

# ARRAY COMPACTO DE MONOPOLOS PLANOS CON PLANO DE TIERRA RANURADO PARA SISTEMAS MIMO

David Puente García<sup>(1)</sup>, Leandro de Haro Ariet<sup>(1)</sup>

dpuente@gr.ssr.upm.es, leandro@gr.ssr.upm.es

<sup>(1)</sup>Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid  
Avenida de la Complutense s/n, 28040 Madrid

**Abstract**—A compact array of monopoles with a slotted ground plane is analyzed for being used in MIMO systems. Compact arrays suffer usually from high coupling which degrades significantly MIMO benefits. Through a matching network, main drawbacks can be solved, although it tends to provide a low bandwidth. The studied design is an array of monopoles with a slot in the ground plane. The slot shape is optimized with a Genetic Algorithm and an own electromagnetic software based on MoM in order to fulfill main figures of merit within a significant bandwidth.

## I. INTRODUCCIÓN

La aparición de nuevas tecnologías y servicios de comunicaciones inalámbricas en los últimos tiempos ha propiciado un aumento de las necesidades de capacidad y por tanto también de ancho de banda. Los sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) han cobrado gran relevancia porque permiten incrementar la tasa de transmisión sin requerimientos adicionales de ancho de banda mediante el uso por ejemplo de la diversidad espacial o de polarización. Las estructuras radiantes de estos sistemas son generalmente eléctricamente grandes porque constan de varios elementos. Luego el aumento de capacidad conlleva un aumento de las dimensiones de la antena. Las limitaciones en el tamaño de los terminales portátiles y consecuentemente también en el de la antena han restringido en parte el empleo de tecnología MIMO.

El diseño de antenas compactas aptas sistemas MIMO tiene entonces gran interés. Las soluciones expuestas en la literatura son fundamentalmente de dos tipos: estructuras con sólo un elemento radiante multimodo y arrays compactos compuestos por varios elementos. Las antenas con un elemento radiante se sirven de los diferentes modos radiantes para establecer diferentes canales asociados a cada uno de los modos. Por ejemplo, en [1], se estudia una antena espiral de 4 brazos y 2 modos de trabajo; cada uno de los modos presenta diferente diagrama de radiación y polarización. Las antenas basadas en arrays compactos presentan en general un acoplamiento elevado entre sus elementos. Esto influye en el diagrama de radiación y empeora la correlación [2]. Asimismo varían las impedancias de entrada y esto afecta a la adaptación [3]. Aunque estos defectos pueden solventarse con una red de adaptación [4], [5], la implementación de ésta es compleja y su ancho de banda reducido [6].

El empleo de ranuras en el plano de tierra permite controlar el acoplamiento entre los elementos del array. En [7], se estudia la influencia de las dimensiones de una ranura rectangular y el plano de tierra en el acoplamiento entre los monopolos de un array. [8] propone un array de 2 PIFAs separadas  $0,0147\lambda_0$  y con una ranura de longitud  $\lambda_0/2$ . Se consigue así un  $S_{21}$  de hasta -36,5 dB, aunque su ancho de banda es limitado.

En este artículo, se estudia un array compacto de 2 monopolos  $\lambda_0/4$  con un plano de tierra ranurado conformado para un sistema MIMO  $2 \times 2$ . Las prestaciones del diseño propuesto mejoran sensiblemente las obtenidas mediante el empleo de una red de adaptación óptima en términos de ancho de banda. La Sección II describe las figuras de mérito consideradas en el proceso de diseño. En la Sección III, se presenta un diseño basado en una de las soluciones de la literatura, consistente en una red de adaptación. Finalmente, en la Sección IV, se explica la metodología empleada en el diseño propuesto y se muestran los resultados obtenidos con éste en cuanto a las figuras de mérito y capacidad de canal.

