

# Arrays planares basados en el elemento strip-slot complementario

Elena Abdo-Sánchez<sup>(1)</sup>, Teresa M. Martín-Guerrero<sup>(1)</sup>, Juan E. Page<sup>(2)</sup>, Jaime Esteban<sup>(2)</sup> y Carlos Camacho-Peñalosa<sup>(1)</sup>

elenaabdo@ic.uma.es, teresa@ic.uma.es, jep@etc.upm.es, jesteban@etc.upm.es, ccp@ic.uma.es

<sup>(1)</sup>Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga, E-29071.

<sup>(2)</sup>Dpto. Electromagnetismo y Teoría de Circuitos, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid, E-28040.

**Abstract**—Recently, the authors introduced a novel planar radiating element that exploits the characteristics of the slotline-microstrip coupling to obtain a microstrip-fed slot with broadband matching. This paper reviews the main characteristics of the so-called complementary strip-slot element and comments on its use for building series-fed planar arrays. In this way, two different configurations of series-fed arrays are described: a traveling-wave array of five elements and a circularly-polarized ring array with four elements. The scanning capabilities of the former, together with the multiband behaviour of the circularly-polarized array are highlighted.

## I. INTRODUCCIÓN

Las antenas en tecnología microstrip siguen siendo unas de las más populares para numerosas aplicaciones actuales. Esto se debe a las ventajas que presentan como bajo coste, poco peso o facilidad de integración. Sin embargo, los servicios de comunicaciones actuales requieren cada vez anchos de banda mayores, comportamiento multibanda o, incluso, reconfiguración en frecuencia. Para abordar estas especificaciones, la naturaleza resonante de los elementos radiantes en tecnología planar (tanto el parche como la ranura) supone una limitación importante. Recientemente, los autores han presentado un elemento radiante en tecnología planar que consigue superar esta limitación, puesto que está adaptado en banda muy ancha pero a todos los demás efectos se comporta como una ranura en el plano de masa de la microstrip [1], [2].

Este nuevo elemento radiante resulta muy apropiado para contruir arrays de onda progresiva, gracias a la configuración en serie que presenta. Por este motivo, esta contribución aborda el uso de este elemento radiante dentro de arrays alimentados en serie. Se van a presentar dos configuraciones de array distintas, una lineal y otra circular, y se van a estudiar sus prestaciones. El hecho de que el elemento esté intrínsecamente adaptado en banda ancha permitirá comportamiento multibanda y una importante flexibilidad en el diseño.

## II. EL ELEMENTO STRIP-SLOT COMPLEMENTARIO

El elemento propuesto consiste en una ranura alimentada por una línea microstrip, la cual se modifica añadiendo un conductor superpuesto y alineado con ella en la capa de la microstrip. La línea de transmisión se termina en carga adaptada. Con esta modificación de la ranura alimentada por microstrip convencional se aumenta de forma significativa el ancho de banda en adaptación. Esto se consigue gracias a la

sección acoplada que forma el conductor (stub) con la ranura [2].

La sección acoplada formada por la ranura y el conductor es una estructura de tres conductores, sobre la que se propagan un modo par y otro impar. Bajo la condición de acoplamiento débil, el modo par se asemeja al modo de la microstrip, es decir, al modo del conductor si no tuviera la ranura en su plano de masa. De forma análoga, el modo impar es similar al de la línea slotline, por tanto al que habría en la ranura sin el conductor. De esta manera, los modos se pueden controlar de forma independiente. Esa característica, junto a que la sección acoplada se corresponde con una sección C de un desfaseador de Schiffman [3], hace posible que se pueda compensar el comportamiento resonante de la ranura con un conductor de comportamiento complementario al de la ranura, puesto que la impedancia imagen en caso de acoplamiento débil viene dada por [2]

$$Z_{im} = 1/2\sqrt{Z_M Z_S \cot \theta_M \tan \theta_S} \quad (1)$$

donde  $Z_M$  y  $Z_S$  son las impedancias características y  $\theta_M$  y  $\theta_S$ , las longitudes eléctricas de la línea microstrip y slotline, asociadas al conductor y a la ranura, respectivamente. Se observa pues que la impedancia imagen de la sección acoplada formada por el conductor y la ranura puede presentar una impedancia independiente de la frecuencia si se consigue que  $\theta_M = \theta_S$ . Para llevar a cabo el diseño, se fija la condición anterior a una frecuencia y se asume comportamiento en banda ancha, gracias a la complementariedad del stub y la ranura. Una posibilidad para realizar el diseño consiste en hacer resonar la ranura y el stub a la misma frecuencia.

