

DISEÑO DE ARRAYS DE RANURAS COMPUESTAS MEDIANTE CIRCUITO EQUIVALENTE

Ignacio Montesinos Ortego⁽¹⁾, Zhang Miao⁽²⁾, Manuel Sierra Pérez⁽¹⁾, Jiro Hirokawa⁽²⁾, Makoto Ando⁽²⁾.

nacho@gr.ssr.upm.es, miao@antenna.ee.titech.ac.jp

⁽¹⁾ Dpto. de Señales y Sistemas de Comunicaciones, Grupo de Radiación, Universidad Politécnica de Madrid, Avda. Complutense 30, 28040, Madrid.

⁽²⁾ Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Laboratorio Ando – Hirokawa, Instituto Tecnológico de Tokyo. S3-19, 2-12-1 O-okayama, Meguro, Tokyo 152-8552, Japón

Resumen- Results of the methodology presented in [1] is shown in this document. By means of the equivalent circuit model [2][3] of the slot, a combination of Method of Moments (MoM) and Forward Matching Procedure (FMP) is used to design a sub-array of compound slots. According to this, the system can be seen as a matched electric circuit and/or as a N-elements radiating device. Comparison between commercial solvers and proposed method are shown in this document, revealing that the mutual coupling between elements is a tilting-angle-dependant parameter.

I. INTRODUCCIÓN

Recientemente, el número de aplicaciones que necesitan sistemas de comunicaciones en bandas de alta frecuencia está creciendo considerablemente: técnicas biomédicas, detección de armas, aplicaciones militares, sistemas anticolidión, etc... Las antenas de ranura suelen emplearse como sistema radiante principal debido a su fiabilidad y bajas pérdidas a altas frecuencias. Entre estas, las ranuras longitudinales y transversales son las más comunes [4], siendo sus circuitos equivalentes bien conocidos [5] y frecuentemente empleados para el diseño de agrupaciones [6]. Ocasionalmente uno puede encontrar ranuras inclinadas y compuestas (inclinadas y desplazadas del centro de la guía) como elementos radiantes [7][8], aunque es más común encontrarlas en la literatura como elementos de acoplo en redes corporativas multicapas.

Pese a que el profesor Rengarajan en [9] desaconseja el uso del circuito equivalente de slots compuesto para el diseño de arrays, un nuevo procedimiento que combina MoM y FMP es utilizado y presentado en este comunicado. En los artículos [1] y [3] se analizan en profundidad las redes en T y Π como posibles candidatas, escogiéndose la segunda para el diseño de agrupaciones unidimensionales mediante el procedimiento descrito en [1].

II. MOTIVACIÓN

El objetivo de este proyecto es el diseño de un array mediante circuito equivalente, linealmente polarizado, alta ganancia y bajos lóbulos secundarios, para lo cual se pretende explotar los planos $\varphi = 45^\circ$ o $\varphi = 135^\circ$ usando ranuras compuestas con inclinación de cuarenta y cinco grados separados $\lambda_g/2$ entre sí. Primeramente, un subarray

piloto de N elementos es diseñado para luego agrupar M subarrays mediante una red de distribución. Una vez el array bidimensional está formado, se rota 45° para que la distribución física de los slots en rombo favorezca las propiedades de radiación, Fig. 1.

El método MoM-FMP puede descomponerse en dos tareas principales. La ranura es analizada mediante MoM para diferentes valores paramétricos, de manera que se genera una base de datos que FMP utiliza para sintetizar el array lineal, acorde a una distribución de amplitud concreta.

III. ESTRUCTURA DE LA RANURA COMPUESTA

En Fig. 2 puede verse la estructura básica de una ranura de longitud l inclinada un ángulo θ respecto el eje longitudinal de la guía y desplazada un offset D desde el centro de la misma. Las dimensiones de la guía w y h se fijan a priori, teniendo en cuenta las características de propagación del modo fundamental TE_{10} y la atenuación de los modos superiores.