## II. FIGURAS DE MÉRITO EN ANTENAS MIMO

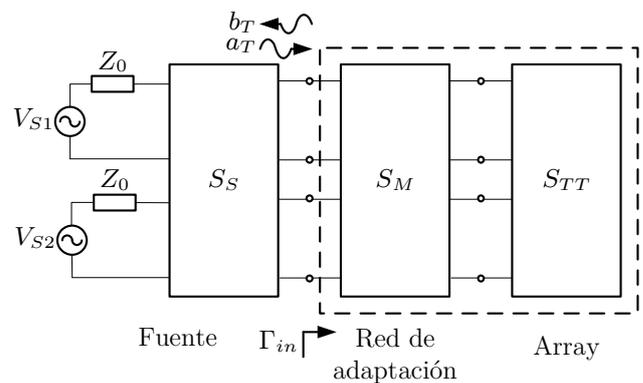


Figura 1. Diagrama de bloques del transmisor en el que las fuentes se conectan al array a través de una red de adaptación.

Se asume un canal sin línea de visión directa entre transmisor y receptor y con densidad angular uniforme de la potencia. En estas condiciones, el transmisor y el receptor se puede modelar mediante los parámetros  $S$  [4]. Se considera por ejemplo la antena transmisora tal como se indica en la Fig. 1.

La red de adaptación es un dispositivo de 4 puertas. Su matriz  $S_M$  puede expresarse<sup>1</sup> con matrices bloque  $2 \times 2$  [4] como

$$S_M = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

donde  $S_{11}$  es la matriz de parámetros  $S$  de las puertas conectadas a la fuente y  $S_{22}$  la matriz de las puertas conectadas al array. La unión en cascada de  $S_M$  y  $S_{TT}$  se denota mediante la matriz  $\Gamma_{in}$  [4] dada por

$$\Gamma_{in} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} = S_{11} + S_{12}(I - S_{TT}S_{22})^{-1}S_{TT}S_{21}. \quad (2)$$

#### A. Coeficiente de correlación

Esta figura de mérito es la correlación entre las señales radiadas o recibidas por la antena. Con las hipótesis del canal, el módulo del coeficiente de correlación  $\rho$  puede calcularse mediante los parámetros  $S$  como  $|\rho| \approx \sqrt{\rho_e}$ , con  $\rho_e$  calculado como [9]

$$\rho_e = \frac{|r_{11}r_{12}^* + r_{21}r_{22}^*|^2}{(1 - |r_{11}|^2 - |r_{21}|^2)(1 - |r_{22}|^2 - |r_{12}|^2)}. \quad (3)$$

#### B. Eficiencia de adaptación

En la Fig. 1, se puede calcular la señal reflejada  $b_T$  en función de la señal incidente  $a_T$  y la matriz de parámetros  $S$  en las puertas de entrada  $\Gamma_{in}$  dada por (2) como

$$b_T = \Gamma_{in}a_T. \quad (4)$$

Si las pérdidas en el conductor se admiten despreciables, la potencia instantánea  $P_{inst}$  entregada al array es [5]

$$P_{inst} = a_T^H a_T - b_T^H b_T = a_T^H (I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in}) a_T. \quad (5)$$

Con señales de valor medio nulo, la potencia media entregada  $P_T$  resulta [5]

$$P_T = E\{P_{inst}\} = \text{tr}\{R_{aT}(I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in})\}, \quad (6)$$

donde  $R_{aT} = E\{a_T a_T^H\}$  es la matriz de correlación de la señal incidente. Se puede evaluar la eficiencia  $\eta_T$  de la antena MIMO del transmisor a partir de (6) como [6]

$$\eta_T = \frac{\text{tr}\{R_{aT}(I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in})\}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}, \quad (7)$$

que representa la relación entre la potencia entregada al array y la proporcionada por las fuentes. Si  $a_{T1}$  y  $a_{T2}$  tienen la misma potencia media, (7) se puede desarrollar como

$$\eta_T = \frac{(2 - |r_{11}|^2 - |r_{12}|^2 - |r_{21}|^2 - |r_{22}|^2) - \frac{2\text{Re}\{E\{a_{T1}a_{T2}^*\}(r_{11}^*r_{12} + r_{21}^*r_{22})\}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}. \quad (8)$$

Y si además se supone que  $a_{T1}$  y  $a_{T2}$  están incorreladas<sup>2</sup>

$$\eta_T = 1 - \gamma_T = \frac{(2 - |r_{11}|^2 - |r_{12}|^2 - |r_{21}|^2 - |r_{22}|^2)}{2}. \quad (9)$$

<sup>1</sup>En los casos en que las fuentes se conectaran directamente al array, la matriz  $S_M$  es la matriz identidad.

