (SE) han decrecido especialmente para la primera frecuencia de resonancia, cuyo máximo se sitúa sobre la posición de medida. Las medidas y las simulaciones muestran buen acuerdo. Para las medidas de frecuencia más baja, el suelo de ruido produce resultados más pobres [Thomas, 2001].

Si se coloca una placa metálica a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado actuando como una PCB como se muestra en la figura 6.2 y el tamaño de la apertura es  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  la primera resonancia se desplazará hacia arriba debido a la reducción efectiva de la carcasa. En la figura 6.5, los resultados para la sonda colocada a 0.1 cm de la pared trasera muestran resonancias más afiladas debido a la reducción de tamaño de la apertura y se producen de nuevo altos niveles de efectividad de apantallamiento (SE) por la posición de la medida.

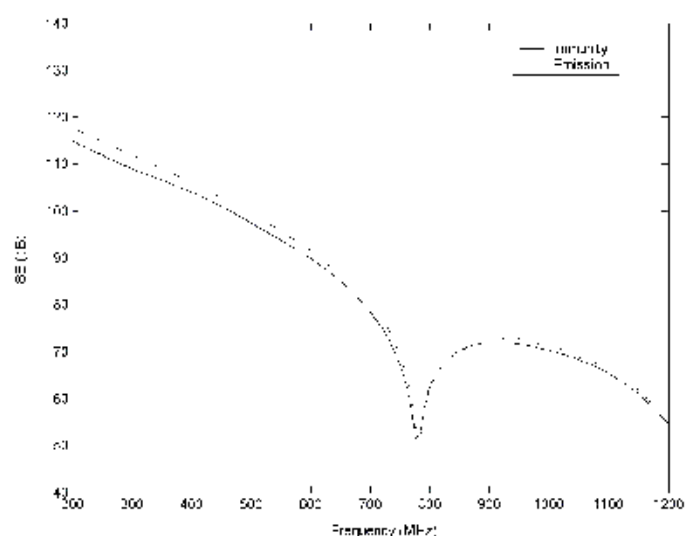


Figura 6.5 Resultados para inmunidad radiada y emisión para una apertura de  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  con una placa metálica a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado. Posición de medida/excitación a 0.1 cm de la pared trasera.

En la figura 6.6, la comparación de inmunidad radiada entre medidas y simulación cuando los valores se han tomado en el centro del encapsulado concuerdan.

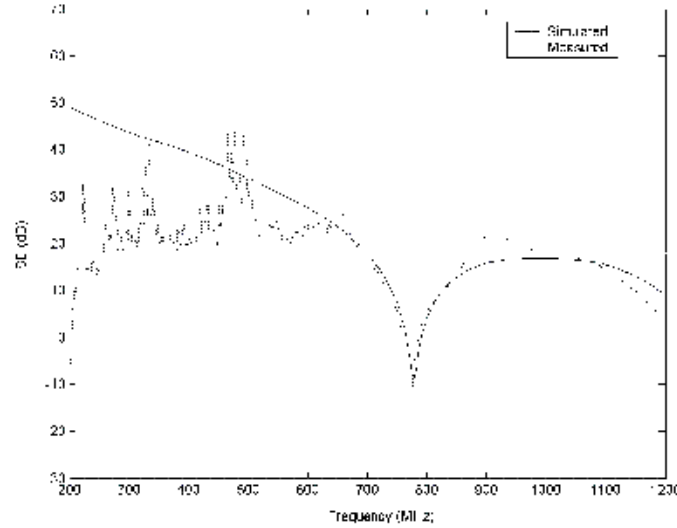


Figura 6.6 Resultados para inmunidad radiada para una apertura de  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  con una placa metálica a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado. Posición de medida en el centro del encapsulado.

En las figuras 6.7 y 6.8, en vez de una placa metálica, se ha introducido en el encapsulado una muestra de polímero conductor de poliamida 6 dopada con fibra de carbono.

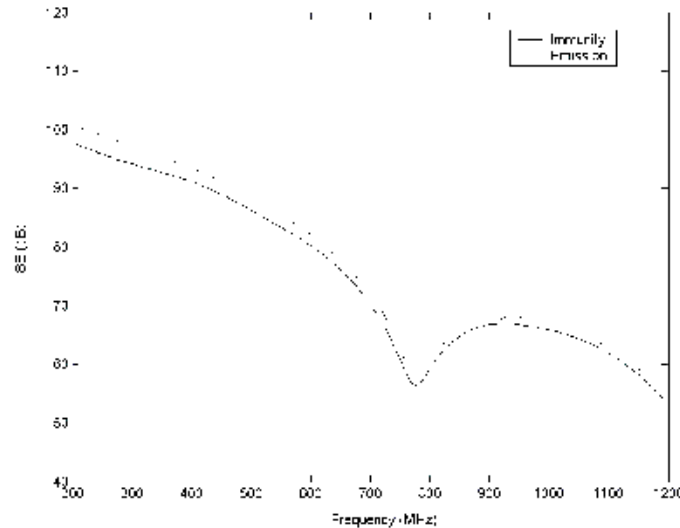


Figura 6.7 Resultados para inmunidad radiada y emisión para una apertura de  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  con una muestra de polímero conductor de 0.3 cm de grosor colocada a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado. Posición de medida/excitación a 0.1 cm de la pared trasera.

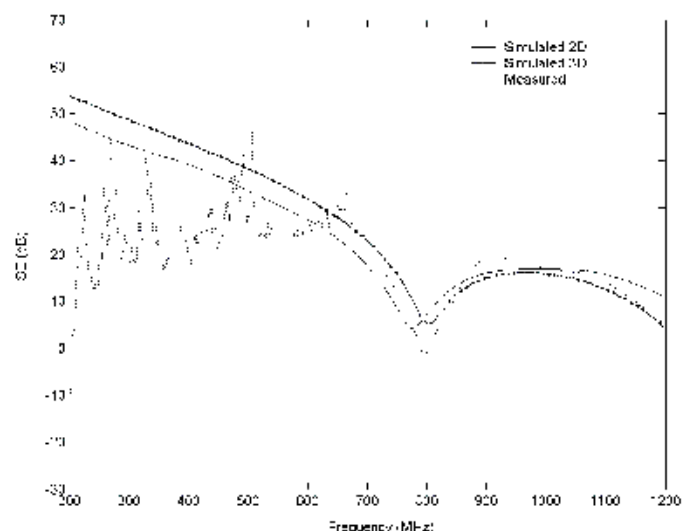


Figura 6.8 Resultados para inmunidad radiada para una apertura de  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  con una muestra de polímero conductor de 0.3 cm de grosor colocada a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado. Posición de medida en el centro del encapsulado.

Para caracterizar la muestra en las simulaciones, se han obtenido los valores  $\epsilon'_r = 30$  y  $\sigma = 10$  para el rango de frecuencia bajo estudio con la ayuda de un analizador de impedancia/material Agilent HP 4291A RF y comprobando inversamente con la herramienta propuesta. Una vez más, inmunidad y emisión producen valores recíprocos de efectividad de apantallamiento (SE). El comportamiento de este material está entre un dieléctrico sin pérdidas y una placa metálica. La primera resonancia se ha amortiguado debido a la introducción de pérdidas en la cavidad. En la figura 6.8 se han incluido los resultados para la simulación tridimensional con el software comercial ANSYS®. Se necesitó un tiempo de 0.9 segundos por iteración para el estudio bidimensional y se requirió un tiempo de 49.6 segundos por iteración para el estudio tridimensional. Ambas herramientas trabajan con el Método de Elementos Finitos (Finite Element Method, FEM). Aunque los mallados no son comparables (el refinamiento del mallado bidimensional fue mayor) los tiempos

de cálculo muestran claramente los beneficios de la aproximación. Finalmente, se ha llevado a cabo un estudio de supresión de resonancia versus valores de conductividad para la figura 6.9 en la cual se han representado para inmunidad radiada los mínimos de efectividad de apantallamiento (SE) para la primera resonancia tomada de 600 MHz a 800 MHz.

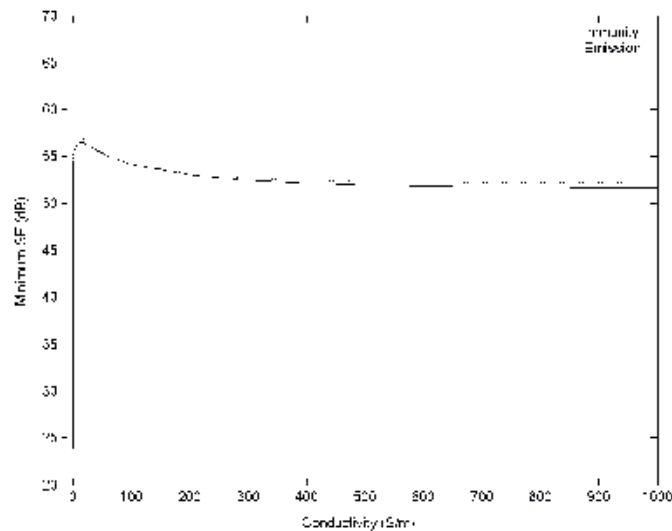


Figura 6.9 Mínima efectividad de apantallamiento para la primera frecuencia de resonancia para una apertura de  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  con una muestra de polímero conductivo de 0.3 cm de grosor,  $\epsilon_r' = 30$  y colocada a 7.5 cm de la pared trasera del encapsulado. Posición de medida/excitación a 0.1 cm de la pared trasera.

Hay un óptimo de amortiguamiento de resonancia y es el mismo para emisión y radiación ya que se han obtenido valores recíprocos de efectividad de apantallamiento para las configuraciones de inmunidad y emisión cuando la influencia de la sonda interna no cambia la distribución de campo dentro del encapsulado.

### 6.1.5. Conclusiones

Se ha evaluado una herramienta bidimensional rápida para estudiar inmunidad radiada y emisión de encapsulados metálicos con aperturas y elementos

internos. Esta herramienta puede trabajar de manera efectiva mientras el contenido del encapsulado permanezca invariante en la dimensión vertical. El estudio se ha llevado a cabo para la cavidad vacía, una cavidad cargada con una placa metálica implementando una PCB y una cavidad cargada con un material con pérdidas como un polímero conductivo. Para todos los casos, los resultados de la técnica aproximada concuerdan con las medidas en cámara anecoica. Se ha obtenido un valor óptimo de conductividad para amortiguar la primera resonancia del encapsulado. Esta conductividad se puede obtener a través de polímeros conductivos utilizados hoy en día en configuraciones de apantallamiento variando la concentración de los aditivos dopantes. El estudio del comportamiento de polímeros conductivos puede ayudar a obtener encapsulados para la protección contra interferencias electromagnéticas (Electromagnetic Interference, EMI).

respectively. Figure 7 shows the radiation patterns of the proposed antenna.

#### 4. CONCLUSIONS

In this article, the new tunable band-notched UWB planar monopole antenna has been proposed and fabricated. By inserting a varactor diode at the parallel-coupled line resonator, the tunable notch band characteristics are created. The proposed antenna can contribute to UWB and software-defined radio systems.