IV. ANÁLISIS DE LA RANURA COMPUESTA

Una vez definida la frecuencia de diseño y la distribución de amplitud deseada, se establecen las dimensiones de la guía de onda y el ángulo de inclinación de las ranuras, (en este caso $w = 0.65\lambda_0$, $h = 0.325\lambda_0$, $\theta = 45^\circ$). Teniendo en cuenta las limitaciones de fabricación, el espesor del conductor que compone la guía se fija también a priori. Puesto que el objetivo final es el diseño de un array bidimensional, la anchura de la guía es un parámetro responsable de la separación transversal de elementos y, consecuentemente de la aparición de lóbulos de difracción. Además, teniendo en cuenta la disposición inclinada del slot, el rango de valores de offsets susceptibles de ser utilizados para el diseño se reduce aún más. Como se presentó en publicaciones anteriores, esto provocará que a veces offsets muy reducidos sean necesarios y que el modelo en T del circuito equivalente sea descartado en el caso de ángulos de inclinación amplios [1][2][3].

Tras definir las características de la guía, mediante el método de los momentos se calcula la matriz S para cada uno de los casos de un barrido paramétrico en offset y longitud, (D, l) a la frecuencia de interés, en este caso 61.5GHz. Del

cálculo de las matrices $[Z]$ y $[Y]$ se obtiene el valor de los componentes del circuito equivalente en T y en Π , respectivamente. En función del comportamiento de los componentes se estudia y selecciona la red equivalente de la ranura más apropiada para este proyecto.

V. ESTUDIO CIRCUITAL DE LA RED EN Π

Para facilitar el entendimiento del documento, se resume el estudio circuital de la ranura. Del análisis de los parámetros S de la misma se revela que se trata de un dispositivo de dos puertos recíproco no simétrico. Las redes equivalentes deben de compartir estas propiedades, siendo las redes T y Π las que poseen el mínimo número de elementos posible. El comportamiento de los elementos circuitales con variaciones en el offset del circuito en T puede encontrarse en [1] y [3].

El modelo en Π consiste en una impedancia serie entre dos admitancias paralelo, complejas conjugadas entre sí, Fig. 2. A medida que el ángulo de inclinación se acerca a cero, la parte real de las admitancias paralelo crece y la impedancia serie se hace mucho menor. Para un ángulo de inclinación nulo, la impedancia serie se hace despreciable, combinándose las admitancias y el modelo resultado coincide con el explicado en [5]. Para ángulos amplios, las admitancias se convierten en susceptancias conjugadas, con lo que el fenómeno radiación puede asignarse a un único elemento. Si además se alcanza la condición de resonancia bajo la cual la fase de la onda incidente no se ve afectada, Z^c se convierte en real.

Acorde a las especificaciones iniciales del proyecto, la inclinación de la ranura está preestablecida y es igual a 45° . Con la red en Π las admitancias paralelo se convierten en susceptancias y cualquier offset es realizable por pequeño que sea [2].

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z^c} + Y^A & \frac{-1}{Z^c} \\ \frac{-1}{Z^c} & \frac{1}{Z^c} + Y^B \end{bmatrix}; [Z] = \begin{bmatrix} Z^A + \frac{1}{Y^c} & \frac{1}{Y^c} \\ \frac{1}{Y^c} & Z^B + \frac{1}{Y^c} \end{bmatrix} \quad (1)$$

VI. COMPORTAMIENTO EN POTENCIA

Tal y como se explicó con anterioridad en la sección IV, las dimensiones de la guía y el ángulo de inclinación, así como profundidad y anchura de la ranura son prefijadas. Se realiza después un barrido paramétrico bidimensional en D y l, obteniéndose en cada caso los parámetros S y las matrices admitancia e impedancia de la ranura, Y y Z. Siguiendo (1), los elementos circuitales son calculados lo que permite que el estudio de potencia diverja en dos sentidos. Por un lado, el slot puede verse como un dispositivo de dos puertas con pérdidas, donde la potencia es reflejada (P_{REF}), transmitida a la carga (P_L) o radiada (P_{RAD}). Esta potencia puede calcularse a partir del cuadrado del valor absoluto de los parámetros S o bien a partir del análisis circuital, una vez conocidos las admitancias e impedancias que lo componen.