En la Fig. 1 puede verse un diseño fabricado sobre el sustrato GML 1032, con altura de 30 mil y  $\epsilon_r = 3.2$ . Las longitudes de la ranura y el conductor se eligieron para que ambos resonaran a 5.4 GHz y sus anchos se escogieron para que la impedancia imagen fuera de  $50 \Omega$ : las longitudes de la ranura y el conductor son 21.52 y 20.20 mm y los anchos, 0.47 y 0.61 mm, respectivamente. El ancho de la microstrip se fija en 1.84 mm para conseguir una impedancia de  $50 \Omega$ .

Dado que la sección acoplada corresponde a una sección C de un desfaseador de Schiffman, tiene una respuesta en fase dependiente de la frecuencia. La fase que introduce el elemento, junto con la que introduce el tramo de línea

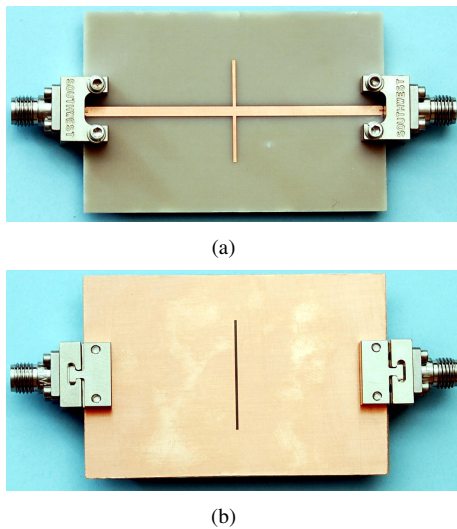


Fig. 1. Prototipo del elemento radiante. (a) Cara del conductor. (b) Cara de la ranura.

microstrip, van a determinar el desfase total que introduce el elemento radiante. A la hora de construir un array con varios elementos, este desfase va a determinar el ángulo de apuntamiento de la antena. Para la geometría de elemento de la Fig. 1, el desfase que introduce el elemento strip-slot, descontando lo que introducen los tramos de microstrip de interconexión, se muestra en la Fig. 2.

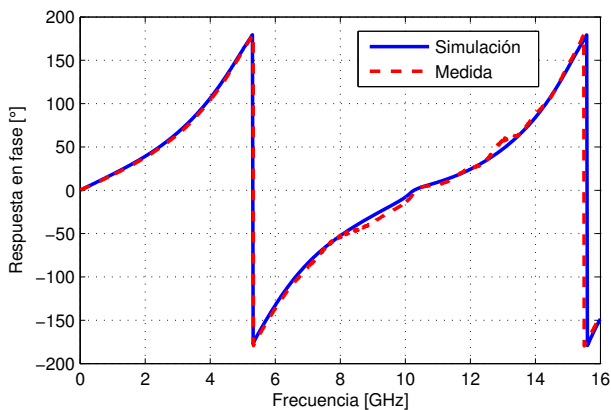


Fig. 2. Respuesta en fase del elemento radiante medida y simulada.

### III. ARRAY SERIE LINEAL

Gracias a la configuración serie del elemento strip-slot complementario, se pueden construir arrays de onda progresiva con él de forma casi inmediata. Se ha fabricado y medido un prototipo poniendo en cascada cinco elementos del diseño de la Fig. 1, con una separación de 10 mm [4]. El layout resultante se muestra en la Fig. 3.

La Fig. 4 muestra una comparación entre el coeficiente de reflexión del array y el del elemento, incluyendo medidas y simulaciones. Como se puede observar, el elemento presenta buena adaptación en un ancho de banda considerable (1-16 GHz). Sin embargo, este comportamiento no se mantiene

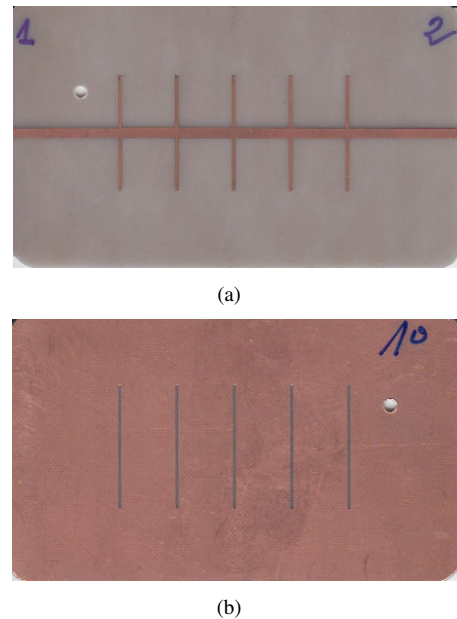


Fig. 3. Prototipo de array lineal. (a) Cara de los stubs. (b) Cara de las ranuras.

cuando se unen cinco elementos para formar un array. Esto se debe a que a la frecuencia de broadside del array (aquella frecuencia en la que todos los elementos están en fase) se suman en fase las pequeñas desadaptaciones que introduce cada elemento. Estas bandas de desadaptación indeseadas son intrínsecas a este tipo de arrays [5].

