

Elemento Radiante de Banda Ancha en Microstrip Cerrada para Arrays Alimentados en Serie

Alberto Hernández Escobar, Elena Abdo Sánchez, Carlos Camacho Peñalosa
{ahe, elenaabdo, ccp}@ic.uma.es

Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga Andalucía Tech,
Blvr. Louis Pasteur 35, 29010 Málaga

Resumen—A previous radiating element in transmission configuration proposed by the authors is alternatively implemented using enclosed microstrip configuration. The new implementation overcomes fabrication issues and improves its compatibility with microstrip technology. Simulation and measurement of the element show a broad impedance bandwidth and a unilateral radiation pattern. To illustrate the applicability of the element, a preliminary analysis of a leaky-wave series-fed array with 7 radiating elements is carried out. Simulation results of the array show a 48 % fractional bandwidth and a single, frequency-steerable beam. The beam is able to steer $\pm 45^\circ$.

I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, las antenas de ranura han demostrado sus numerosas ventajas y han sido empleadas exhaustivamente. Sin embargo, no suelen ser apropiadas para aplicaciones con elevado ancho de banda debido a su naturaleza resonante y su estrecho ancho de banda de impedancia. En [1] se propuso un elemento radiante para arrays alimentados en serie que presenta un muy elevado ancho de banda de impedancia y que empleaba una ranura alimentada por una línea microstrip. Este elemento, denominado “strip-slot complementario”, presenta radiación bilateral, hacia los dos semiespacios.

Para aumentar el número de posibles aplicaciones del “strip-slot complementario”, los autores han propuesto en [2] un elemento radiante basado en el mismo principio que radia únicamente en un semiespacio, lo cual se consigue cerrando la estructura, obteniéndose una ranura sobre cavidad (*Cavity-Backed Slot*) [3], [4]. El elemento se alimentó empleando una stripline asimétrica y heredó la configuración en transmisión del “strip-slot complementario”. A diferencia de otras ranuras sobre cavidad presentes en la literatura, este novedoso elemento tiene un considerable ancho de banda de impedancia.

A pesar de sus cualidades, el prototipo que se fabricó en [2] presentaba varios problemas con su implementación. La fabricación era muy sensible a errores y resultaba difícil conectar el elemento a otras estructuras. En esta contribución, se ilustra una nueva implementación de este elemento radiante empleando, en lugar de stripline asimétrica, microstrip cerrada, que le da robustez al elemento y compatibilidad con tecnología más común.

La configuración en transmisión de este tipo de elementos y su limitada radiación los hace especialmente adecuados para construir arrays alimentados en serie [5]. En esta comunicación, se analiza y se diseña un array de elementos basados en el “strip-slot complementario” con radiación unidireccional como una antena tipo *leaky-wave*. El elevado ancho de banda del elemento simplifica considerablemente el diseño del array

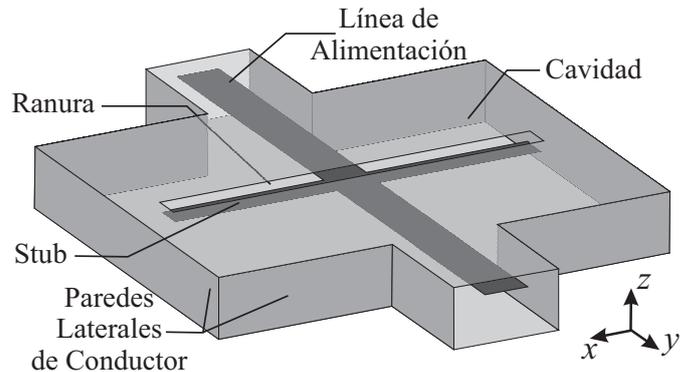


Fig. 1. Geometría de la estructura propuesta.

y hace que la antena sea capaz de orientar su haz en función de la frecuencia a la que se trabaje.

En la Sección II se describe el elemento radiante previamente propuesto. En la Sección III se explica la nueva implementación, se diseña y se muestran los resultados empleando la misma. En la Sección IV se realiza un diseño preliminar de un array basado en la nueva implementación del elemento y se muestran los resultados de su simulación. Finalmente, en la Sección V se presentan las conclusiones obtenidas.