#### REFERENCES

1. Y.-X. Guo, M.Y.W. Chia, and Z.N. Chen, Miniature built-in multi-band antennas for mobile handsets, *IEEE Antennas Propag Mag*, 52 (2004), 1936–1944.
2. M.J. Ammann, Square planar monopole antenna, Paper presented at IEEE Na'l Conference on Antennas and Propagation, no. 461, April 1999.
3. W.S. Lee, D.Z. Kim, K.J. Kim, and J.W. Yu, Wideband planar monopole antenna with dual band-notched characteristics, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 54 (2006), 2800–2806.
4. Y. Gao, B.-L. Ooi, and A.P. Popov, Band-notched ultra-wideband ring-monopole antenna, *Microwave Opt Technol Lett* 48 (2006), 125–126.
5. J.H. Kim, W.I. Son, and J.W. Yu, Integrated planar monopole antenna with microstrip-ring resonators, *IEEE Int Symp Antennas Propag*, Albuquerque, NM (2006).
6. J. Kim, C.S. Cho, and J.W. Lee, 5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR, *Electron Lett* 42 (2006), 315–316.
7. E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Vila-Jimenez, Active UWB antenna with tunable band-notched behavior, *Electron Lett* 43 (2007), 959–960.
8. W.G. Lim, W.K. Kim, D.H. Shin, and J.W. Yu, A novel bandstop filter design using parallel coupled line resonators, Paper presented at IEEE 2007 European Microwave Conference, Munich, Germany, 2007, pp. 878–881.

© 2009 Wiley Periodicals, Inc.

## FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS

Antonio J. Lozano-Guerrero,<sup>1</sup> Alejandro Díaz-Morcillo,<sup>1</sup> Miguel Á. García-Fernández,<sup>1</sup> and Juan V. Balbastro-Tejedor<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Spain; Corresponding author: antonio.lozano@upct.es

<sup>2</sup>Instituto ITACA, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain

Received 4 March 2009

**ABSTRACT:** In this study, radiated immunity and emission of a metallic box with apertures have been evaluated through a fast approach. The influence of printed circuit boards inside the enclosure has been studied and also the effect of placing conductive polymer sheets in the housing to characterize the behavior of these materials used nowadays for shielding cabinets. Measurements have been carried out in anechoic chamber to evaluate the approximated technique showing its limitations and advantages. As good agreement has been found between simulations and measurements, this approach can be used for design or optimization purposes with the main advantage of reduced time calculations. © 2009 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 51: 2832–2836, 2009; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.24745

**Key words:** shielding effectiveness; enclosure; radiated interference; printed circuit board; conductive composite

#### 1. INTRODUCTION

Electronic systems are generally housed in an enclosure with many functions: physical protection, aesthetic image, and electromagnetic shielding; this last feature is of particular relevance in environments where the electromagnetic spectrum is polluted by many radiating sources, being high-speed digital circuitry one of the most important sources of interferences.

Many authors have analyzed the effect of apertures on a metallic enclosure surface with the presence of electromagnetic interferences (EMI) using different techniques. In Ref. [1] an analytical shielding theory for metallic enclosures with apertures for frequencies below the first cavity resonance was obtained. Another analytical model [2] provides fast results for empty cavities, but it also has frequency limitations. Analytical solutions are very fast but cannot deal with inner arbitrary elements. Full-wave simulations through numerical methods allow arbitrary configurations with various apertures and inner elements to evaluate the effect of printed circuit boards (PCBs) or absorbers, but computational cost is too high and optimization or design procedures require long computation times [3]. The method of moments was applied to obtain the shielding effectiveness of a metallic enclosure with more than one aperture, taking into account the effect of inner contents as metallic plates or absorbers. The finite-difference time-domain method for the study of the shielding effectiveness of a metallic box with apertures is evaluated in Refs [4, 5]. The analysis of inner elements, especially PCBs, has been realized through several tools. The results [6] obtained through a semianalytical tool show how it can be modeled as a homogeneous lossy material backed by a metallic plate. The PCBs [7, 8] are evaluated as metallic plates. The study of damping cavity resonances through lossy materials have been carried out in a previous work [9–12] to study the damping of resonances through conductive polymers.

The use of conductive polymers in the manufacturing of enclosures to protect electronic devices from EMI has become a very interesting alternative to traditional metallic cabinets. However, little information has been reported regarding the behavior of these materials in enclosure configurations. Plastic materials have many advantages over metallic ones: plastics are lighter, there are no problems associated with corrosion, for mass production, for fabrication process, and the final product becomes cheaper. In this article, the insertion of conductive polymers in a metallic enclosure has been analyzed.

In this study, a 2D approximated method is used to evaluate the radiated immunity and emission of empty enclosures and with inner elements. The 2D technique is able to model any content of the cavity as long as vertical invariance of the structure under study remains unchanged.

#### 2. THEORY

Shielding effectiveness for a particular shielding configuration is defined as the ratio between the field in the selected placement without enclosure and the field with enclosure. In this study, the shielding effectiveness has been obtained for the electric field:

$$SE(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left| \frac{E_f}{E_i} \right| \quad (1)$$

For radiated immunity analysis, a plane wave impinges on the enclosure and the electric field is measured inside the housing. For radiated emission analysis, an infinite wire has been modeled. This wire has been located inside the enclosure and



acts as the emitting source of interferences. SE for this case is obtained as the ratio between the electric field level produced by the wire without the shield 3 m from the source and the electric field level obtained with the protecting structure at the same point.

As stated earlier, to evaluate the shielding effectiveness of a metallic enclosure with various apertures in one of its sides, a 2D method is used. This method involves the study of the transversal cut of the structure. In Figure 1, it is depicted as the plane under study. The studied case is the most critical for SE because of the horizontal aperture orientation and the vertical incident polarization. The effect of the width of the aperture  $w$  is evaluated through the following simple and empirical factor:

$$SE(\text{dB}) = SE_{2D}(\text{dB}) + 10 \log_{10} \left( \frac{b}{w \cdot n^2} \right) \quad (2)$$

where  $b$  is the height of the cavity,  $w$  is the width of the aperture,  $n$  is the number of apertures, and  $SE_{2D}(\text{dB})$  is the shielding effectiveness obtained for the 2D configuration through any numerical method. This approach is based on the vertical invariance of the fields, and the coupling level is provided by the ratio in (2) between the height of the box and the width of the aperture. The coupling factor assumes the vertical superposition of  $b/w$  apertures infinitely close. The influence of  $n$  apertures in (2) has been taken from the rule of thumb given in Ref. [3], doubling the number of apertures decreases the SE in 6 dBs approximately.

As long as the field distribution is invariant with the vertical dimension, the field can be evaluated for the whole cavity. For locations near the aperture, where vertical invariance is not accomplished and where the approximation (2) is done to evaluate the coupling energy from the outer to the inner part of the cavity, the accuracy of the results decreases. The major drawback of this technique is the limitation to inner elements with invariant vertical distribution. Taking all these aspects into account, the 2D approximation can help to evaluate in a fast way for both immunity and emission configurations: box resonances, PCB effects, absorbing materials properties, etc.

### 3. SET UP

The aluminum enclosure used for all the simulations and measurements has the following dimensions:  $30 \times 12 \times 30 \text{ cm}^3$ . Two apertures ( $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  and  $20 \times 3 \text{ cm}^2$ ) have been analyzed. Electric field values have been obtained in the center and 0.1 cm from the back wall of the housing.

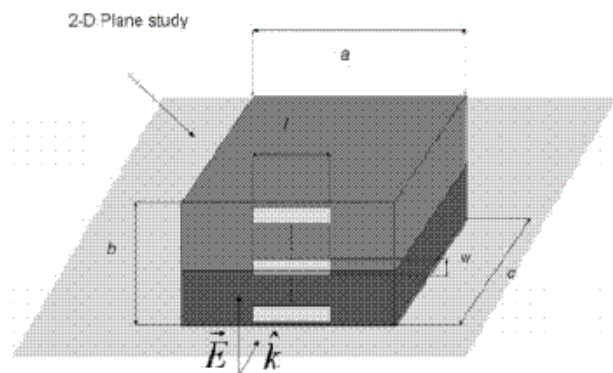


Figure 1 Enclosure under study in immunity configuration

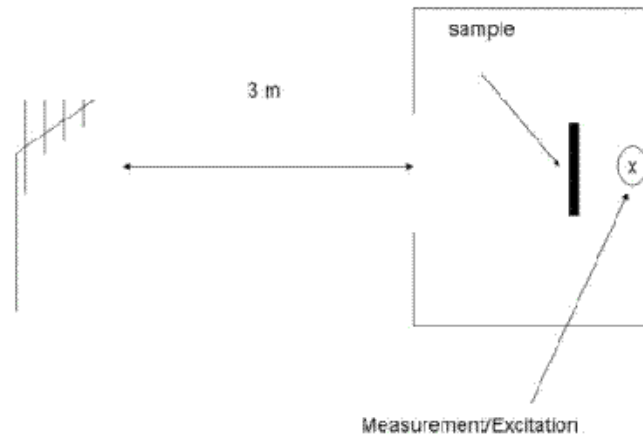


Figure 2 Position of the wire (emission) and the sample (immunity/emission) inside the enclosure

For the immunity study a vertical plane wave excites the enclosure through the front aperture, and the electric field is measured inside the cavity. The emission set up is obtained by implementing a cylindrical source with the radius of the exciting probe inside the enclosure. The field is measured 3 m away in the normal direction of the aperture. In Figure 2, the placement of the wire for the emission configuration is shown as 0.1 cm from the back wall.

Measurements have been carried out in an anechoic chamber for the immunity case although reciprocal values can be obtained for the emission case [4]. A log-periodic antenna was placed 3 m away from the box. A 4 cm-long monopole with 0.065 cm in diameter was mounted in the center of the box. To study the influence of the metallic plates a  $7.5 \times 12 \times 0.1 \text{ cm}^3$  brass piece has been placed inside the box. For the conductive polymer study a polyamide-6 doped with carbon fiber sheet [13] with  $7.5 \times 12 \times 0.3 \text{ cm}^3$  dimensions has been located in the same manner as the metallic plate.

Simulations have been carried out with Matlab® 6.5 PDE Toolbox with the aid of the empirical formula (2) to establish a direct comparison with 3D measurements. It also takes into account the introduction of more than one aperture. Absorbing boundary conditions have been implemented for the simulations,

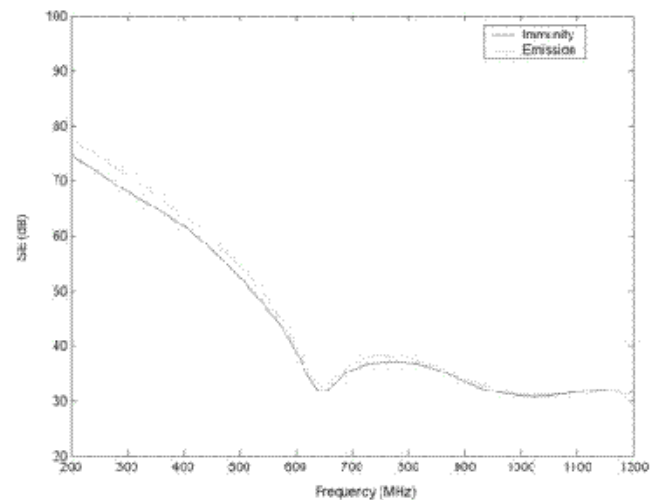
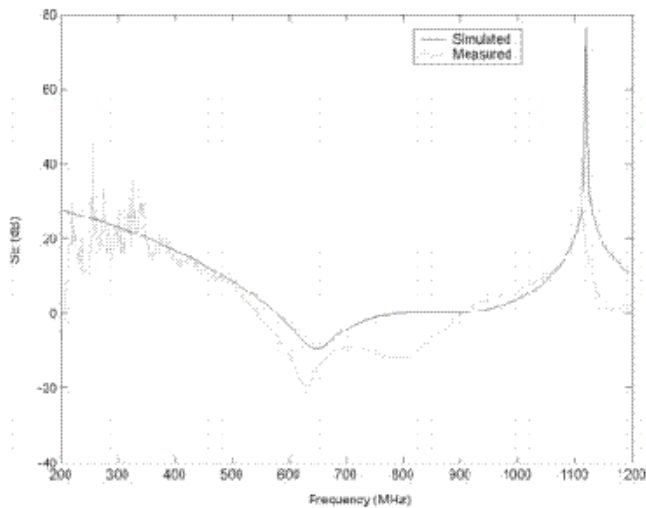