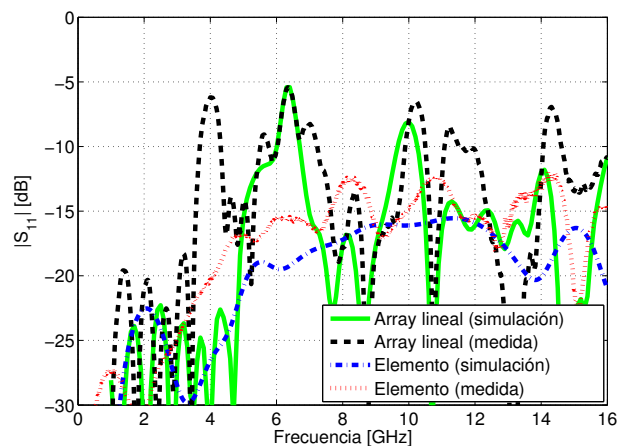


Fig. 4. Comparación del  $|S_{11}|$  entre el array lineal y el elemento correspondiente.

Debido a la propia respuesta en fase del elemento (sumada a la de los tramos de línea microstrip de 5 mm por cada lado), se espera un barrido del haz con la frecuencia. La Fig. 5 muestra el diagrama de radiación del array para las dos bandas de radiación que se obtienen en el ancho de banda estudiado. El array presentado es capaz de barrer ángulos desde atrás hacia delante, pasando por la dirección de broadside. Además, conviene hacer notar que en la banda de 5.5 a 7.1 GHz se emite más radiación al semiespacio correspondiente a las ranuras y

en la banda más alta (de 12.9 a 15.3 GHz), va más radiación hacia el semiespacio de los stubs. Esto se debe a que el elemento radia mayor potencia a través de las ranuras para frecuencias cercanas a la primera resonancia (5.4 GHz) y más potencia a través de los stubs cerca de la segunda (10.8 GHz).

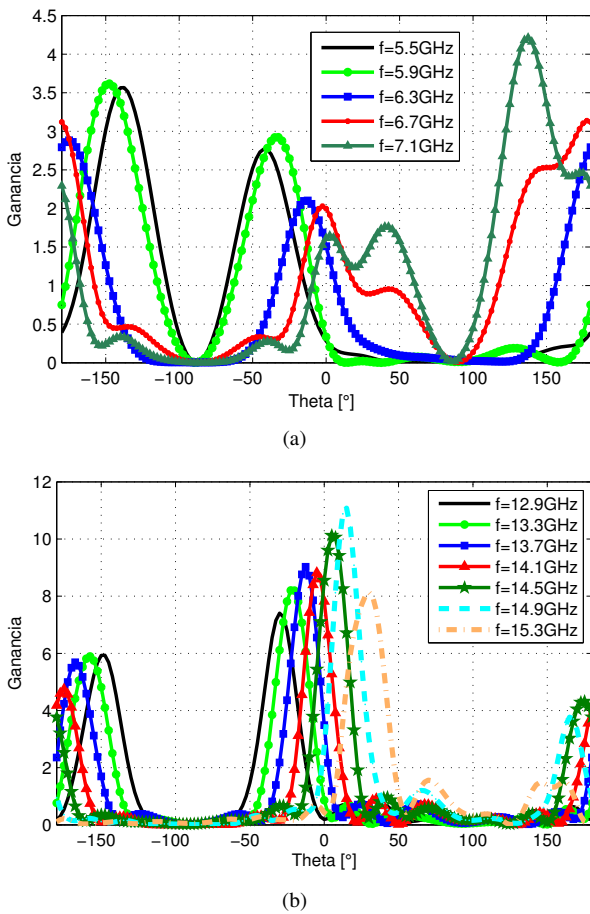


Fig. 5. Diagramas de radiación simulados en el plano longitudinal al array. (a) 5.5-7.1 GHz y (b) 12.9-15.3 GHz.  $\theta = 0^\circ$  apunta a la dirección de broadside por el lado de los stubs.