II. ELEMENTO RADIANTE PROPUESTO

El elemento radiante propuesto previamente [2] está constituido por una estructura cerrada hecha con tres capas de conductores que es alimentada por una stripline asimétrica empleando una configuración en transmisión. El elemento presenta una ranura en la capa metálica superior que permite la radiación y que es alimentada por la stripline. Además, para conseguir adaptación en un amplio ancho de banda, debajo de la ranura se ha colocado su *stub* complementario junto a la stripline. La Fig. 1 muestra la geometría general del elemento radiante.

La estructura se ha modelado a partir la red en celosía de forma análoga a como se hizo en [1]. Empleando este modelo, es posible separar las contribuciones de la ranura y del *stub* en cada una de las impedancias, Z_a (rama serie) y Z_b (rama cruzada), respectivamente. Estas impedancias pueden modelarse a su vez con líneas de transmisión, cuyos parámetros se pueden extraer de las dimensiones físicas de la estructura. Con este procedimiento, es posible diseñar fácilmente la longitud del *stub* para conseguir un elevado ancho de banda de impedancia, que se consigue cuando el polo de Z_a coincide en frecuencia con el cero de Z_b .

Sin embargo, como la estructura está cerrada, se forma una cavidad que hace que aparezcan efectos indeseados. Primero, la resonancia del modo TE_{10} en la cavidad limita el ancho de banda de la estructura. Además, el comportamiento de la ranura puede no ser el esperado si la cavidad es demasiado pequeña. Estos dos factores hacen que el diseño de la cavidad sea fundamental para el correcto funcionamiento del elemento.

III. NUEVA IMPLEMENTACIÓN

Emplear stripline asimétrica en la fabricación del prototipo trajo problemas adicionales en el elemento. Cada capa metálica se fabricó en una lámina de sustrato muy delgada, las cuales se suspendieron en el aire dejando el espacio diseñado entre ellas usando arandelas de nailon. Estas arandelas iban insertadas alrededor de tornillos que fijaban la estructura y la cerraban, haciendo de paredes verticales metálicas. Sin embargo, la distancia entre la lámina de la ranura y la lámina de la stripline es muy crítica, y utilizando esta implementación se obtenían ondulaciones e irregularidades en estas capas y en la distancia entre ellas. Por otra parte, los conectores que emplearon eran para stripline simétrica, que además de ser difíciles de colocar en una stripline asimétrica, limitaban el espesor máximo del elemento completo.

En esta contribución, se propone una implementación alternativa más sencilla que elimina muchos de los problemas de la anterior. La nueva estructura consta de un único sustrato, donde van impresos tanto la ranura como la stripline con el *stub*, en la capa metálica superior e inferior, respectivamente. De esta forma, la distancia entre las dos capas es constante, y se reduce considerablemente el error producido en la fabricación. La estructura se cierra con una lámina de cobre, y es de nuevo cerrada lateralmente por los tornillos, alrededor de los cuales se colocan arandelas de nailon para colocar la lámina de cobre a la distancia deseada. Este tipo de topología es denominada "microstrip cerrada", ya que, si el plano de masa está suficientemente alejado del sustrato, se trata de una microstrip convencional que está cerrada superior y lateralmente por conductor. Así pues, se emplearon conectores para microstrip, ya que la impedancia de la línea microstrip y la microstrip cerrada en este caso es muy similar y no es necesaria transición.

A. Diseño y Resultados

Con las directrices propuestas en [2], se ha realizado un diseño que emplea esta nueva implementación. Para ello, se ha usado el sustrato Rogers RO4350B con constante dieléctrica, ϵ_r , de 3.66 y 0.51 mm de espesor. Se ha escogido la anchura de la línea microstrip de alimentación de 1.1 mm para que tenga una impedancia de 50Ω . El ancho de la cavidad se ha elegido de 22.4 mm, y la longitud de 32 mm, dejando la frecuencia de resonancia del TE_{10} en la cavidad en torno a 8 GHz. La lámina de cobre se ha colocado a 3.2 mm del sustrato y la anchura de la ranura se ha fijado en 0.3 mm para asegurar la radiación de la ranura a partir de 4 GHz. Para que la impedancia de la estructura complementaria sea cercana a 50Ω , se ha elegido una anchura del *stub* de 0.3 mm. Las longitudes de la ranura y del *stub* se han diseñado para que la frecuencia central, donde coinciden los polos y ceros de Z_a y Z_b , sea de 5.2 GHz, siendo de 22 mm y 18.6

