

## MODELO DE ACOPLOS EN ARRAYS DE ANTENAS Y SU APLICACIÓN AL DISEÑO DE ARRAYS

Manuel Sierra Pérez, Manuel Sierra  
Castañer, Oscar Moreno

Grupo de Radiación. Dpto. de Señales,  
Sistemas y Radiocomunicaciones  
Universidad Politécnica de Madrid  
[manolo@gr.ssr.upm.es](mailto:manolo@gr.ssr.upm.es)

Daniel Segovia Ramos

Dpto. de Teoría de la Señal y  
Comunicaciones  
Universidad Carlos III de Madrid  
[dani@tsc.uc3m.es](mailto:dani@tsc.uc3m.es)

### ABSTRACT

This paper introduces a mathematical model of coupling and radiation field in array antennas that allows an easy antenna analysis and design. The model is based in the linear behaviour of antennas and in the option to separate the radiated field structure in a reduced number of modes. Printed antenna radiation field can be described through a reduced number of modes, usually one or two, to reach high accuracy in the radiated field computation.

### 1. INTRODUCCIÓN

En el diseño de arrays de antenas es muy importante el acoplo entre elementos, haciendo que el campo radiado por cada elemento difiera del que radiaría en espacio libre. La impedancia de entrada se puede calcular mediante un modelo de red de  $N$ -puertas descrito por las matrices  $[Z]$  ó  $[S]$ . El campo radiado se puede calcular si se conoce el radiado por cada elemento en presencia del array [1]. En [2] se muestra la relación entre la impedancia de entrada y el campo radiado para Antenas de Mínima Dispersión (MSA), asumiendo en muchas ocasiones este comportamiento para antenas reales con buenos resultados [3]. Una de las cuestiones más importantes en el diseño de diagramas de antenas es si el acoplo se puede modelar por una matriz  $N \times N$ , como se describe en la mayoría de estudios. En este artículo se presenta un modelo de *arrays* basado en varios modos activos de los elementos y en el cálculo del diagrama activo del mismo como función de dichos modos. Si  $k$  modos pueden describir el comportamiento electromagnético de cada elemento, se necesitan  $Nk$  modos para definir todas las características de radiación de la antena. Una matriz cuadrada de  $N \times (k+1)$  filas puede describir el comportamiento del *array*, independientemente de la red de alimentación o red de distribución.

### 2. MODELO DE CAMPO PARA UNA ANTENA

#### 2.1. Modelo de transmisión

El comportamiento eléctrico de la antena se puede definir por su impedancia de entrada y su campo radiado, que puede expresarse:

$$\mathbf{E}^{\text{rad}} = v_e \hat{\mathbf{e}}(\theta, \phi) F(\theta, \phi) \exp(-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}) \quad (1)$$

donde  $v_e$  es una tensión proporcional a la corriente de entrada,  $F(\theta, \phi)$  es el diagrama de radiación,  $\hat{\mathbf{e}}(\theta, \phi)$  el vector de polarización. La antena también se puede ver como función de su matriz  $[S]$ , expresándose el campo radiado como:

$$\mathbf{E}^{\text{rad}}(\theta, \phi) = b_e \sqrt{2\eta_0} F_s(\theta, \phi) \frac{\exp(-j\mathbf{k}_0 \cdot \mathbf{r})}{r} \hat{\mathbf{e}}_e(\theta, \phi) \quad (2)$$

$S_a$  representa el coeficiente de reflexión a la entrada definido respecto a  $Z_0$ ,  $b_e$  es la onda de potencia proporcional a la amplitud y fase de la onda de potencia de entrada ( $a$ ) y  $F_s$  es el diagrama de radiación respecto a los parámetros  $S$ . La figura 1 representa el circuito equivalente para una red de dos puertas, la impedancia de entrada de referencia es  $Z_0$ ; mientras que la impedancia de salida de referencia es  $\eta_0=120\pi$ . La ganancia de la antena se puede expresar utilizando del diagrama normalizado de radiación y la eficiencia:


$$G(\theta, \phi) = \rho 4\pi |F(\theta, \phi)|^2 = \frac{|S_e|^2}{1 - |S_a|^2} 4\pi |F(\theta, \phi)|^2 \quad (3)$$