Figure 3 Results for radiated immunity and emission for an empty enclosure with a  $20 \times 3 \text{ cm}^2$  aperture. Measurement/excitation position at 0.1 cm from the back wall



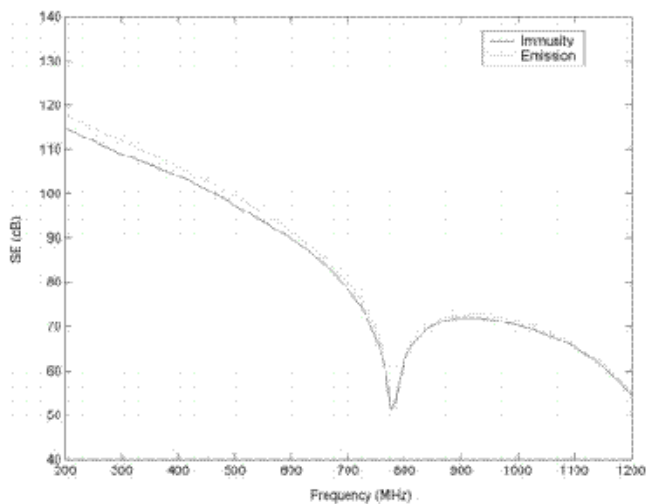
**Figure 4** Results for radiated immunity for an empty enclosure with a  $20 \times 3 \text{ cm}^2$  aperture. Measurement position in the center of the enclosure

and the values of the field have been taken at the place shown in Figure 2 in the transversal cut of the structure for immunity and emission and in the center of the enclosure for immunity simulations and measurements.

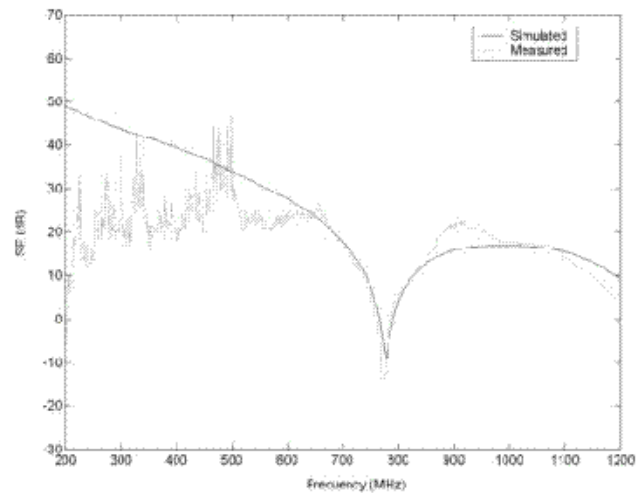
#### 4. RESULTS

For Figure 3, the aperture dimensions are  $20 \times 3 \text{ cm}^2$  and the results have been taken for the inner position 0.1 cm from the back wall of the cavity. Both curves show reciprocal high SE levels as this placement is located far from the maximums and next to the metallic wall where the field must be zero. For the same aperture, Figure 4 shows radiated immunity values taken in the center of the enclosure. SE levels have decreased specially for the first resonance frequency whose maximum is placed upon the measurement location. Measurements and simulations show good agreement. For the lower frequency measurements the noise floor produces poorer results [6].

If a metallic plate acting as a PCB is placed 7.5 cm from the back wall of the enclosure as shown in Figure 2 and the size of

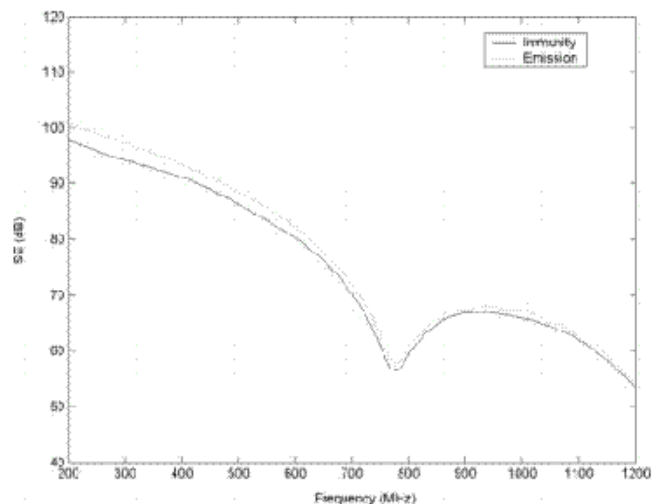


**Figure 5** Results for radiated immunity and emission for a  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  aperture with metallic plate 7.5 cm from the back wall of the enclosure. Measurement/excitation position at 0.1 cm from the back wall



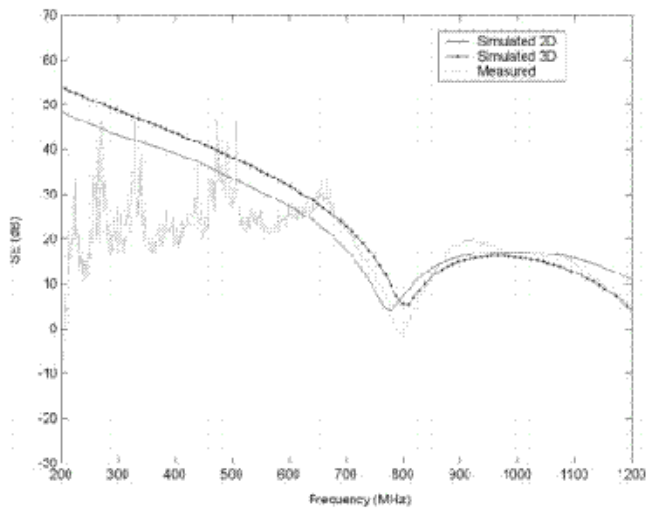
**Figure 6** Results for radiated immunity for a  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  aperture with metallic plate 7.5 cm from the back wall of the enclosure. Measurement position in the center of the enclosure

the aperture is  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  the first resonance will be shifted upwards because of the effective reduction of the housing. In Figure 5, the results for the probe placed 0.1 cm from the back wall show sharper resonances because of the size reduction of the aperture and high levels of SE once again caused by the measurement location. In Figure 6, the radiated immunity comparison between measurements and simulation, when the values have been taken in the center of the enclosure, agrees. In Figures 7 and 8 instead of a metallic plate a conductive polymer sample of polyamide-6 doped with carbon fiber has been introduced in the enclosure. To characterize the sample in the simulations the values  $\epsilon_r = 30$  and  $\sigma = 10$  have been obtained for the frequency range under study with the help of an impedance/material analyzer Agilent HP 4291A RF and checking inversely with the proposed tool. Once again, immunity and emission produce reciprocal values of SE. The behavior of this material stands between a dielectric without losses and a metallic plate. The first resonance has been damped because of the introduction



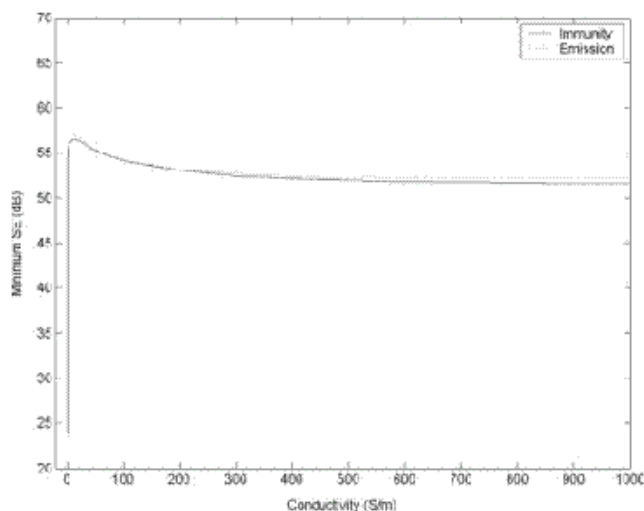
**Figure 7** Results for radiated immunity and emission for a  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  aperture with a conductive polymer sample 0.3 cm thick placed 7.5 cm from the back wall of the enclosure. Measurement/excitation position at 0.1 cm from the back wall





**Figure 8** Results for radiated immunity for a  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  aperture with a conductive polymer sample 0.3 cm thick placed 7.5 cm from the back wall of the enclosure. Measurement position in the center of the enclosure

of losses in the cavity. In Figure 8, results for 3D simulation with ANSYS<sup>®</sup> commercial software have been included. A time of 0.9 seconds per iteration was needed for the 2D study and a time of 49.6 seconds per iteration was required for the 3D study. Both tools work with the finite element method. Although meshes are not comparable (2D mesh refinement was higher) calculation times show clearly the benefits of the approximation. Finally, a study of resonance suppression versus conductivity values has been carried out for Figure 9 in which minimums of SE for the first resonance taken from 600 MHz to 800 MHz have been depicted for radiated immunity. There is an optimum for resonance damping, and is the same for emission and radiation as reciprocal values of shielding effectiveness have been obtained for immunity and emission configurations, when the influence of the inner probe does not change the field distribution inside the enclosure.



**Figure 9** SE minimum for the first resonance frequency for a  $10 \times 0.5 \text{ cm}^2$  aperture with a conductive sample 0.3 cm thick,  $\epsilon_r = 30$  and placed 7.5 cm from the back wall of the enclosure. Measurement/excitation position at 0.1 cm from the back wall

## 5. CONCLUSION

A fast 2D tool has been evaluated to study the radiated immunity and the emission of metallic enclosures with apertures and inner elements. This tool can effectively work as long as enclosure contents remain invariant in the vertical dimension. The study has been carried out for the empty cavity, a cavity loaded with a metallic plate implementing a PCB and a cavity loaded with a lossy material as a conductive polymer. For all the cases, results of the approximated technique agree with the measurements in anechoic chamber. An optimum value of conductivity has been obtained to damp the first resonance of the enclosure. This conductivity can be obtained through conductive polymers used nowadays in shielding configurations varying the concentration of doping additives. The study of the behavior of conductive polymers may help to obtain enclosures with advantages in EM protection.

## ACKNOWLEDGMENTS

This work has been funded by Fundación Séneca, Agencia Regional de Ciencia y Tecnología through the project 00700/PPC/04. The conductive polymer samples were provided by Policomplex S.L.