<sup>2</sup>En el resto del artículo, para referirse a esta figura de mérito, se utilizará la eficiencia de adaptación  $\eta_T$  o las pérdidas por desadaptación  $\gamma_T$ .

### III. DISEÑO CON RED DE ADAPTACIÓN

La antena de referencia es un array de 2 monopolos planos  $\lambda_0/4$  de anchura  $0,04\lambda_0$  y separados  $0,1\lambda_0$  con un plano de tierra  $0,5\lambda_0 \times 0,5\lambda_0$ . Para el análisis electromagnético del sistema radiante, se ha desarrollado un software propio basado en MoM (*Method of Moments*) [10]. Se realiza una mallado triangular de Delaunay [11], [12] de la superficie de la estructura sobre el que se definen las funciones base tipo RWG (Rao-Wilton-Glisson) [13] entre triángulos adyacentes. Con el fin de reducir el tiempo de simulación, se utiliza un esquema de integración numérica-analítica [14], [15] para el cálculo de los elementos de la matriz de impedancias.

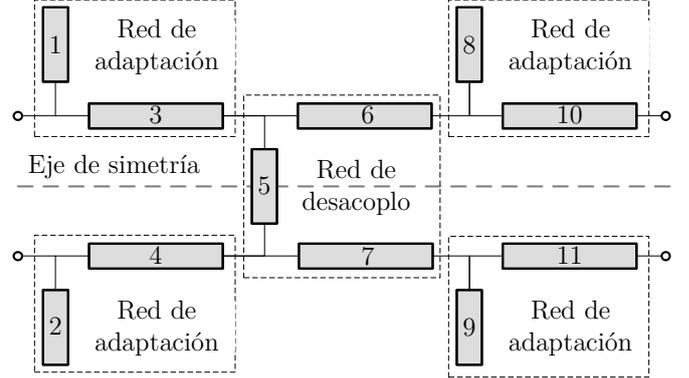


Figura 2. Red de adaptación MC con líneas de transmisión.

La adaptación MC (*Multipoint Conjugate*) [5] permite obtener simultáneamente valores óptimos de correlación y eficiencia [6] con el canal considerado. La Fig. 2 muestra una implementación de una red de adaptación MC con líneas de transmisión [16]. Esta red está formada por 7 líneas de transmisión y 4 stubs en circuito abierto. Si se asume que la red es simétrica respecto al eje de la Fig. 2, la matriz de parámetros  $S$  de esta red puede obtenerse analíticamente mediante el método de descomposición en modo par e impar. Se puede así calcular las longitudes de las líneas y sus impedancias características para obtener correlación y eficiencia de adaptación óptimas en  $f_0$  con el array de referencia.

Elemento	Tipo	$Z_o$ ( $\Omega$ )	$l$ ( $\lambda_0$ )
1, 2	Stubs en circuito abierto	50	0,373
3, 4	Líneas de transmisión	50	1,022
5	Línea de transmisión	111,6	0,483
6, 7	Líneas de transmisión	50	0,815
8, 9	Stubs en circuito abierto	50	1,520
10, 11	Líneas de transmisión	50	1,026

Cuadro I  
VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN MC.

La Fig. 3 muestra la correlación y la correlación del array de referencia con y sin red de adaptación MC entre  $0,4f_0$  y  $1,6f_0$ . El ancho de banda en pérdidas por desadaptación a -6 dB ( $\gamma_T \approx 0,25$ ) es del 13%. La correlación tiene un ancho de banda a -3 dB ( $|\rho_e| \approx 0,5$ ) del 6%.