Figura 1: Red de 2 puertas para antena en transmisión

#### 2.2. Modelo de recepción

Cuando la antena trabaja en recepción la superficie equivalente  $A(\theta, \phi)$  representa la cantidad de potencia tomada por la antena. Si  $Z_a$  y  $S_a$  representan la impedancia y coeficiente de reflexión del circuito de la figura 1, entonces una onda de potencia proporcional al campo incidente ( $b$ ) se puede extraer a la entrada.

$$a_e = [\hat{\mathbf{e}}^i \cdot \hat{\mathbf{e}}^e(\theta, \phi)] \sqrt{\frac{1}{2\eta_0}} |E_i|_{\lambda} |F(\theta, \phi)| \quad (4)$$

#### 2.3. Modelo de parámetros $S$

Hasta ahora, todas las relaciones muestran que la antena se descompone en una distribución de corrientes. Sin embargo, esta

descomposición depende de un conjunto de funciones base. El diagrama de antena se forma por la combinación de varias funciones, cada una representando el modo de radiación, obteniendo una ecuación matricial que representa el campo radiado, correspondiente a una red de  $I+n$  puertos ( $I$  para la entrada de la antena y  $n$  para los modos de radiación).

### 3. MODELO DE CAMPO PARA UN ARRAY

Una primera aproximación al modelo considera los efectos previos propuestos en [5,6]. Esta nueva red considera la descomposición de la distribución de corriente en múltiples modos. Por lo tanto, cualquier *array* de  $N$  antenas se puede representar como una red de  $(k+1) \times N$  puertos. Esta nueva red tiene  $I$  entrada y  $k$  salidas correspondientes a los modos radiantes de cada antena. Cuando los elementos radiantes son antenas microstrip resonantes, se puede considerar únicamente  $1$  modo de radiación resultando una red de  $2N$  puertos. Esta red se representa en la figura 2. Los terminales de la izquierda de la red representan los puertos físicos de la antena, mientras que los terminales a la derecha definen las funciones de radiación.

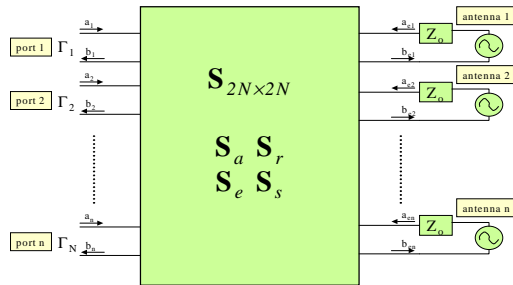


Figura 2: Red equivalente de  $2N$  puertos para un array

El campo total radiado se expresa como la suma de las contribuciones de cada uno de los elementos radiantes.

$$\vec{E}_{rad}(\theta, \phi) = (d^T(\theta, \phi) \cdot b_c) \cdot \sqrt{2Z_0} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \quad (5)$$

$$d^T(\theta, \phi) \cdot C_c \cdot a_g \cdot \sqrt{2Z_0} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r}; C_c = S_e \cdot (I - \Gamma_g \cdot S_a)^{-1}$$

$d$  es el vector de direcciones en  $(\theta, \phi)$ . Cada término de la matriz  $C_e$  ( $C_{ij}$ ) representa la cantidad de señal acoplada desde la antena  $j$  a la  $i$ . La matriz de emisión depende de las direcciones de radiación pero no de la forma de excitación del *array*. Este análisis de la matriz permite determinar la máxima dirección de radiación y las direcciones de los nulos. Esto se puede realizar maximizando el cociente generalizado de Rayleigh:

$$U(\theta, \phi) = \frac{a^H C_e^H d^* \cdot d^T C_e a_s}{d^H I d} = \frac{a^H M e a_s}{d^H I d} \quad (6)$$