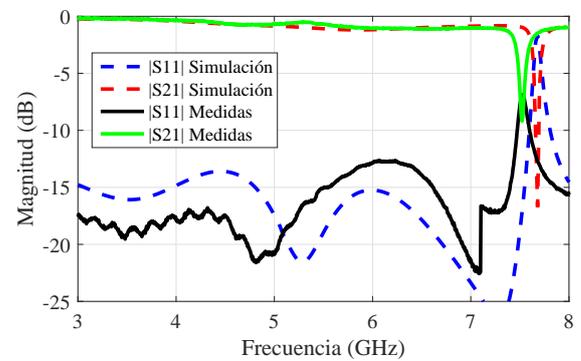
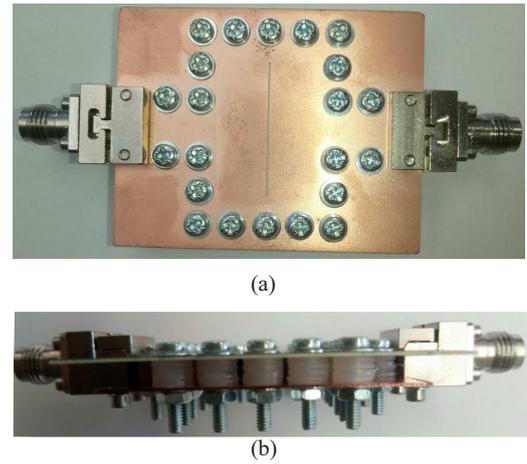


Fig. 3. Módulo de los parámetros S de la estructura simulada y fabricada.

mm respectivamente. Los tornillos tienen un diámetro de 2 mm y se colocaron con un espacio de 5.6 mm entre ellos. La Fig. 2 muestra el prototipo fabricado, que ha resultado considerablemente más robusto que el de [2].

El prototipo se ha medido empleando un kit de calibración TRL fabricado con la misma tecnología, lo que ha permitido llevarnos los planos de referencia, coincidentes, al centro de la estructura en las medidas. La Fig. 3 muestra los parámetros S y los compara con la simulación obtenida empleando el simulador electromagnético comercial de ANSYS HFSS. Se ha obtenido un ancho de banda fraccional del 50%, limitado inferiormente por la radiación de la ranura a 4 GHz y superiormente en impedancia debido a la resonancia del modo TE_{10} en la cavidad en torno a 7.6 GHz. La correspondencia entre la medida y la simulación es razonable y el coeficiente de reflexión en la banda de trabajo es inferior a -12 dB. Para ver el efecto de la complementariedad, se muestran en la Fig. 4 las partes imaginarias de las impedancias Z_a y Z_b . Puede apreciarse que el polo de Z_a y el cero de Z_b coinciden tanto en simulación como en medida, que es lo que produce el amplio ancho de banda de impedancia del elemento.

En cuanto a la radiación, su diagrama es unidireccional, como se esperaba, y estable en el ancho de banda del elemento. La simulación del diagrama de radiación se muestra en la Fig. 5 a 5.2 GHz y 6.5 GHz. De la potencia introducida en el elemento, en torno a un 17% es radiada en la banda,

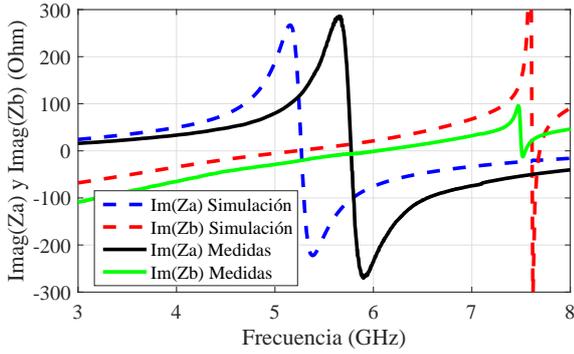


Fig. 4. Simulación y medida de las partes imaginarias de las impedancias de la celosía del elemento radiante.