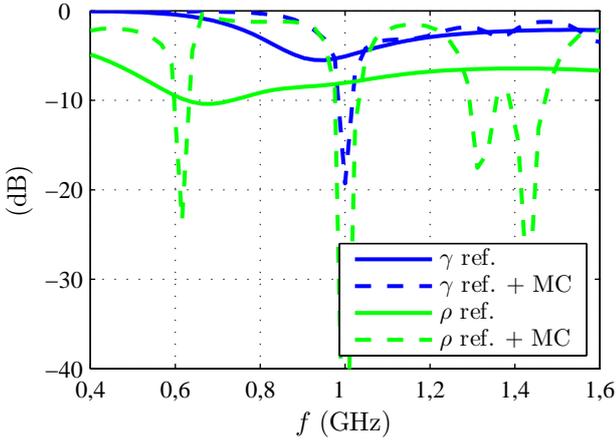


Figura 3. Correlación y pérdidas por desadaptación del array de referencia con y sin red de adaptación MC.

#### IV. DISEÑO CON PLANO DE TIERRA RANURADO

La antena bajo estudio consiste en el array de referencia descrito en la Sección III con una ranura conformada entre los monopolos planos tal como se ilustra en la Fig. 5. Se utiliza una retícula formada por casillas rectangulares. Las dimensiones de una casilla de la retícula son  $\frac{9}{500}\lambda_0$  de ancho y  $\frac{1}{16}\lambda_0$  de largo. Cada uno de estos rectángulos puede ser metálico (1) o no (0). El conjunto de bits determina una variable de diseño binaria.

Para determinar la posición óptima de los dipolos parásitos, se ha utilizado un AG (Algoritmo Genético) con una población de 200 individuos, método de selección por torneo, probabilidad de cruce 0,5 y probabilidad de mutación 0,01 [17]. La función de adaptación  $g$  a minimizar en el algoritmo considera la correlación y la eficiencia de adaptación medias en una banda en torno a  $f_0$  y se obtiene como

$$g = \alpha_\rho \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \rho_e(f_i) + \alpha_\eta \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [1 - \eta_T(f_i)], \quad (10)$$

con  $\rho_e$  y  $\eta_T$  dados respectivamente por (3) y (9). Se evalúa el valor de  $1 - \eta_T$  y  $\rho_e$  en  $N$  frecuencias en  $0,9f_0 \leq f \leq 1,1f_0$ . Los valores promediados están ponderados por los pesos  $\alpha_\rho$  y  $\alpha_\eta$ .

Durante la ejecución del AG, es preciso determinar si la forma obtenida para la ranura puede construirse o no. Para que esto sea posible, ha de poder realizarse a partir de una sola lámina, sin que hayan elementos aislados en la retícula. Se puede analizar la retícula desde la Teoría de grafos, de forma que cada casilla corresponde a un nodo de un grafo no dirigido con diferente grado de conectividad con los otros nodos del grafo (las otras casillas). Un nodo de este grafo está conectado con otro nodo cuando la casilla correspondiente tiene un lado en común con la casilla del otro nodo. Para poder asegurar que la forma pueda construirse, el grafo así definido ha de ser fuertemente conexo<sup>3</sup>.

<sup>3</sup>Un grafo es fuertemente conexo si para cualquier par de nodos  $u$  y  $v$  del mismo, existe un camino de  $u$  a  $v$ .

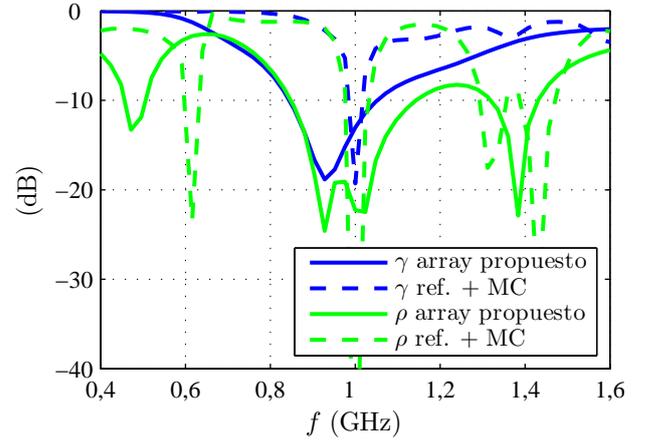


Figura 4. Correlación y pérdidas por desadaptación del diseño optimizado.