#### IV. ARRAY SERIE CIRCULAR

Otra de las configuraciones posibles de arrays alimentados en serie es un array circular, con el objetivo de conseguir una antena con polarización circular. En la Fig. 6 se muestra nuestra propuesta de este tipo de array con el elemento strip-slot [6]. Consiste en un array en forma de anillo constituido por cuatro elementos. Con el objetivo de obtener polarización circular, se utiliza la técnica de rotación secuencial [7]: cada elemento tiene una orientación y un desfase de  $90^\circ$  con respecto a sus adyacentes. En este caso, esta técnica se aplica con una línea microstrip circular terminada en carga adaptada.

La geometría de los elementos radiantes empleados en este array es la misma que en el caso del array lineal y se corresponde con la de la Fig. 1. De esta forma, la respuesta en fase intrínseca del elemento es la de la Fig. 2 y es, por tanto, el radio de la línea microstrip el que determina los

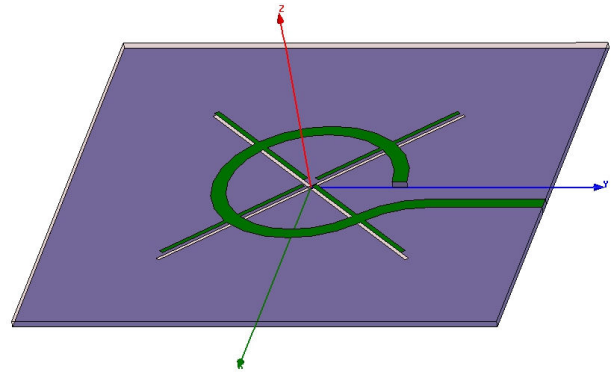


Fig. 6. Geometría del array circular propuesto.

puntos en frecuencia en el que el desfase entre elementos es de  $90^\circ$ . En este ejemplo, se ha fijado el radio externo de la microstrip a 12 mm. Viendo la respuesta en fase del elemento con los tramos de línea microstrip correspondientes, es posible predecir las bandas donde se obtendrá polarización circular y radiación broadside:  $f=6.2, 8.9$  y  $12.3$  GHz [6].

La Fig. 7 representa el parámetro  $S_{11}$  simulado del array circular propuesto y lo compara con el del elemento. Se observa un comportamiento similar al que se obtenía en el array lineal, con ciertas bandas de desadaptación que no se obtienen en el elemento individual. Sin embargo, en este caso, las bandas de trabajo (que se corresponden con polarización circular) son precisamente las bandas con mejor adaptación. Esto se puede comprobar viendo las bandas donde la relación axial, dibujada en la Fig. 8, es menor que 3 dB, que coinciden con las predichas a partir de la respuesta en fase del elemento.

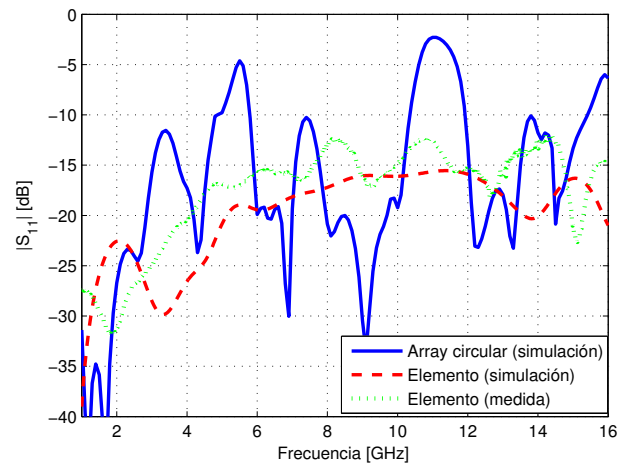


Fig. 7. Parámetro  $|S_{11}|$  simulado del array circular comparado con el del elemento.

Por último, se representa en la Fig. 9 el diagrama de radiación del array circular simulado para las tres frecuencias de mayor pureza de polarización. Como se esperaba, la radiación tiene dirección broadside en las tres bandas con diagrama en forma de pincel y buena simetría con respecto al eje z. Al igual que en el array lineal, la dirección principal de radiación

depende de la frecuencia: más radiación hacia las ranuras se observa para las dos primeras bandas de trabajo ( $f=6.2$  y  $8.9$  GHz) y más potencia radiada hacia los stubs, para la tercera banda ( $f=12.3$  GHz). Además, hay que destacar que el signo de la polarización cambia para los dos semiespacios y se alterna para las distintas bandas.