$$\begin{aligned} P_L &= |S_{21}|^2 & P_{REF} &= |S_{11}|^2 & P_{RAD} &= 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \\ P_L &= re(Z_L \cdot |I_2|^2) & P_{REF} &= \left| \frac{Z_{IN} - Z_G}{Z_{IN} + Z_G} \right|^2 & P_{RAD} &= re(|i_c|^2 \cdot Z_C) \end{aligned} \quad (2)$$

La ventaja del empleo del circuito equivalente radica en la posibilidad de calcular las fase de radiación, imposible de derivar únicamente con los parámetros S.

$$P_{RAD} = re\left(\frac{|V_1 - V_2|^2}{Z_C}\right) + re(|V_1|^2 \cdot Y_a) + re(|V_2|^2 \cdot Y_b) \quad (3)$$

Para todo valor del ángulo de inclinación, la concordancia en el cálculo de potencia por medio de los parámetros S y por medio de los elementos circuitales es demostrada (Fig. 3 y Fig. 4). Aunque en este documento sólo un caso es presentado, el mismo comportamiento se repite cualquiera que sea la longitud del slot, verificando que el modelo en Π perfectamente cumple los requerimientos físicos de la ranura en términos de potencia. La diferencia entre (2) y (3) radica en que para ángulos de inclinación pequeños, es necesario tener en cuenta la contribución de los elementos paralelo en la radiación.

Dentro del estudio de potencia, se analizó el caso específico en el que el slot trabaja en condición de resonancia, en la que la fase de la onda que se propaga por la guía no se ve alterada al alimentar y atravesar el slot. Tal estudio se explica en [1] y de él se deriva que es imposible emplear la ranura compuesta en resonancia cuando el ángulo de inclinación es 45° .

VII. COMPOSICIÓN DEL ARRAY

Acorde a la distribución de amplitud requerida en el proyecto, para el diseño del sub-array lineal se ha empleado un procedimiento que combina el método de los momentos con adaptación progresiva hacia adelante (MoM-FMP). Se pueden identificar cinco pasos diferentes, Fig. 5:

- Primero: por medio del circuito equivalente se calcula la impedancia de carga que hace que la entrada esté adaptada a la frecuencia de interés, así como la potencia radiada para cada caso ($D_{i,l}$). Se denominan candidatos a aquellas configuraciones de ranura que con adaptación a la entrada la potencia radiada es acorde a la distribución de amplitud deseada. Para todos y cada uno de los candidatos, se estudiará si es posible diseñar la siguiente ranura sin modificar la impedancia de carga del primero, descartándose el candidato si no se encontrara solución.

- Segundo: para mantener la entrada del sub-array adaptada, la impedancia de entrada del segundo elemento radiante ha de ser igual a la impedancia de carga del anterior, teniendo en cuenta la guía de onda que las conecta. De nuevo, los casos que además de cumplir con los requerimientos de potencia, radien con una fase suficientemente próxima a la de la primera ranura serán candidatos de diseño.

- Tercero: el proceso anterior se repite hasta el último elemento.

- Cuarto: además de las condiciones de potencia y fase de radiación presentes en el resto de elementos, el último slot ha de tener una impedancia de carga imaginaria pura y positiva, puesto que el modelo real de array será terminado con un cortocircuito de longitud inferior a $0.25\lambda_g$ para evitar el fenómeno de bloqueo.

- Quinto: una vez se han determinado todos las ranuras del sub-array, las matrices ABCD son conectadas y se lleva a cabo un análisis en frecuencia del modelo completo.

VIII. ANÁLISIS ELÉCTRICO DE LA AGRUPACIÓN

A partir del circuito equivalente, MoM-FMP pretende conseguir un sistema con la entrada adaptada a la frecuencia

de interés, cumpliendo con la distribución de amplitud requerida. Los valores de los componentes circuitales así como las longitudes de las guías de onda intermedias y del corto permiten diseñar un sistema adaptado Fig. 6 y su comportamiento es analizado mediante AWR Microwave Office, obteniéndose una muy baja reflexión a la frecuencia de diseño (Fig. 7). Con este resultado se verifica que el procedimiento MoM-FMP es válido, independientemente del valor del ángulo de inclinación de las ranuras. En el análisis circuital, los valores devueltos por el procedimiento son analizados como fijos para todas las frecuencias por el software comercial, por lo que los resultados del análisis circuital y de parámetros S no tienen por qué ser similares.