### 4. APLICACIÓN: MODELO DE ACOPLO EQUIVALENTE PARA UN ARRAY DE ANTENAS

Dos ejemplos se muestran para validar el modelo anterior. Primero, un modelo simulado para un array de 12 elementos excitado a través de ranuras. Las figuras 3 y 4 muestran los correspondientes parámetros de acoplo. Un array cuadrado de 4 elementos se ha construido para comparar simulaciones con medidas. Los resultados se muestran en la tabla 1.

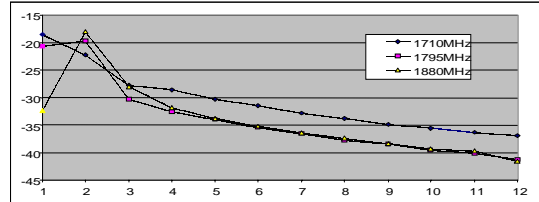


Figura 3: Parámetros de acoplo ( $s_{ij}$ ) entre elementos

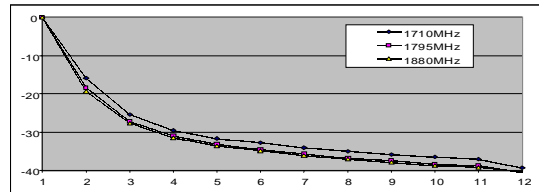


Figura 4: Parámetros de acoplo en radiación ( $S_e$ )

Parámetros S	Medido	CM	SIM
S12	-20.8dB <sub>147°</sub>	-23.8dB <sub>153°</sub>	-23.8dB <sub>152°</sub>
S13	-24.9dB <sub>117°</sub>	-28.6dB <sub>142°</sub>	-28.7dB <sub>140°</sub>
S14	-29.5dB <sub>55°</sub>	-33.4dB <sub>52°</sub>	-33.3dB <sub>51°</sub>
S23	-29.3dB <sub>32°</sub>	-33.4dB <sub>52°</sub>	-33.3dB <sub>51°</sub>
S24	-24.5dB <sub>138°</sub>	-28.6dB <sub>141°</sub>	-28.7dB <sub>140°</sub>
S34	-21.9dB <sub>142°</sub>	-23.8dB <sub>153°</sub>	-23.9dB <sub>156°</sub>

Tabla 1: Parámetros S medidos, calculados y simulados para un array de  $2 \times 2$  parches a 3.5 GHz

### 5. REFERENCIAS

- [1] Mailloux, J.R. Phased Array Antenna Handbook. Artech House Inc. 1994
- [2] Wasylkiwskyj W. and Kahn W.K. Theory of Mutual Coupling Among Minimum-Scattering Antennas. IEEE Trans. on AP. Vol AP18, no.2, March 1970, pp. 204-216.
- [3] Gupta I.J., Ksienski A. Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays, IEEE Trans. on Ant and Prop., vol. AP-31, No 5 September 1983, pp. 785-791.
- [4] Steiskal H. and Herd J.S. Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas, IEEE Trans. on Ant. and Prop, Vol. AP-38 No. 12, December 1990, pp. 1971-1975
- [5] Segovia-Vargas D., Martín-Cuerdo R., Sierra-Pérez M., Mutual Coupling Effects Correction in Microstrip Arrays for Direction of Arrival (DOA) Estimation, IEE Proceedings on Microwave, Antennas and Propagation, accepted for publication 18<sup>th</sup> January 2002.
- [6] Pozar D.M. Finite phased array of rectangular microstrip patches. IEEE Trans. on Antennas and propagation, Vol. AP-34, num. 5, May 86, pp. 658-665.