La Fig. 4 muestra la eficiencia de adaptación y la correlación con el diseño optimizado comparadas con las obtenidas con la red MC. El ancho de banda de correlación a -3 dB es del 141 %, de  $0,26f_0$  a  $1,67f_0$ . En pérdidas por desadaptación, se obtiene un ancho de banda a -6 dB del 43 %, de  $0,78f_0$  a  $1,23f_0$ .

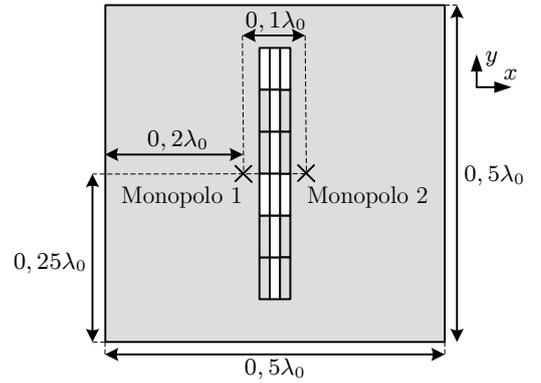


Figura 5. Vista en planta del plano de tierra optimizado.

Para evaluar la antena propuesta en términos de capacidad, se considera un canal MIMO  $2 \times 2$  con las características descritas en la Sección II, desvanecimiento plano en frecuencia y ruido aditivo Gaussiano. Se asume que la matriz de canal  $H$  puede caracterizarse de acuerdo al modelo de Kronecker. Si se elude la influencia del acoplamiento en las pérdidas por desadaptación,  $H$  se calcula entonces como

$$H = R_T^{1/2} H_w R_R^{1/2}, \quad (11)$$

donde  $R_T$  y  $R_R$  son respectivamente las matrices de covarianza en transmisión y recepción, que pueden estimarse a partir de la correlación [18], y  $H_{w,ij} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ .

Para tener en cuenta completamente los efectos del acoplamiento mutuo en la eficiencia de adaptación, se ha utilizado un modelo de canal complementario con el modelo de Kronecker basado en los parámetros  $Z$  [19]. Otra opción es emplear un modelo de canal basado en los parámetros  $S$  [4], [5]. La capacidad del canal MIMO, obtenida a partir de la matriz de canal

$H_{mc}$  (considera completamente los efectos del acoplamiento mutuo) está dada por

$$C_{mc} = \log_2 \det(I_2 + \frac{\rho}{2} H_{mc} H_{mc}^H) \text{ bps/Hz}, \quad (12)$$

donde  $\rho$  es la SNR (*Signal-to-Noise Ratio*).

En la simulación, se considera un canal con un ancho de banda del 20% y una SNR de 20 dB. El array propuesto funciona como antena transmisora y como antena receptora se emplea un array ideal de 2 elementos (perfectamente adaptado y desacoplado). La Fig. 6 muestra la CDF (*Capacity Distribution Function*) en la banda de trabajo de la antena propuesta y la del array de referencia con la red de adaptación MC. El array con plano de tierra ranurado proporciona una capacidad 39% mayor que la que se obtiene con la red MC.

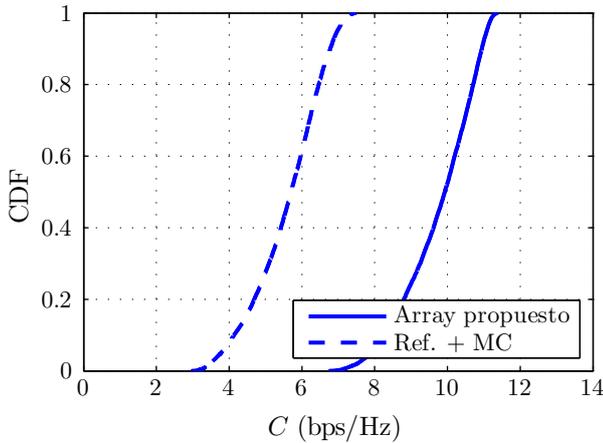


Figura 6. CDF del array propuesto y el de referencia con la red de adaptación MC.