IX. ANÁLISIS DE RADIACIÓN Y PARÁMETROS S

El siguiente paso trata de verificar aspectos de radiación y reflexión del sistema resultado. Introduciendo los parámetros de diseño (longitud, offset y distancia entre elementos) de las N ranuras en HFSS 10, se comprueba que del ángulo de inclinación depende el acoplo entre elementos contiguos, fenómeno que no se han tenido en cuenta en la etapa inicial de análisis circuital (Fig. 8 y Fig. 9). Para los dos tipos de ranuras, la amplitud de la potencia radiada coincide con los valores teóricos y el diagrama apunta correctamente a broadside.

El tiempo de computación del método MoM-FMP en un ordenador personal Mac Book Pro 2.8GHz es de 14 min.

X. CONCLUSIONES

Se ha validado el empleo un método combinado MoM-FMP para el diseño de arrays unidimensionales mediante el circuito equivalente, ya que el circuito de la agrupación global está adaptado a la frecuencia de diseño, independientemente del ángulo de inclinación de las ranuras. De este parámetro depende en gran medida el acoplo entre elementos contiguos, que no se ha tenido en cuenta en todo el proceso, provocando la diferencia entre MoM-FMP y análisis de onda completa. La inclusión de estos fenómenos de acoplo en el circuito equivalente constituye las tareas futuras.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto Consolider-Ingenio CSD2008-00068 Terahertz Technology for Electromagnetic Sensor Applications y al programa de becas del gobierno japonés MEXT Scholarship Program de 2009. El autor también quiere agradecer la ayuda económica recibida del Consejo Social de la Universidad Politécnica de Madrid durante el periodo académico 2009 – 2010.

REFERENCIAS

[1] I. Montesinos-Ortego, M. Zhang, M. Sierra-Pérez, J. Hirokawa, M. Ando, "Study of Π Network as the Compound Slot Equivalent Circuit Model", Proc. Of European Conference on Antenna and Propagation, Rome, Apr. 11-15, 2011.
 [2] I. Montesinos-Ortego, M. Zhang, M. Sierra-Pérez, J. Hirokawa, M. Ando, "Study of rectangular waveguide broad-wall slot equivalent circuit model", Proc. IEICE Society Conference, Osaka, Japan, Sept. 14-17, 2010.
 [3] I. Montesinos-Ortego, M. Zhang, M. Sierra-Pérez, J. Hirokawa, M. Ando, "Study of rectangular waveguide broad-wall compound slot equivalent circuit model", Proc. International Symposium on Antennas and Propagation, Maccas, Nov. 23-26, 2010.
 [4] M. Zhang, J. Hirokawa, M. Ando, "Full-model analysis of a large number of waveguide slot antenna elements and its design", Proc.

International Symposium on Antennas and Propagation, SB2-4, Singapore, Nov. 1-4, 2006
 [5] R.C.Johnson and H.Jasik, "Antenna Engineering Handbook," 2nd. Ed., Sec.9-6, McGraw-Hill, 1961.
 [6] Y. Tsunoda, N. Goto, "Nonuniformly spaced slot array antenna with low side-lobe pattern", IEE Proceedings, vol. 133, Pt. H, No.2, pp 155-158, April 1986.
 [7] S. Yamaguchi, H. Miyashita, T. Takahashi, "Design of inclined and displaced slotted waveguide array antennas", Proc. International Symposium on Antennas and Propagation, Taiwan, Oct. 27-30, 2008.
 [8] Z. Chen, W. Hong, Z. Kuai, H. Tang, J. Chen, "45° Linearly Polarized Resonant Slot Array Antenna Based on Substrate Integrated waveguide", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, pp 1-4, 2007.
 [9] S.R. Rengarajan, "Compound Broad-Wall Slots for Array Applications", IEEE Antennas And Propagation, vol 32, No, pp. 20 -26, December 1990