## REFERENCES

- M.P. Robinson, T.M. Benson, C. Christopoulos, J.F. Dawson, M.C. Ganley, A.C. Marvin, S.J. Porter, and D.W.P. Thomas, Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures, *IEEE Trans Electromagn Comp* 40 (1998), 240–248.
- R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G.L. Gragnani, Evaluation of the effects of an external incident wave on metallic enclosures with rectangular apertures, *Microwave Opt Technol Lett* 28 (2001), 289–293.
- P. Olyslager, E. Laermans, D.D. Zutler, S. Criel, R.D. Smedt, N. Lietaert, and A.D. Clercq, Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure, *IEEE Trans Electromagn Comp* 41 (1999), 202–212.
- S.V. Georgakopoulos, C.R. Bircher, and C.A. Balanis, HIRF penetration through apertures: FDTD versus measurements, *IEEE Trans Electromagn Comp* 43 (2001), 282–294.
- H.H. Park, B.W. Kim, Y.C. Chung, and J.G. Lee, FDTD analysis of electromagnetic penetration into a rectangular enclosure with multiple rectangular apertures, *Microwave Opt Technol Lett* 22 (1999), 188–191.
- D.W.P. Thomas, A.C. Denton, T. Konefal, T. Benson, C. Christopoulos, J.F. Dawson, A. Marvin, S.J. Porter, and P. Sewell, Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards, *IEEE Trans Electromagn Comp* 43 (2001), 161–169.
- W. Wallyn, and D. De Zutler, Modelling the shielding effectiveness and resonances of metallic shielding enclosures loaded with PCBs, *Int Symp Electromagn Comp* (2001), 691–696.
- R. Azaro, S. Caorsi, M. Cosso, G.M. Costini, M. Donelli, R. Ene, G.L. Gragnani, and M. Pastorino, A semi-analytical approach for the evaluation of radiated immunity on a printed-circuit board in metallic enclosures, *Microwave Opt Technol Lett* 27 (2000), 204–207.
- J.F. Dawson, J. Ahmadi, A.C. Marvin, Reduction of radiated emissions from apertures in resonant enclosures by the use absorptive materials, In: *Proceedings of the 8th International Conference Electromagnetic Compatibility*, September 1992, 207–212.
- T. Yamane, A. Nishikata, and Y. Shimizu, Resonance suppression of a spherical electromagnetic shielding enclosure by using conductive dielectrics, *IEEE Trans Electromagn Comp* 42 (2000), 441–448.
- N. Izzat, G.H. Hilton, C.J. Railton, S. Meade, Use of resistive sheets in damping cavity resonance, *Electron Lett* 32 (1996), 721–722.

12. A.J. Lozano, A. Díaz, J.V. Balbastro, L. Nuño, A.B. Calvo, and J. Pitarich, Damping of resonances in a metallic enclosure through conductive polymers. In: Proceedings of the 35th European Microwave Conference, Paris, France, October 2005, pp. 1399–1402.
13. LUVOCOM<sup>®</sup> 3/CP/30/EG, Technical sheets, Lehmann&Voss&Co, Hamburg.

© 2009 Wiley Periodicals, Inc.

## DESIGN OF APOLLIAN-LIKE GASKET FRACTAL ANTENNA WITH COPLANAR WAVEGUIDE (CPW)-FED

Raj Kumar and Anupam Tiwari

Microwave and MM Wave Antenna Laboratory, Department of Electronics Engineering, Defence Institute of Advanced Technology, Girinagar, Pune-411025, India; Corresponding author: raj34\_shivani@yahoo.co.in

Received 7 March 2009

**ABSTRACT:** This article presents design of Apollonian-like gasket CPW-fed fractal antenna. The antenna has been designed on FR4 substrate,  $\epsilon_r = 4.3$ , with a thickness of 1.53 mm. The antenna has been fabricated and tested using VNA. The experimental results of this antenna shows the multiband behavior with the centre frequencies of 1.265, 4.66, and 7.8 GHz with impedance bandwidth of 50%, 17.5%, and 15%, respectively. The shift in first resonant frequency of antenna reveals the size reduction in comparison of solid equilateral triangular patch of 40 mm. The experimental radiation pattern of the antenna has been observed near to omnidirectional at lower frequency and like electric dipole antenna at higher frequency. This antenna can be used for short range wireless applications. © 2009 Wiley Periodicals, Inc. *Microwav Opt Technol Lett* 51: 2836–2839, 2009; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.24757

**Key words:** antennas; fractal; multiband; cpw-fed; sierpinski gasket

### 1. INTRODUCTION

The progress in wireless and dramatic development of a variety of wireless applications has remarkably increased the demand of multiband/wideband antennas with smaller dimensions than conventionally possible. In conventional microstrip antenna, dual- and multifrequency operation has been achieved using multiple radiating elements [1], reactively loading patch antennas [2], or multifrequency dielectric resonator antennas [3]. There is a limitation of these antennas to obtain wideband characteristics. Fractals, owing to their geometrical properties are miniaturized size, lower resonance, wideband phenomenon, multiband operation, and limitation in gain. This feature of fractal geometry has increased research in

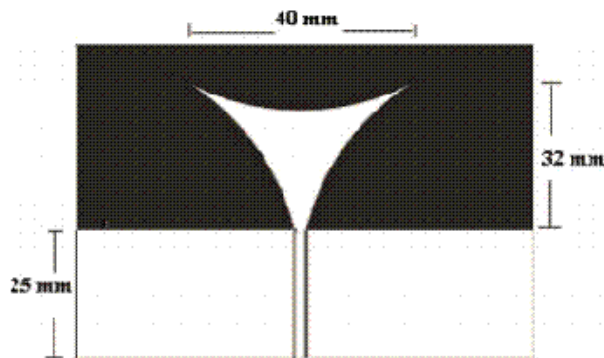


Figure 1 Initial solid Apollonian gasket antenna

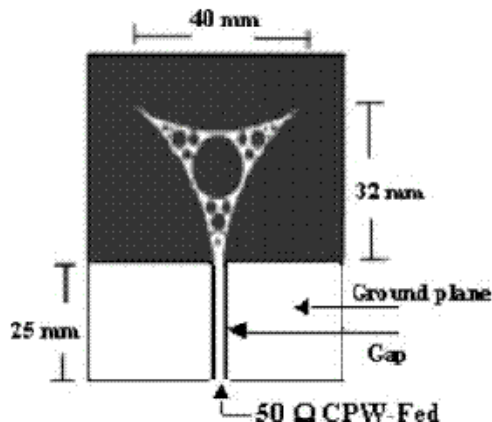


Figure 2 Apollonian-like gasket CPW-fed monopole fractal antenna

fractal-shaped antenna elements [4]. Puente et al. [5] has reported the Sierpinski gasket multiband fractal monopole antenna with probe feed. Various modified Sierpinski antennas have been developed for multiband applications [6, 7]. In Sierpinski gasket monopole antenna, the matching of second and third band is better than first band. This is because, in long wavelength range, the current does not reach up to the top of the antenna, resulting in poor matching. Walker et al. [8] introduced the fractal volume concept to increase the degree of freedom associated with fractal antenna elements to improve the impedance matching characteristics without using any extra matching circuit. In this article, Apollonian gasket fractal monopole antenna with CPW-fed has been presented. The miniaturization, multiband operation, wider bandwidth, and good matching in each frequency bands have been achieved. Such type of antenna is useful for wireless communication.

### 2. ANTENNA GEOMETRY

Apollonian-like gasket monopole antenna has been constructed as shown in Figure 1. The solid Apollonian gasket is made by making the three tangential circles of 90 mm. This Solid Apollonian gasket is called initiator. The antenna was constructed with circular fractal pattern in spite of a triangular in solid Apollonian gasket. In the first iteration, a circle of 14 mm diameter is slotted from solid Apollonian gasket configuration. In the second iteration, three circles, two of equal diameter 3 mm and the

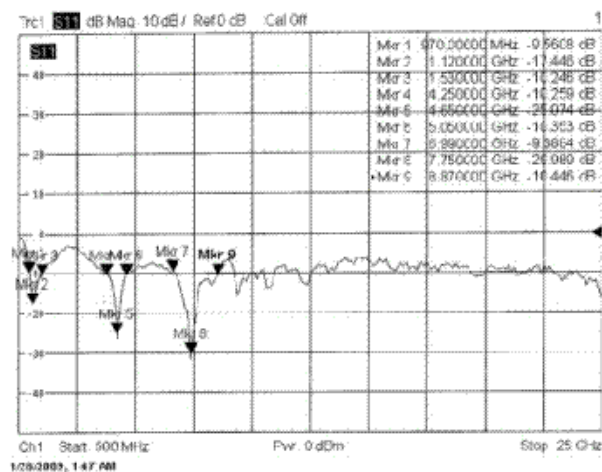


Figure 3 Experimental result of Apollonian-like gasket fractal antenna

# **7. SUMMARY OF CONTRIBUTIONS, CONCLUSIONS AND FUTURE RESEARCH**

## **7.1. Summary of contributions and conclusions**

Since this Ph.D. thesis has a multidisciplinary character, the summary of contributions and conclusions reached throughout the course of this are divided into two parts. On the one hand, those related to the evaluation of the interaction effects from the mobile communication systems into the human being. On the other hand, the effects of the presence of the human body in MIMO performance for small wireless devices. In the first part, it has been demonstrated that the human cranium acts as the best-fitted hard-tissue to make up a dynamic barrier to high-frequency electromagnetic fields (EMF) and their associated temperature increase. A realistic human head model has been exposed to EMF in the near-field region employing a hybrid framework based on electromagnetic field theory, heat transport theory and thermoregulatory

response of the human body. Cranium represents a natural helmet which effectively and dynamically protects encephalon tissues against safety-defined threshold temperature increase due to external EMF induction when located in the multilayer tissue that the human head represents. Results from this Ph.D. thesis demonstrate that the cranium carries out this task better than any other hard biological tissue or even several metal implants. Thus, this protection helps avoiding thermal damage of sensitive encephalon tissues, keeping the subject safe to overheating processes, and also highlights the consequent reduction in the safety factor regarding human exposure to high-frequency EMF when a cranioplasty or a craniotomy is carried out in a human being. The protective nature is performed by the combination of the multi-layer structure, specific position and thermal characteristics of the cranium tissues. This protective nature is so important that a surgical patient would suffer from a reduction from 50 down to less than 5 in the safety factor for general public regarding exposure to high-frequency EMF after a craniotomy, that is, if the cranium was removed, and its place was thereupon filled with connective tissue. This has been found to happen regardless the power delivered when the room temperature is just below the low critical temperature (LCT), that is, under the vasomotor adjustment with no sweating. This has been reported through this piece of research for the first time. Therefore, results from this Ph.D. thesis have a great importance should thermal effects be directly used to derive basic restrictions to EM fields safety limits for human exposure. Likewise, radiated immunity and emission of a metallic box with apertures



have been evaluated through a fast approach. A fast 2-D tool has been developed, which is useful for the study of radiated immunity and emission of metallic enclosures with apertures and inner elements. The study of the behaviour of conductive polymers would help to obtain enclosures with advantages in EMI protection for the human user in the future.

On the other hand, and regarding the evaluation of the interaction effects from the human being into the mobile communication systems, several contributions has been provided. In this second part of the Ph.D. thesis, results obtained trough different simulation and measurement techniques of MIMO systems in real environments have been presented. A lot of information, unpublished in scientific literature, has been provided, contributing with several publications in international journals. Even though MIMO techniques are one of the main research lines in the signal and communication theory area, several unpublished aspects have been found, redefining even the concept of polarization diversity managed by scientific community until now, which has been accepted in an ISI journal. The limitations of reverberation chambers (RCs) regarding the environment isotropicity was overcome introducing a novel measurement technique to emulate non-isotropic environments. This technique consists mainly of placing different lossy objects in specific positions within the chamber. Results have been very promising but more research is needed to characterise more precisely the parameters which define the measurement radio channel. Therefore, it is possible now to emulate both isotropic and non-isotropic environments, which almost all real environments can be modelled

with, instead of emulating isotropic environments only, which constitute a small percentage of the scenarios which can be found in reality.

Moreover, other effects related with wireless communication systems have been studied in the RC. Firstly, antennas radiation efficiencies and their influence on different parameters of real systems have been studied, observing that low handset antennas efficiencies provoke great system performance degradation. In these conditions, equations which take into account this effect were introduced, quantifying the diversity gain loss and the MIMO capacity of a system regarding its antennas efficiencies. With these data, a solution to this degradation was proposed, questioning one of the MIMO systems axioms. In this way, an end was put to the belief that the system capacity increase is minimum when the limit  $\beta=R/T=1$  is overpassed (that is, when the number of receiving antennas is greater than the number of transmitting antennas). It has been demonstrated that the capacity increase beyond  $\beta=R/T=1$  will not be negligible if a high efficiency antenna is added to the MIMO system.