## V. CONCLUSIONES

Los arrays compactos exhiben un acoplamiento elevado entre sus elementos, lo que reduce las prestaciones de los sistemas MIMO por el empeoramiento de la correlación y también de la adaptación. Estas deficiencias pueden corregirse mediante una red de adaptación MC pero su ancho de banda es reducido. Se ha estudiado un array plano de monopolos planos con una ranura conformada en el plano de tierra para un sistema MIMO  $2 \times 2$ . El diseño propuesto tiene un ancho de banda en correlación a -3 dB del 141% y un ancho de banda en pérdidas por desadaptación a -6 dB del 43%. En términos de tasa binaria, en un canal MIMO con un ancho de banda del 10% y una SNR de 20 dB, la antena propuesta proporciona una capacidad media 39% superior que la obtenida con el empleo de una red de adaptación MC.

Como próximo paso, se pretende evaluar sus prestaciones en un canal MIMO real con los prototipos que se están construyendo actualmente.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación por medio del proyecto CROCANTE (referencia

TEC2008-06736-C03-01/TEC) y el Ministerio de Educación a través del programa de Becas predoctorales FPU (referencia AP2008-00155).

## REFERENCIAS

- [1] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 1963-1970, Aug. 2004.
- [2] R. G. Vaughan and N. L. Scott, "Closely spaced monopoles for mobile communications," *Radio Sci.*, vol. 28, pp. 1259-1266, Nov.-Dec. 1993.
- [3] P. S. Kildal and K. Rosengren, "Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 9-13, 2003.
- [4] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 98-105, Jan. 2004.
- [5] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 1317-1325, Jul. 2004.
- [6] B. K. Lau, J. B. Andersen, G. Kristensson and A.F. Molisch, "Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3225-3238, Nov. 2006.
- [7] T. Morioka and K. Hirasawa, "Coupling between two monopole antennas on a slotted finite ground plane," *Int. Symp. on Electromag. Compatibility*, Tokyo, Japan, pp. 580-583, May 1999.
- [8] S. Zhang, S. N. Khan and S. He, "Reducing mutual coupling for an extremely closely-packed tunable dual-element PIFA array through a resonant slot antenna formed in-between," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2771-2776, April 2010.
- [9] S. Blanch, J. Romeu and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *IEEE Electronic Letters*, vol. 39, no. 9, May 2003.
- [10] A. F. Peterson, S. L. Ray and R. Mittra, "Computational methods for electromagnetics," *IEEE Press*, 1998.
- [11] M. de Berg, M. van Kreveld, M. Overmars, and O. Schwarzkopf, "Computational Geometry: Algorithms and Applications," *Springer Verlag*, 2000.
- [12] J. Rupert, "A Delaunay refinement algorithm for quality 2D-mesh generation," *Journal of Algorithms*, vol. 18, no. 3, pp. 548-585, 1995.
- [13] S. M. Rao, D. R. Wilton and A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no. 3, pp. 409-418, May 1982.
- [14] T. F. Eibert and V. Hansen, "On the calculation of potential integrals for linear source distributions on triangular domains," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 43, pp. 1499-1502, Dec. 1995.
- [15] D. R. Wilton, S. M. Rao, A. W. Glisson, D. H. Schaubert, O. M. Al-Bundak, and C. M. Butler, "Potential integrals for uniform and linear source distribution on polygonal and polyhedral domains," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-32, no. 3, pp. 276-281, March 1984.
- [16] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, "Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system," *Electronic Letters*, vol. 40, no. 19, pp. 1164-1165, Sep. 2004.
- [17] Yahya Rahmat-Samii and E. Michielssen, "Electromagnetic optimization by genetic algorithms", *John Wiley & Sons*, New York, 1999.
- [18] D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R.W. Heath and K.R. Dandekar, "Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 889-881, March 2008.
- [19] Y. Fei, Y. Fan, B. K. Lau and J. S. Thompson, "Optimal single-port matching impedance for capacity maximization in compact MIMO arrays," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, pp. 3566-3575, November 2008.