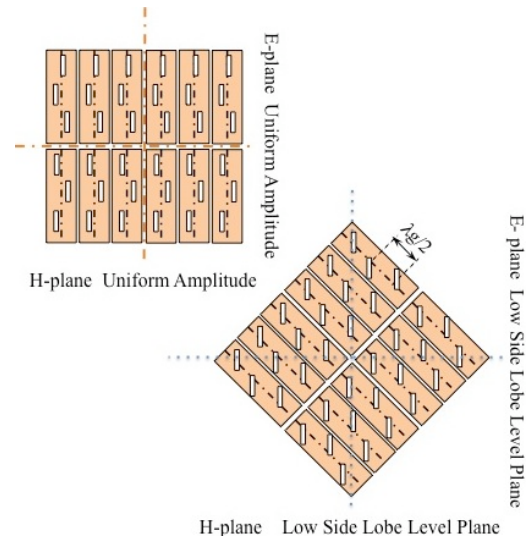


Fig. 1. : array bidimensional de slots compuestos

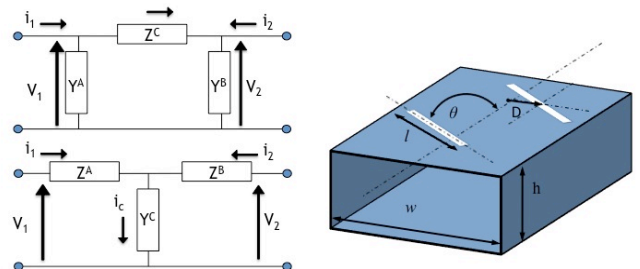


Fig. 2. : redes Π , T y parámetros de diseño del slot compuesto

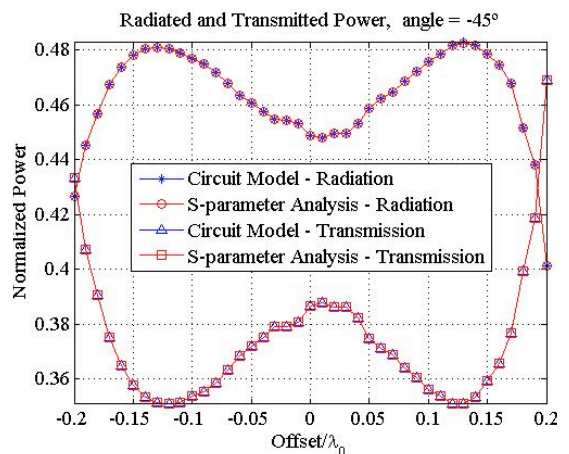


Fig. 3. :Potencia transmitida y radiada para un slot compuesto inclinado -45°

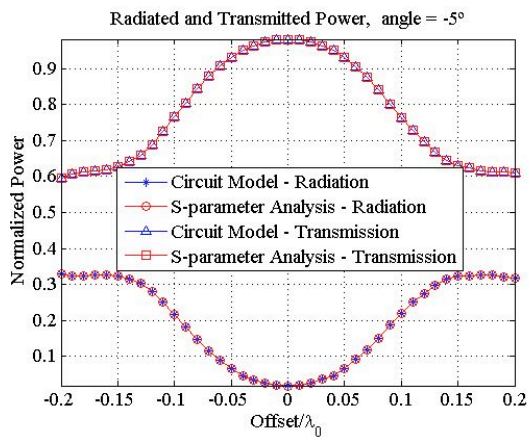


Fig. 4. Potencia transmitida y radiada para un slot compuesto inclinado -5°

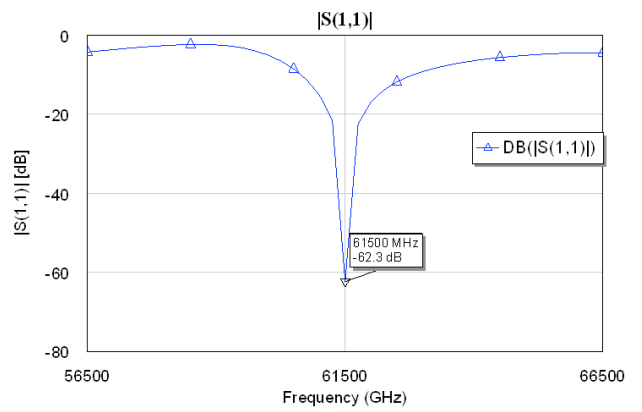