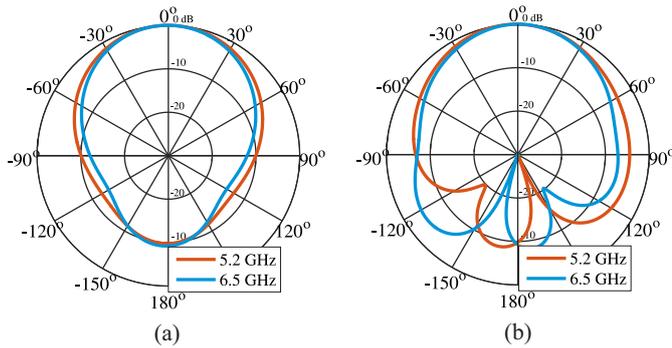


Fig. 5. Diagrama de radiación simulados de la componente co-polar a 5.2 y 6.5 GHz. (a) Plano YZ. (b) Plano XZ.

y la práctica totalidad restante pasa al siguiente puerto. La polarización obtenida es lineal, con una alta discriminación de polarización cruzada.

IV. ANÁLISIS PRELIMINAR DE UN ARRAY

Para ilustrar las posibilidades de este elemento radiante se ha diseñado un array alimentado en serie. Así pues, cascadeando un elemento con otro, es posible construir un array tipo *traveling-wave*, donde cada elemento radiará una fracción de la potencia que le llega. Se puede controlar la dirección principal del diagrama de radiación de estos arrays cambiando la frecuencia a la que se trabaja, consiguiendo así un haz orientable en frecuencia.

Para facilitar la inclusión del elemento en un array como el que se ha mencionado, se han modificado algunas dimensiones del elemento presentado en la sección anterior. Para reducir la distancia entre elementos, la anchura de la cavidad se ha reducido a 16 mm, lo cual ha subido tanto la frecuencia de resonancia del TE_{10} en la cavidad, como la frecuencia a la que empieza a radiar la ranura. Para compensar este efecto en cuanto a la radiación, se ha aumentado la distancia entre el sustrato y la lámina de cobre hasta los 6 mm, ya que al aumentar el espesor de la cavidad, la frecuencia a la que empieza a radiar la ranura disminuye. Con estas dimensiones, el ancho de banda del elemento habrá aumentado significativamente, ya que la frecuencia de la resonancia TE_{101} subirá hasta aproximadamente 10.2 GHz, aunque también se ha aumentado el espesor considerablemente. Por último, para corregir el problema de desadaptación característico de este tipo de arrays que ocurre a la frecuencia a la que se radia en *broadside*, se ha

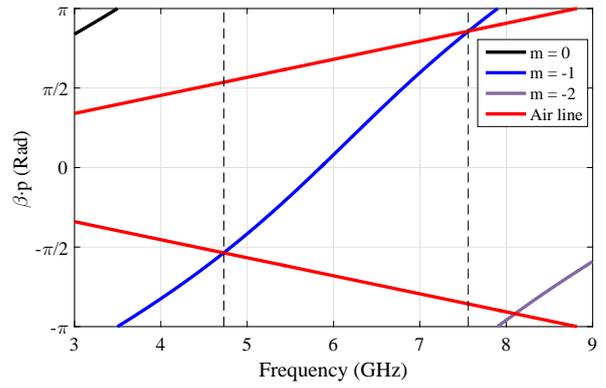


Fig. 6. Constantes de fase de los armónicos espaciales multiplicadas por p . Línea de aire en rojo.