Finally, the effect of polarization on MIMO systems was studied; a novel technique which provides excellent results, called true polarization diversity (TPD), was provided. Even though it could seem strange, the progressive variation of the polarization, that is, keeping constant a polarization difference between adjacent elements, has not been published in scientific literature until now. It has been demonstrated that this technique, despite limited to the  $360^\circ$  that a dipole can rotate before turning back to its original position, has an almost perfect equivalence to the spatial diversity technique. But the most

important discovery is that it has been demonstrated that this technique is more useful when its capabilities are used: saving space locating antennas and moderated angular differences between elements. That is, if the space between antennas is reduced and the TDP is used with moderated angular differences, the same good results will be obtained that the ones obtained using spatial diversity with great spaces between elements. This demonstration with measurements makes the novel technique (TPD) an excellent candidate to be used in mobile handsets, PDAs, laptops, and any type of wireless devices.

In conclusion, the evaluated concepts could be an inflection point in MIMO research, since new communication scenarios have been characterised in the RC and the factors which influence MIMO systems in the handset, like efficiency and polarization, have been studied deeply. Every one of these factors has brought out novelties which may give the keys to make the optimum design of the future MIMO systems easier.

## **7.2. Results obtained by the author**

### **7.2.1. Book chapter**

**Title:** High Frequency Electromagnetic Dosimetry

Editor: David A. Sánchez Hernández

**Chapter:** 2. Fundamentals of electromagnetic fields interaction with matter

**Authors:** Alejandro Díaz-Morcillo, Juan Monzó-Cabrera, **Miguel A. García-Fernández**

**Editorial:** ARTECH HOUSE, INC.

### 7.2.2. Publications in international journals

J.F. Valenzuela-Valdés, **M.A. García-Fernández**, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp. 534 – 536, 2006

J.F. Valenzuela-Valdés, **M.A. García-Fernández**, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "The influence of efficiency on receive diversity and MIMO capacity for Rayleigh-fading channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 5, pp. 1444 – 1450, 2008

J.F. Valenzuela-Valdés, **M.A. García-Fernández**, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "Evaluation of True Polarization Diversity for MIMO Systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 9, pp. 2746 – 2755, 2009

A. Lozano-Guerrero, A. Díaz-Morcillo, **M.A. García-Fernández** and J.V. Balbastre-Tejedor, "Fast Computation of Shielding Effectiveness of Metallic



Enclosures with Apertures and Inner Elements”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 51, No. 12, pp. 2832 - 2836, 2009

**Miguel A. García-Fernández**, Philippe Leveque, and David A. Sanchez-Hernandez, “Natural electromagnetic scattering for human head protection at 1800 MHz”, *Enviado a Microwave and Optical Technology Letters*, 2009

### 7.2.3. Publications in national journals

**Miguel A. García Fernández**, Juan F. Valenzuela Valdés y David Sánchez Hernández, “Miniaturización de antenas multibanda para terminales móviles de tercera generación (UMTS)”, *III TelecoForum’05*, Vol 3, pp. 66 – 68, 2005

**Miguel A. García Fernández**, Juan Valenzuela Valdés, Antonio M. Martínez-González y David Sánchez Hernández, “Respuesta termorregulatoria a una exposición de onda plana a 900 MHz”, *IV TelecoForum’06*, Vol 4, pp. 73 – 75, 2006

Juan Valenzuela Valdés, **Miguel A. García Fernández**, Antonio M. Martínez-González y David Sánchez Hernández, “Parches radiantes duales para comunicaciones inalámbricas”, *IV TelecoForum’06*, Vol 4, pp. 71 – 72, 2006

**Miguel A. García Fernández**, Juan F. Valenzuela Valdés, Antonio M. Martínez-González y David Sánchez Hernández, “Respuesta Termorregulatoria a un Dipolo de Media Onda a 1800 MHz”, *V TelecoForum’07*, Vol. 5, pp. 70 – 71, 2007

Juan F. Valenzuela Valdés, **Miguel A. García Fernández**, Antonio M. Martínez-González y David Sánchez Hernández, “Emulación de entornos no-isotrópicos en cámara de Reverberación”, *V TelecoForum’07*, Vol. 5, pp. 72 – 73, 2007

**Miguel A. García Fernández** y David Sánchez Hernández, “Estudio de la cabeza humana como cavidad resonante”, *I Jornadas de Introducción a la Investigación de la UPCT*, Vol. 1, pp. 12 – 15, 2008

**Miguel A. García Fernández** y David Sánchez Hernández, “Exposición de una Cabeza Humana a Radiofrecuencia”, *VI TelecoForum’08*, Vol. 6, pp. 72 – 75, 2008

**Miguel A. García Fernández**, Juan F. Valenzuela-Valdés y David Sánchez Hernández, “Respuesta termorregulatoria de usuario en la banda de GSM 1800”, *II Jornadas de Introducción a la Investigación de la UPCT*, Vol. 2, pp. 57 – 61, 2009

#### **7.2.4. Publications in international congresses**

J. Valenzuela-Valdés, M.A. García-Fernández, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "Tunable dual-band printed tab monopole antennas for wireless communications", *Proceedings of The 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2006)*, pp. 317 - 319, Benalmádena (Málaga), Spain, 16 - 19 May 2006.

M.A. García-Fernández, J. Valenzuela Valdés, A. Martínez-González and D. Sanchez-Hernandez, "Thermoregulatory response to electromagnetic plane-wave exposure at 900 MHz", *Proceedings of the First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Nice (Alpes-Maritimes), p. 657.1 (Conference CD-Rom), France, 6 - 10 Nov 2006.

M.A. García-Fernández and D. Sanchez-Hernandez, "THE MERGING OF EM EQUATIONS AND THERMAL DIFFUSION AND CONVECTION AND ITS CONSEQUENCES ON CURRENT KNOWLEDGE FOR HUMAN PROTECTION REGARDING EXPOSURE TO EM FIELDS", *Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources Induction, Dielectric, Conduction & EMP (HES-07)*, pp. 211 - 218, Padua, Italy, 19 - 22 Jun 2007.

M.A. García-Fernández, J.F. Valenzuela-Valdés, A.M. Martínez-González and D. Sanchez Hernandez, "SAR and temperatura increase in human head model

exposed to a  $\lambda/2$  dipole at 1800 MHz”, *Proceedings of the AMPERE 11th International Conference on Microwave and High Frequency Heating*, pp. 13 - 16, Oradea, Romania, 3 - 6 Sep 2007

**M.A. García-Fernández, J.F. Valenzuela Valdés, Juan, A.M. Martínez-González and D. Sanchez Hernandez**, “Thermoregulatory Response to Dipole Electromagnetic Field Exposure at 1800 MHz”, *Proceedings of The 37th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 309 – 312, Munich, Germany, 9 - 12 Oct 2007

**M.A. García Fernández, J.F. Valenzuela Valdés, A.M. Martínez-González and D. Sanchez Hernandez**, “Electromagnetic heating of human head model by a half-wavelength dipole antenna”, *Proceedings of The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, pp. 41 – 42, Edinburgh, United Kingdom, 11 - 16 Nov 2007

**J.F. Valenzuela-Valdés, M.A. García-Fernández, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández**, “Non Isotropic scattering environments with reverberation chambers”, *Proceedings of The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, pp. 449 - 450, Edinburgh, United Kingdom, 11-16 Nov 2007

**M.A. García Fernández, J.F. Valenzuela Valdés and D. Sanchez Hernandez,** “Human Head Electromagnetic Scattering”, *Proceedings of The 3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, p. 1569154051 (Conference CD-ROM), Berlin, Germany, 23 - 27 Mar 2009

**J.F. Valenzuela-Valdés, M.A. García-Fernández, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández,** “Doubling MIMO Capacity for handset MIMO using true polarization diversity”, *Proceedings of The 3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, p. 1569154061 (Conference CD-ROM), Berlin, Germany, 23 - 27 Mar 2009

**M.A. García Fernández, J.F. Valenzuela Valdés, F.J. Clemente-Fernández and D. Sanchez Hernandez,** “Merging Electromagnetic and Thermal Equations for Human Protection Regarding Exposure to EM Fields”, *Proceedings of BioEM 2009, the Joint Meeting of The Bioelectromagnetics Society (BEMS) and the European BioElectromagnetics Association (EBEA)*, pp. 141 - 142, Davos, Switzerland, 14 - 19 Jun 2009

### **7.2.5. Publications in national congresses**

**Juan Valenzuela Valdés, Miguel A. García Fernández, Antonio M. Martínez González y David Sánchez Hernández,** “Antena sintonizable de doble banda para comunicaciones inalámbricas”, *XXI Simposium Nacional de la Unión*

*Científica Internacional de Radio (URSI 2006)*, pp. 1216 - 1218, Oviedo (Asturias),  
12 - 15 Sep 2006

**Miguel A. García Fernández**, Juan F. Valenzuela Valdés, Antonio M. Martínez González y David Sanchez Hernandez, “Respuesta termorregulatoria ante un dipolo de media onda a 1800 MHz”, *XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2007)*, pp. 46 - 47, La Laguna (Tenerife),  
19 - 21 Sep 2007

**Miguel A. García Fernández**, Juan F. Valenzuela Valdés, Antonio M. Martínez González y David Sanchez Hernandez, “Respuesta termorregulatoria a una onda plana a 900 MHz”, *XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2007)*, pp. 47, La Laguna (Tenerife), 19 - 21 Sep 2007

**Miguel A. García Fernández** y David Sanchez Hernandez, “Estudio de una cabeza humana expuesta a radiofrecuencia”, *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2008)*, pp. 68, Madrid, 22 - 24 Sep 2008

### **7.3. Future research**

On the one hand, conclusions through out the first part of this Ph.D. thesis, that is, those relative to the evaluation of the interaction effects from the mobile communication systems into the human being, have to be taken within their limitations, due to the range of parameters analyzed through this research together with the simplifications involved in the modelling of a realistic human head. In particular, there are many factors to be accounted for in the employed thermoregulatory model, such as sweating, panting, variable heat loss in lungs, capillarity, vasodilatation, variable blood flow or metabolism, clothing, circadian rhythm or even alterations in the thermoregulatory response itself due to temperature increase in the hypothalamus provided by the deposited RF energy, etc. In addition, future research includes the determination of the avalanche effect that breaks the protective nature of the cranium, which may be strongly dependent upon the employed thermoregulatory model. Additionally, and regarding its subsidiary piece of research for EMI protection, the fast computation of shielding effectiveness of metallic enclosures with apertures and inner elements, more research could be done in order to analyse the behaviour of more conductive polymers, and thus taking more advantage of the developed tool in order to obtain optimum enclosures for EMI protection.

On the other hand, and regarding the second part of this Ph.D. thesis, that is, the evaluation of the interaction effects from the human being into the mobile communication systems, all the results obtained blaze a trail to new and interesting challenges which are waiting for an answer. A first evaluation of the

results leads us to propose to complete as much as possible other effects not considered but presents in real environments, such as the complex mutual coupling, and its interactions with the effects studied in this work. It is also pending, for example, the evaluation of all these effects in combination, or simply the inclusion as real effect of dynamic correlation coefficients. This evaluation should lead to obtain an optimum system regarding the scenario and the characteristics related to the system under evaluation (radiation efficiency, polarization, ...). It is also necessary to incorporate a different type of antennas, apart from the dipoles already evaluated.