Fig. 7. comportamiento en reflexión del circuito equivalente global de la agrupación.

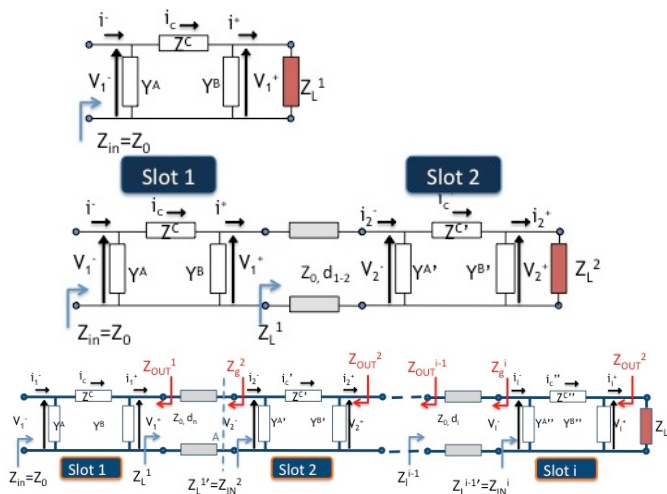


Fig. 5. : FMP adaptación hacia delante.

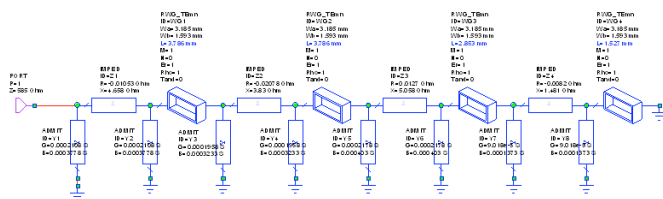


Fig. 6. circuito equivalente de la agrupación para un slot compuesto de 45°

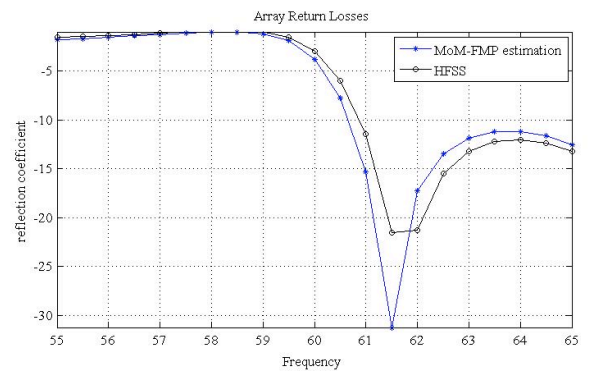


Fig. 8. : adaptación del sub-array de 4 ranuras longitudinales.

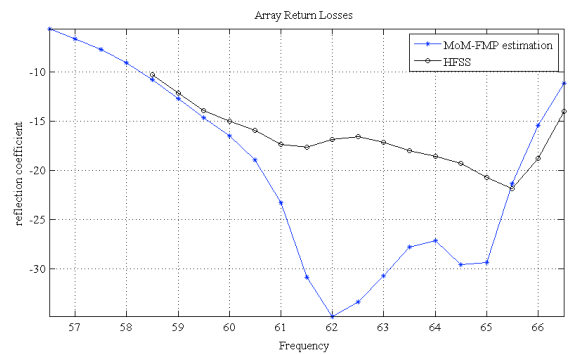


Fig. 9. : adaptación del sub-array de 4 ranuras compuestas de 45°