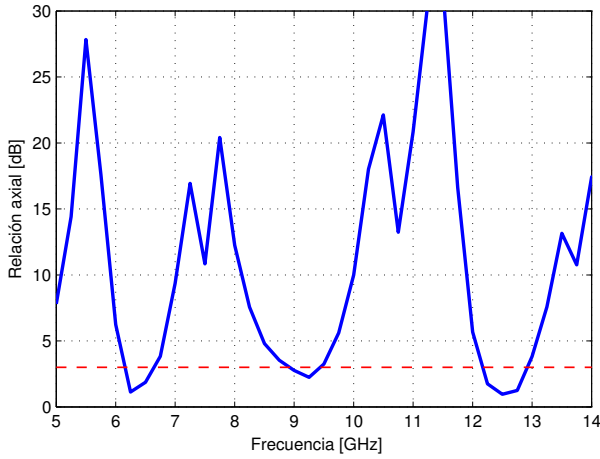


Fig. 8. Relación axial simulada del array circular.

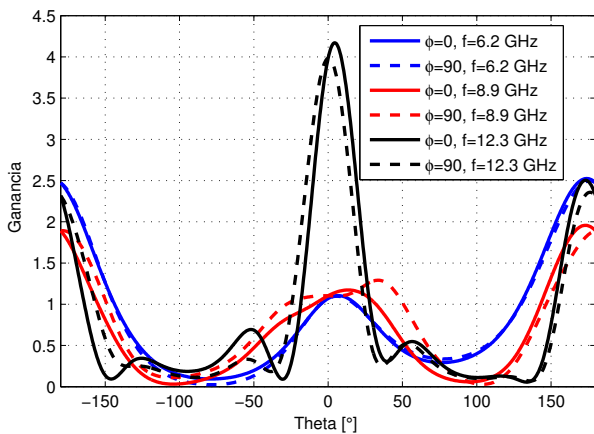


Fig. 9. Diagramas de radiación simulados para las tres bandas de trabajo del array circular. Las líneas continuas representan los diagramas en el plano de elevación de  $\phi = 0^\circ$  y las discontinuas, el de  $\phi = 90^\circ$ .  $\theta = 0^\circ$  apunta a la dirección de broadside por el lado de los stubs.

## V. CONCLUSIONES

Se ha mostrado la versatilidad del elemento strip-slot complementario para construir arrays planares a través de dos configuraciones distintas. Gracias a la adaptación en banda ancha del elemento, se pueden construir arrays alimentados en serie de forma sencilla sin tener que dedicar esfuerzo a la adaptación del elemento dentro del array para la banda de trabajo. Además, se puede conseguir comportamiento multi-banda o barrido del haz en bandas relativamente anchas, lo cual sería más difícil de alcanzar si se utilizase un elemento resonante.

El trabajo futuro se centrará en aplicar estos diseños a aplicaciones concretas y explorar nuevas configuraciones de arrays.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación (Programa CONSOLIDER-INGENIO 2010) bajo los proyectos CSD2008-00066, EMET, y CSD2008-00068, Terasense, y por la Junta de Andalucía bajo el proyecto P10-TIC-6883.

## REFERENCIAS

- [1] E. Abdo-Sánchez, T.M. Martín-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa, J.E. Page, and J. Esteban, "Bandwidth enhancement of microstrip-fed slot radiating element using its complementary stub," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Apr. 2011, pp. 1125–1128.
- [2] E. Abdo-Sánchez, J.E. Page, T.M. Martín-Guerrero, J. Esteban, and C. Camacho-Peñalosa, "Planar Broadband Slot Radiating Element Based on Microstrip-Slot Coupling for Series-fed Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 6037–6042, Dec. 2012.
- [3] B.M. Schiffman, "A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, no. 2, pp. 232–237, Apr. 1958.
- [4] E. Abdo-Sánchez, J. Esteban, T.M. Martín-Guerrero, J.E. Page, and C. Camacho-Peñalosa, "Microstrip Series-Fed Array Based on the Strip-Slot Element," *Proceedings of the 7th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Apr. 2013, Gothenburg.
- [5] R. E. Collin and F. J. Zucker, *Antenna Theory*. New York: McGraw-Hill, 1969.
- [6] E. Abdo-Sánchez, C. Camacho-Peñalosa, T.M. Martín-Guerrero, J. Esteban, and J.E. Page, "Multiband Circularly-Polarized Planar Array Based on the Complementary Strip-Slot Element," to be presented at the *43rd European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2013, Nürnberg.
- [7] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 9, pp. 1113–1124, Sep. 1986.