Likewise, the study could be extended to the environments whose fading obey statistics such as log-normal distribution, extremely asymmetric. This distribution is usually employed to represent rain intensity distributions, at least for low and average intensities, although it is also used the Gamma distribution to represent rain. Nakagami-m is a more versatile distribution which can model different propagation environments, and even simply model real environments, emulating Log-normal and Hoyt's distributions, among others. Therefore, a lot of work has to be done to characterise the reverberation chamber for all real environments. Moreover, a more accurate characterization of the non-isotropic environments has to be investigated, and so MIMO channel parameters could be obtained and controlled more accurately.



# APÉNDICE A

## REFERENCIAS

- [ACGIH, 1996] American Conference of Government Industrial Hygienists (ACGIH), *Threshold limit values (TLVs) for chemical substances and physical agents and biological exposure indices (BEIs)*, American Conference of Governmental Industrial Hygienists (ACGIH), Cincinnati, OH, 1996.
- [Adair, 1984] E. R. Adair, B. W. Adams, and G. M. Akel, Minimal changes in hypothalamic temperature accompany microwave-induced alteration of thermoregulatory behavior, *Bioelectromagnetics* 5 (1984), 13–30.
- [Adair, 1998] E. R. Adair, S. A. Kelleher, G. W. Mack, and T. S. Morocco, *Thermophysiological responses of human volunteers during controlled whole-body radio frequency exposure at 450 MHz*, *Bioelectromagnetics* 19 (1998), no. 4, 232–245.

- [Akimoto, 1996] Akimoto, M. and Taga, T., 'Characteristics of a bidirectional printed dipole antenna for street-microcellular systems'. *Proceedings of IEEE International Conference on Vehicular Technology*, pp. 357-361, 1996.
- [Azaro, 2000] R. Azaro, S. Caorsi, M. Cosso, G. M. Costini, M. Donelli, R. Ene, G. L. Gragnani, and M. Pastorino, A semianalytical approach for the evaluation of radiated immunity on a printed-circuit board in metallic enclosures, *Microwave Opt Technol Lett* 27 (2000), 204-207.
- [Azaro, 2001] R. Azaro, S. Caorsi, M. Donelli, and G. L. Gragnani, Evaluation of the effects of an external incident wave on metallic enclosures with rectangular apertures, *Microwave Opt Technol Lett* 28 (2001), 289-293.
- [Bernardi, 1998] P. Bernardi, M. Cavagnaro, S. Pisa, and E. Piuzzi, SAR Distribution and Temperature Increase in an Anatomical Model of the Human Eye Exposed to the Field Radiated by the User Antenna in a Wireless LAN, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 46 (1998), no. 12, 1118-1126.
- [Carlberg, 2004] U. Carlberg, P.S. Kildal, A. Wolfgang, O. Sotoudeh and C. Orlenius, "Calculated and Measured Absorption Cross Sections of Lossy Objects in Reverberation Chamber", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 46, no.2 pp. 146-154, May 2004

- [CENELEC, 2002] CENELEC EN50383, Basic standard for the calculation and measurement of electromagnetic field strength and SAR related to human exposure from radio base stations and fixed terminal stations for wireless telecommunication systems (110 MHz–40 GHz), 2002.
- [Chiani, 2003] M. Chiani, M.Z. Win and A. Zanella, “On the Capacity of Spatially Correlated MIMO Rayleigh-Fading Channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2363-2371, Oct 2003.
- [Chizhik, 2003] Chizhik, D. et al., ‘Multiple-input-Multiple-output measurements and modelling in Manhattan’, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol 21, no. 3, pp. 321-331, 2003.
- [Cho, 1998] K. Cho, T. Hori and K. Kagoshima, “Effectiveness of Four-Branch Height and Polarization Diversity Configuration for Street Microcell”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 6, No. 6, pp. 776-781, June 1998.
- [Christ, 2006] A. Christ, A. Klingenbock, T. Samaras, C. Goiceanu, and N. Kuster, *The dependence of electromagnetic far-field absorption on body tissue composition in the frequency range from 300 MHz to 6 GHz*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **54** (2006), no. 5, 2188–2195.

- [Clerckx, 2003] Clerckx, B.; Vanhoenacker-Janvier, D.; Oestges, C.; Vandendorpe, L., 'Mutual coupling effects on the channel capacity and the space-time processing of MIMO communication systems', *Proceedings of the IEEE Int. Conf. on Communications*, pp. 2638-2642, 2003.
- [Colburn, 1998] Colburn, J.S. et al, 'Evaluation of personal communications dual-antenna handset diversity performance', *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 47, no. 3, pp. 737-746, 1998
- [Corona, 1996] Corona, P.; Ferrara, G.; Migliaccio, M, 'Reverberating chambers as sources of stochastic electromagnetic fields', *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol 38, pp. 348-356, 1996.
- [Dawson, 1992] J. F. Dawson, J. Ahmadi, A. C. Marvin, Reduction of radiated emissions from apertures in resonant enclosures by the use absorptive materials, 8th Int Conf Electromag Compat, Sep 1992, 207-212.
- [Dietrich, 2001] Dietrich, C.B., Jr.; Dietze, K.; Nealy, J.R.; Stutzman, W.L, 'Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 49, no. 9, pp. 1271-1281, 2001.
- [Dong, 2005] L. Dong, H. Choo, R.W. Heath and H. Ling, 'Simulation of MIMO Channel Capacity With Antenna Polarization Diversity', *IEEE*

- Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, no. 4, pp. 1869-1873, July 2005.
- [Dossche, 2004] Dossche, S.; Blanch, S.; Romeu, J., 'Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system', *Electronics Letters*, Vol 40, no. 19, pp. 1164-1165, 2006.
- [Eggers, 1993] Eggers, P.C.F.; Toftgard, J.; Oprea, A.M.; 'Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells', *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 11, no. 7, pp. 1046-1057, 1993.
- [Erceg, 2001] Erceg, V. et al, 'Channel models for fixed wireless applications', IEEE Tech. Rep. IEEE 802.16, Work Group, 2001
- [Erceg, 2004] Erceg, V.; Soma, P.; Baum, D.S.; Catreux, S.; 'Multiple-input multi-output fixed wireless radio channel measurements and modelling using dual-polarized antennas at 2.5 GHz', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 3, no. 6, pp. 2288-2298, 2004
- [Erceg, 2006] V. Erceg, H. Sampath and S. Catreux-Erceg, "Dual- Polarization Versus Single-Polarization MIMO Channel Measurement Results and Modeling," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol 5, No. 1, pp. 28-33, January 2006.
- [Fayos-Fernández, 2008] J. Fayos-Fernández, F. Victoria-González, A.M. Martínez-González, A. Morote-Marco y D. Sánchez-Hernández, '

Effect of Spectrum Analyzer Filtering on Electromagnetic Dosimetry Assessment for UMTS Base Stations', *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, Vol.57, no.6, pp. 1154-1165, 2008.

[Fletcher, 2003] Fletcher, P.N. et al, 'Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity', *Electronics Letters*, Vol 39, No. 4, pp. 342-344, 2003.

[Foschini, 1998] Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, pp. 311-335, March. 1998.

[Freyer, 1996] Freyer, G.J. et al, 'Comparison of measured and theoretical statistics parameters of complex cavities', *Proceedings of the IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility*, pp. 250-253, 1996.

[Gandhi, 1996] O. P. Gandhi, G. Lazzi, and C. M. Furse, *Electromagnetic absorption in the human head and neck for mobile telephones at 835 and 1900 MHz*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **44** (1996), no. 10, 1865-1873.

[García-Fernández, 2007] M. A. García-Fernández, and D. Sánchez-Hernández, The merging of EM equations and thermal diffusion and convection and its consequences on current knowledge for Human protection regarding exposure to EM fields (Invited Paper), HES-07: International Symposium on Heating by

Electromagnetic Sources Induction, Dielectric, Conduction & EMP, Padua, Italy, 2007, pp. 211–218.

[Garcia Fernandez, 2009] Miguel A. Garcia Fernandez, Philippe Leveque, and David A. Sanchez-Hernandez, *Natural electromagnetic scattering for human head protection at 1800 MHz*, *Enviado a Microwave and Optical Technology Letters* (2009).

[Gasparini, 2002] O. Gasparini, E. de Marinis and M. Iarossi, “Evaluation of MIMO spatial multiplexing for wireless LAN with channel models from experimental data”, *Proceedings of IST Mobile & Wireless Telecommunications Summit*, June 2002.

[Georgakopoulos, 2001] S. V. Georgakopoulos, C. R. Birtcher, and C. A. Balanis, HIRF penetration through apertures: FDTD versus measurements, *IEEE Trans Electromag Compat* 43 (2001), 282–294.

[Gesbert, 2003] D. Gesbert, M. Shafi, D-S. Shiu, P.J. Smith and A. Naguib, “From Theory to practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol 21, No. 3, pp 281-302, April 2003.

[Getu, 2005a] Getu, B.N.; Andersen, J.B., ‘The MIMO cube – a compact MIMO antenna’, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol 4, no. 3, pp. 1136-1141, 2005.

- [Getu, 2005b] Getu, B.N.; Janaswamy, R., 'The effect of mutual coupling on the capacity of the MIMO cube', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, pp. 240-244, 2005.
- [Goldsmith, 2003] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal and S. Vishwanath, "Capacity Limits of MIMO Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 5, pp. 684-702, June 2003.
- [Green, 1990] E. Green, Radio link design for microcellular systems," *BT Tech. J.*, Vol 8, no. 1, pp. 85-96, 1990.
- [Greenstein, 1999] L. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D.G. Michelson, "Theory, experiments, and statistical models," *Proceedings of the WPMC 99 Conference, Amsterdam, Sept. 1999.*
- [Hallbjörner, 2005] P. Hallbjörner, "The significant of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol 4, pp. 97-99, 2005.
- [Hill, 1998] D. A. Hill, "Electromagnetic theory of reverberation chambers," National Institute of Standards and Technology (NIST)," Tech. Note 1506, 1998.
- [Hill, 2002] D. Hill, and J.M Ladbury, "Spatial Correlation Functions of fields and Energy Density in a Reverberation Chamber", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol 44, no. 1, pp. 95-101, Feb. 2002.



- [ICNIRP, 1988] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) Guidelines, *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*, *Health Physics* **74** (1988), no. 4, 494–522.
- [IEC, 2005] IEC 62209-1, Human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices – Human models, instrumentation, and procedures – Part 1: Procedure to determine the specific absorption rate (SAR) for hand-held devices used in close proximity to the ear (frequency range of 300 MHz to 3 GHz), 2005.
- [Izzat, 1996] N. Izzat, G. H. Hilton, C. J. Railton, S. Meade, Use of resistive sheets in damping cavity resonance, *Electron Lett* **32** (1996), 721–722.
- [Jagannatham, 2004] Jagannatham, A.K. and Erceg, V., 'MIMO indoor WLAN channel measurements and parameter modelling at 5.25 GHz', *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 106-110, 2004.
- [Jensen, 2004] M.A. Jensen and J.W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, no. 11, pp. 2810-2824, Nov. 2004.

- [Joseph, 2003] W. Joseph, and L. Martens, *Safety factor for determination of occupational electromagnetic exposure in phantom model*, **Electronics Letters** **39** (2003), no. 23, 1663–1664.
- [Kang, 2006a] M. Kang and M-S. Alouni, “Capacity of correlated MIMO Rayleigh Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 1, pp. 143-155, Jan. 2006.
- [Kang, 2006b] M. Kang and M-S. Alouni, “Capacity of correlated MIMO Rician Channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, no1, pp. 112-120, Jan. 2006.
- [Karaboikis, 2003] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris and V. Makios, “Three branch Antenna Diversity System on Wireless Devices Using Various Printed Monopoles”, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 1, pp: 135- 138, May 2003.
- [Kildal, 2002a] P.S. Kildal, C. Carlsson, J. Yang, “Measurement of free space impedances of small antennas in reverberation chambers”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 32, No. 2, pp112-115, January 2002
- [Kildal, 2002b] P-S. Kildal, K. Rosengren, J. Byun, J. Lee, “Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 34, No 1, pp. 56-59, 2002.

- [Kildal, 2002c] P-S. Kildal, C. Carlsson, "Detection of a polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 32, No 2, pp. 145-149, 2002
- [Kildal, 2004] P.S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and Capacity of MIMO Systems and Mutual Coupling, Radiation Efficiency, and Diversity Gain of Their Antennas: Simulations and Measurement in a Reverberation Chamber," *IEEE Communications Magazine*, pp. 104-112, Dec. 2004.
- [Konanur, 2005] A.S. Konanur, K. Gosalia, S.H. Krishnamurthy, B. Hughes and G. Lazzi, "Increasing Wireless Channel Capacity through MIMO Systems employing Co-located Antennas", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 6, pp. 1837-1844, June 2005.
- [Lempiainen, 1998] J.J.A. Lempiainen and J.K. Laiho-Steffens, "The Performance of Polarization Diversity Schemes at a Base Station in Small/Micro Cells at 1800 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol 47, No. 3, pp. 1087-1092, August 1998.
- [Lindmark, 2001] B. Lindmark and M. Nilsson, "On the available diversity gain from different dual-polarized antennas", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp. 287-294, Feb. 2001.

- [Loyka, 2002] S. Loyka and G. Tsoulos, "Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 19-21, Jan. 2002.
- [Lozano, 2002] A. Lozano and A.M. Tulino, "Capacity of Multiple-Transmit Multiple-Receive Antenna Architectures", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 12, pp. 3117-3127, Dec. 2002.
- [Lozano, 2005] A. J. Lozano, A. Díaz, J. V. Balbastre, L. Nuño, A. B. Calvo, and J. Pitarch, Damping of resonances in a metallic enclosure through conductive polymers, 35th European Microwave Conf, Paris, France, October 2005, 1399-1402.
- [LUVOCOM, 3/CF/30/EG] LUVOCOM® 3/CF/30/EG, Technical sheets, Lehmann&Voss&Co, Hamburg.
- [Martínez-Vázquez, 2006] M. Martínez-Vázquez, O. Litschke, M. Geissler, D. Heberling, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "Integrated planar multi-band antennas for personal communications handsets", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 54, no. 2, pp. 384-391, 2006.
- [Mason, 2000] P. A. Mason, J. M. Ziriaux, W. D. Hurt, T. J. Walters, K. L. Ryan, D. A. Nelson, K. I. Smith, and J. A. D'Andrea, "Recent advances in dosimetry measurements and modeling," *Radio Frequency Radiation Dosimetry and Its Relationship to the Biological Effects of Electromagnetic Fields*, B. J. Klauenberg, and D.

Miklavčič, Kluwer Academic

Publishers, Dordrecht, Netherlands, 2000, pp. 141–155.

[Meksamoot, 2001] K. Meksamoot, M. Krairiksh and J. Takada, “A Polarization Diversity PIFA on Portable Telephone and Human Body Effects on Its Performance”, *IEICE Transactions on Communications*, Vol. 84.b, No. 9, pp. 2460-2467, Sept. 2001.

[Molish, 2005] A.F. Molish, M.Z. Win, Y.-S. Choi and J.H. Winters, “Capacity of MIMO Systems With Antenna Selection,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, pp.1759-1772 , July 2005.

[Nabar, 2002] R.U. Nabar, H. Bölcskei, V. Erceg, D. Gesbert and A.J. Paulraj, “Performance of Multiantenna Signaling Techniques in Presence of Polarization Diversity”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, No. 10, pp 2553-2562, Oct. 2002.

[Narayanan, 2004] R.M. Narayanan, K. Atanassov, V. Stoiljkovic and G.R. Kadambi, “Polarization Diversity Measurements and Analysis for Antenna Configurations at 1800 MHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 7, pp.1795-1810, July 2004.

[Oestges, 2004a] C. Oestges and A.J. Paulraj, “Beneficial Impact of Channel Correlations on MIMO Capacity”, *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 10, pp. 606-608, May 2004.

- [Oestges, 2004b] C. Oestges, V. Erceg and A.J. Paulraj, "Propagation Modeling for MIMO Multipolarized Fixed Wireless Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol 53, No. 3, pp.644-654, May 2004.
- [Ogawa, 2001a] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma, "An Analysis of the Performance of a Handset Diversity Antenna Influenced by Head, Hand, and shoulder Effects at 900 MHZ: Part I -Effective Gain Characteristics", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no.3, pp. 830-844, May 2001.
- [Ogawa, 2001b] K. Ogawa, T. Matsuyoshi and K. Monma, ' An Analysis of the Performance of a Handset Diversity Antenna Influenced by Head, Hand, and shoulder Effects at 900 MHZ: Part II - Correlation chacateristics', *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, no.3, pp. 845-853, May 2001.
- [Olyslager, 1999] F. Olyslager, E. Laermans, D. D. Zutter, S. Criel, R. D. Smedt, N. Lietaert, and A. D. Clercq, Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure, *IEEE Trans Electromag Compat* 41 (1999), 202-212.
- [Onishi, 2002] Onishi, T. Ito, K. , "Consideration on the characteristics of antennas close to lossy objects", *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 1, pp. 440-443, 2002.

- [Park, 1999] Hyun H. Park, Byung W. Kim, Yeon C. Chung, and Joo G. Lee, FDTD analysis of electromagnetic penetration into a rectangular enclosure with multiple rectangular apertures, *Microwave Opt Technol Lett* 22 (1999), 188–191.
- [Pedersen, 1997] K. Pedersen, B. Fleury, and P. Mogensen, “High resolution of electromagnetic waves in time-varying radio channels,” *Proceedings of 8th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '97)*, Helsinki, Finland, Sept. 1997.
- [Pedersen, 1999] G.F. Pedersen and J.B. Andersen, “Handset Antennas for Mobile Communications: Integration Diversity, and Performance”, in *Review of Radio Science 1996–1999*, W. R. Stone, Ed. New York, London,U.K.: Oxford Univ. Press, 1999, ch. 5, pp. 119–137.
- [Perini, 1998] Perini, P.L. et al, ‘Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 46, no. 6, pp. 764-775, 1998.
- [Puente-Baliarda, 1998] Puente-Baliarda, C. et al, ‘On the behaviour of the Sierpinski multiband fractal antenna’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 46, No. 4, pp. 517-524, 1998.
- [Raleigh, 1995] G. Raleigh, S.N. Diggavi, V.K. Jones and A. Paulraj, ‘A blind adaptive transmit antenna algorithm for wireless

communications', *Proceedings of the International Communications Conference, Vol 3, pp. 1494-1499, 1995.*

[Robinson, 1998] M. P. Robinson, T. M. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, M. C. Ganley, A. C. Marvin, S. J. Porter, and D. W.P. Thomas, Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures, *IEEE Trans Electromag Compat* 40 (1998), 240–248.

[Rosengren, 2001a] K. Rosengren, P-S. Kildal, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : Improved accuracy by platform stirring", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 30 pp.391-397, September 2001

[Rosengren, 2001b] K. Rosengren, P-S. Kildal, "Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for characterization of antennas in multipath environment", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 30 pp. 386-391, September 2001

[Rosengren, 2005] K. Rosengren and P.-S. Kildal, "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna agrupación for a MIMO system: theory, simulation and measurement in reverberation chamber", *Proceedings of IEEE Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 152, no. 1, pp. 7-16, Feb. 2005.



- [Salz, 1994] Salz, J. et al., 'Effect of fading correlation on adaptive agrupaciones in digital mobile radio', *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, no.4, pp. 1049-1057, 1996.
- [Shin, 2003] H. Shin and J.H. Lee, "Capacity of Multiple-Antenna Fading Channels: Spatial Fading Correlation, Double Scattering, and Keyhole", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2636-2647, Oct. 2003.
- [Smith, 1993] M.S. Smith and L. Neal, "A Comparison of Polarisation and Space Diversity for Indoor Propagation at 900 MHz", *Proceedings of the 2nd International Conference on Universal Personal Communications: Gateway to 21st Century*, Vol. 1, pp. 74-78, Oct. 1993.
- [Soma, 2002] Soma, P. et al., 'Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 3.5 GHz for fixed BWA applications', *Proceedings of the IEEE Int. Conf. on Communications (ICC)*, pp. 272-276, 2003.
- [Stege, 2000] M. Stege, J Jelitto, m.Brozel, and G, Fettweis. "A multiple input-multiple output channel model for simulation of Tx- and Rx-diversity wireless systems". In *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 833-839, 2000.
- [Svantesson, 2001] Svantesson, T. et al., 'Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems', *Proceedings of the IEEE Int.*

*Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2485-2488, 2001.

[Svantesson, 2002] T. Svantesson, "Correlation and Channel Capacity of MIMO Systems Employing Multimode Antennas," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol 51, No. 6, pp.1304-1312, Nov. 2002.

[Swindlehurst, 2001] Swindlehurst, A.L. et al, 'Experimental measurements of capacity for MIMO indoor wireless channels', *Proceedings of the IEEE 3rd Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC'01)*, pp.30-33, 2001.

[Teal, 2002] P.D.Teal, T.D. Abahayapala and R.A.Kennedy, "Spatial Correlation for General Distributions of Scatterers," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol 9 No. 10 pp 305-308, Oct.2002.

[Telatar, 1999] E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, Vol 10, No. 6, pp. 585-595, Dec 1999.

[Thomas, 2001] D. W. P. Thomas, A. C. Denton, T. Konefal, T. Benson, C. Christopoulos, J. F. Dawson, A. Marvin, S. J. Porter, and P. Sewell, Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards, *IEEE Trans Electromag Compat* 43 (2001), 161-169.

- [Tulino, 2005] A.M. Tulino, A. Lozano, and S. Verdú, "Impact of antenna correlation on the capacity of multiantenna channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, no. 7, pp. 2491-2509, July 2005.
- [Tumbuka, 2005] M.C. Tumbuka and D.J. Edwards, "Investigation of Tri-polarised MIMO Technique", *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 3, pp. 137-138, Feb. 2005.
- [Turin, 1972] Turin, G.L. et al, 'A statistical model of urban multipath propagation', *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 21, pp. 1-9, 1972.
- [Turkmani, 1995] A.M.D Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford, and C.J Kellett, "An Experimental Evaluation of the Performance Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no.2 pp. 318-326, May 1995.
- [Valenzuela-Valdés, 2006] J.F. Valenzuela-Valdés, M.A. García-Fernández, A.M. Martínez-González and D. Sánchez-Hernández, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol 5, pp. 534-536, 2006.

- [Vaughan, 1990] R.G. Vaughan, "Polarization Diversity in Mobile Communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 39, pp. 177-186, Aug. 1990.
- [Vaughan, 1999] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol 47, no. 2, pp. 399-405, Feb. 1999.
- [Waldschmidt, 2003] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, T. Fügen and W. Wiesbeck, "Measurements and Simulations of Compact MIMO-systems based on Polarization Diversity", *Proceedings of the IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, pp. 284-285, 2003.
- [Wallyn, 2001] W. Wallyn, and D. De Zutter, Modelling the shielding effectiveness and resonances of metallic shielding enclosures loaded with PCBs, *Int Symp Electromag Compat*, August 2001, 691-696.
- [Winters, 2001] J.H. Winters, "The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh fading", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol 47, no. 1, pp.119-123, Feb. 2001.
- [Wyne, 2005] Wyne, S. et al, 'Statistical evaluation of outdoor-to-indoor office MIMO measurements at 5.2 GHz', *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol 1, pp. 146-150, 2005

- [Yamane, 2000] T. Yamane, A. Nishikata, and Y Shimizu, Resonance suppression of a spherical electromagnetic shielding enclosure by using conductive dielectrics, *IEEE Trans Electromag Compat* 42 (2000), 441–448.
- [Yang 2002] J. Yang, J. Carlsson, P-S. Kildal, C. Carlsson, “Calculation of self-impedance and radiation efficiency of a dipole near a lossy cylinder with arbitrary cross section by using the moment method and a spectrum of two-dimensional solutions”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 32, No. 2, pp 108-112, January 2002
- [Ying, 2005] Z. Ying, T. Bolin, V. Plicanic, A. Derneryd and G. Kristesson, “Diversity Antenna Terminal Evaluation,” *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, vol 2A, pp: 375- 378, July 2005.

**APÉNDICE B** COPIA DE  
LOS CORREOS ELECTRÓNICOS DE  
ACEPTACIÓN DE LAS PUBLICACIONES  
DE QUE CONSTA LA TESIS

**B.1 FAST COMPUTATION OF SHIELDING  
EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES  
WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS**

From: <kaichang@tamu.edu>

To: <antonio.lozano@upct.es>

Sent: Wednesday, March 04, 2009 2:08 PM

Subject: MOP-09-0272 successfully submitted

04-Mar-2009

Dear Dr. Lozano-Guerrero,

Your manuscript entitled "FAST COMPUTATION OF SHIELDING EFFECTIVENESS OF METALLIC ENCLOSURES WITH APERTURES AND INNER ELEMENTS" has been successfully submitted online and is presently being given full consideration for publication in Microwave and Optical Technology Letters.

Your manuscript number is MOP-09-0272. Please mention this number in all future correspondence regarding this submission.

You can view the status of your manuscript at any time by checking your Author Center after logging into <http://mc.manuscriptcentral.com/mop> . If you have difficulty using this site, please click the 'Get Help Now' link at the top right corner of the site.

Thank you for submitting your manuscript to Microwave and Optical Technology Letters.

Sincerely,

Microwave and Optical Technology Letters Editorial Office

# APÉNDICE C

DOCUMENTOS ACREDITATIVOS DEL  
ÍNDICE DE IMPACTO DE LAS  
PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA  
TESIS



ISI Web of Knowledge<sup>SM</sup>

Journal Citation Reports®

Journal: **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**

| Journal Title                        | ISSN      | Total Cites | Impact Factor         | 5 Year Impact Factor | Immediacy Index       | Citable Items | Cited Half life     | Citing Half life    |
|--------------------------------------|-----------|-------------|-----------------------|----------------------|-----------------------|---------------|---------------------|---------------------|
| <a href="#">IEEE ANTENN WIREL PR</a> | 1536-1225 | 1246        | <a href="#">1.312</a> |                      | <a href="#">0.136</a> | 59            | <a href="#">3.7</a> | <a href="#">5.7</a> |

### Journal Information

**Full Journal Title:** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

**ISO Abbrev. Title:** IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.

**JCR Abbrev. Title:** IEEE ANTENN WIREL PR

**ISSN:** 1536-1225

**Issues/Year:** 1

**Language:** ENGLISH

**Journal Country/Territory:** UNITED STATES

**Publisher:** IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC

**Publisher Address:** 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 08855

**Subject Categories:** ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC TELECOMMUNICATIONS

**Eigenfactor™  
Metrics**

**Eigenfactor™  
Score**

0.00975

**Article Influence™  
Score**

### Journal Impact Factor

|                                      |                          |                               |                          |
|--------------------------------------|--------------------------|-------------------------------|--------------------------|
| Cites in 2008 to items published in: | <sup>2007</sup><br>= 165 | Number of items published in: | <sup>2007</sup><br>= 173 |
|                                      | <sup>2006</sup><br>= 256 |                               | <sup>2006</sup><br>= 148 |
|                                      | Sum: 421                 |                               | Sum: 321                 |

|   |            |   |              |
|---|------------|---|--------------|
| Calculation: <u>Cites to recent items</u> | <u>421</u> | = | <b>1.312</b> |
| Number of recent items                    | 321        |   |              |

### 5-Year Journal Impact Factor

|  |                          |                               |                          |
|--|--------------------------|-------------------------------|--------------------------|
| Cites in {2008} to items published in: | <sup>2007</sup><br>= 165 | Number of items published in: | <sup>2007</sup><br>= 173 |
|  | <sup>2006</sup><br>= 256 |                               | <sup>2006</sup><br>= 148 |
|  | <sup>2005</sup><br>= 269 |                               | <sup>2005</sup><br>= 130 |
|  | <sup>2004</sup><br>= 210 |                               | <sup>2004</sup><br>= 0   |
|  | <sup>2003</sup><br>= 194 |                               | <sup>2003</sup><br>= 0   |
|  | Sum: 1094                |                               | Sum: 451                 |

|   |             |   |  |
|---|-------------|---|--|
| Calculation: <u>Cites to recent items</u> | <u>1094</u> | = |  |
| Number of recent items                    | 451         |   |  |

## ISI Web of Knowledge<sup>SM</sup>

### Journal Citation Reports®

Journal: **IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION**

| Journal Title                        | ISSN      | Total Cites | Impact Factor         | 5 Year Impact Factor  | Immediacy Index       | Citable Items | Cited Half life     | Citing Half life    |
|--------------------------------------|-----------|-------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|---------------|---------------------|---------------------|
| <a href="#">IEEE T ANTENN PROPAG</a> | 0018-926X | 15884       | <a href="#">2.479</a> | <a href="#">2.716</a> | <a href="#">0.235</a> | 481           | <a href="#">9.1</a> | <a href="#">8.0</a> |

#### Journal Information

**Full Journal Title:** IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION

**ISO Abbrev. Title:** IEEE Trans. Antennas Propag.

**JCR Abbrev. Title:** IEEE T ANTENN PROPAG

**ISSN:** 0018-926X

**Issues/Year:** 12

**Language:** ENGLISH

**Journal Country/Territory:** UNITED STATES

**Publisher:** IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC

**Publisher Address:** 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 08855

**Subject Categories:** ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC TELECOMMUNICATIONS

**Eigenfactor™**

**Metrics**

**Eigenfactor™**

**Score**

0.04072

**Article**

**Influence™ Score**

0.792

#### Journal Impact Factor

|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|--------------------------------------|------------------|------|-------------------------------|------------------|------|
| Cites in 2008 to items published in: | $\frac{2007}{=}$ | 917  | Number of items published in: | $\frac{2007}{=}$ | 471  |
|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|                                      |                  | 2006 |                               |                  | 2006 |
|                                      |                  | =    | 1433                          |                  | =    |
|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|                                      |                  |      | 2005                          |                  | 2005 |
|                                      |                  |      | =                             |                  | =    |
|                                      |                  |      | 1610                          |                  | 524  |
|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|                                      |                  |      | 2004                          |                  | 2004 |
|                                      |                  |      | =                             |                  | =    |
|                                      |                  |      | 1168                          |                  | 431  |
|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|                                      |                  |      | 2003                          |                  | 2003 |
|                                      |                  |      | =                             |                  | =    |
|                                      |                  |      | 1173                          |                  | 417  |
|                                      |                  |      |                               |                  |      |
|                                      |                  |      | Sum:                          |                  | Sum: |
|                                      |                  |      | 2350                          |                  | 948  |

Calculation: Cites to recent items  $\frac{2350}{948} = 2.479$   
 Number of recent items

### 5-Year Journal Impact Factor

|  |                  |      |                               |                  |      |
|--|------------------|------|-------------------------------|------------------|------|
| Cites in {2008} to items published in: | $\frac{2007}{=}$ | 917  | Number of items published in: | $\frac{2007}{=}$ | 471  |
|  |                  |      |                               |                  |      |
|  |                  | 2006 |                               |                  | 2006 |
|  |                  | =    | 1433                          |                  | =    |
|  |                  |      |                               |                  |      |
|  |                  | 2005 |                               |                  | 2005 |
|  |                  | =    | 1610                          |                  | =    |
|  |                  |      |                               |                  |      |
|  |                  | 2004 |                               |                  | 2004 |
|  |                  | =    | 1168                          |                  | =    |
|  |                  |      |                               |                  |      |
|  |                  | 2003 |                               |                  | 2003 |
|  |                  | =    | 1173                          |                  | =    |
|  |                  |      |                               |                  |      |
|  |                  |      | Sum:                          |                  | Sum: |
|  |                  |      | 6301                          |                  | 2320 |

Calculation: Cites to recent items  $\frac{6301}{2320} = 2.716$   
 Number of recent items

## ISI Web of Knowledge<sup>SM</sup>

### Journal Citation Reports<sup>®</sup>

**Journal: MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS**

| Journal Title  | ISSN      | Total Cites | Impact Factor         | 5 Year Impact Factor  | Immediacy Index       | Citable Items | Cited Half life     | Citing Half life    |
|--|-----------|-------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|---------------|---------------------|---------------------|
| <a href="#">MICROWAVE OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS</a> | 0895-2477 | 4114        | <a href="#">0.743</a> | <a href="#">0.713</a> | <a href="#">0.160</a> | 944           | <a href="#">4.2</a> | <a href="#">6.0</a> |

#### Journal Information

**Full Journal Title:** MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS

**ISO Abbrev. Title:** Microw. Opt. Technol. Lett.

**JCR Abbrev. Title:** MICROW OPT TECHN LET

**ISSN:** 0895-2477

**Issues/Year:** 24

**Language:** ENGLISH

**Journal Country/Territory:** UNITED STATES

**Publisher:** JOHN WILEY & SONS INC

**Publisher Address:** 111 RIVER ST, HOBOKEN, NJ 07030

**Subject Categories:** ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC OPTICS

**Eigenfactor<sup>TM</sup>**

**Metrics**

**Eigenfactor<sup>TM</sup> Score**

0.01761

**Article Influence<sup>TM</sup> Score**

0.217

#### Journal Impact Factor

|                                      |                      |                               |                      |
|--------------------------------------|----------------------|-------------------------------|----------------------|
| Cites in 2008 to items published in: | $\frac{2007}{= 661}$ | Number of items published in: | $\frac{2007}{= 931}$ |
|                                      | $\frac{2006}{= 601}$ |                               | $\frac{2006}{= 768}$ |
|                                      | $\frac{2005}{= 565}$ |                               | $\frac{2005}{= 705}$ |
|                                      | $\frac{2004}{= 416}$ |                               | $\frac{2004}{= 657}$ |
|                                      | $\frac{2003}{= 372}$ |                               | $\frac{2003}{= 606}$ |
|                                      | Sum: 1262            |                               | Sum: 1699            |

Calculation: Cites to recent items  $\frac{1262}{1699} = 0.743$   
 Number of recent items

### 5-Year Journal Impact Factor

|  |                      |                               |                      |
|--|----------------------|-------------------------------|----------------------|
| Cites in {2008} to items published in: | $\frac{2007}{= 661}$ | Number of items published in: | $\frac{2007}{= 931}$ |
|  | $\frac{2006}{= 601}$ |                               | $\frac{2006}{= 768}$ |
|  | $\frac{2005}{= 565}$ |                               | $\frac{2005}{= 705}$ |
|  | $\frac{2004}{= 416}$ |                               | $\frac{2004}{= 657}$ |
|  | $\frac{2003}{= 372}$ |                               | $\frac{2003}{= 606}$ |
|  | Sum: 2615            |                               | Sum: 3667            |

Calculation: Cites to recent items  $\frac{2615}{3667} = 0.713$   
 Number of recent items