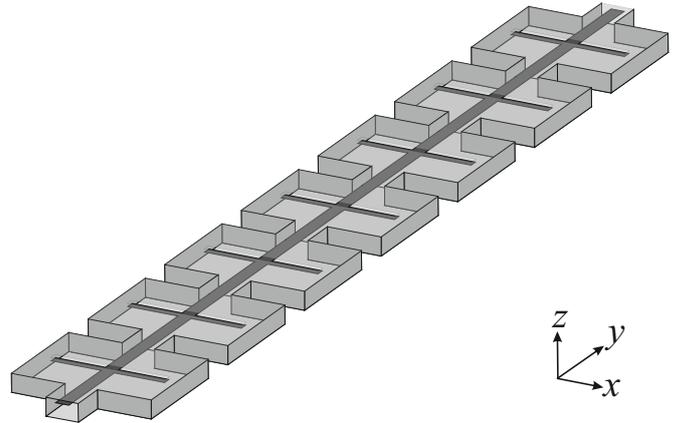


Fig. 7. Geometría del array simulado.

introducido un desalineamiento del *stub* respecto a la ranura de 0.03 mm, el cual hace mínima la desadaptación a 6 GHz (frecuencia central del diseño).

El elevado ancho de banda de impedancia del elemento ha permitido simplificar significativamente el diseño del array. En este caso, se ha diseñado el tamaño de la celda unidad, p , o distancia entre ranura y ranura para obtener un barrido completo del haz centrado en torno a 5.8 GHz, que es 17 mm. Para ilustrar el resultado, se muestra el cono de radiación en la Fig. 6, esto es, las constantes de fase multiplicadas por la longitud de la celda unidad, p , junto con la línea de aire ($k_0 p$). De esta figura se puede prever que el array tendrá el funcionamiento esperado en la banda entre 4.7 GHz y 7.6 GHz, frecuencia de *broadside* a 5.8 GHz y que el factor de array será del tipo *end-fire* en los extremos de la banda.

Además, también hay que elegir un número de elementos del que componer el array, que afecta directamente a su directividad. Como se trata de un diseño preliminar, se ha elegido un número bajo de elementos, 7. Como un único elemento radia aproximadamente un 17% de la potencia que le llega, tras 7 elementos la potencia que se habrá radiado es de alrededor de un 73%. Además, se han empleado elementos idénticos entre sí para hacer más simple el diseño.

La simulación del array que se ha diseñado muestra un ancho de banda de adaptación de 3.7 GHz a 7.6 GHz, como puede verse en la Fig. 8. Además, se muestra en la Fig.

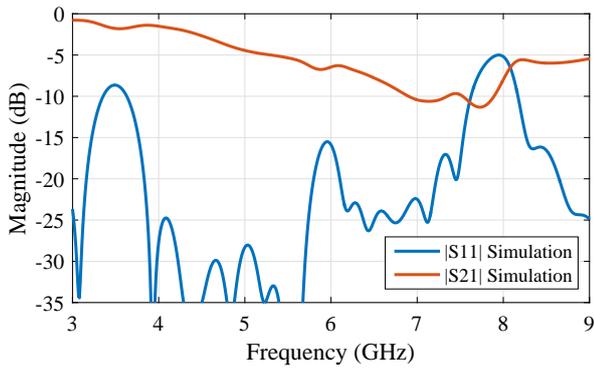


Fig. 8. Módulo de los coeficientes de transmisión y reflexión del array simulado.

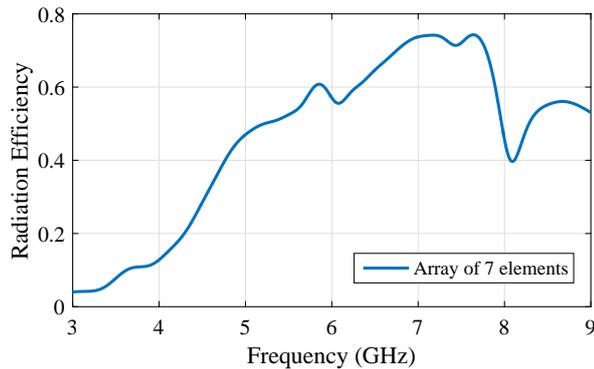


Fig. 9. Eficiencia de radiación del array simulado en función de la frecuencia.

9 la eficiencia de radiación del array, que alcanza el valor esperado del 73% en la banda de funcionamiento. Nótese que añadiendo más elementos al array se podría incrementar esta eficiencia de radiación, especialmente en torno a 5 GHz, donde es más baja. La Fig. 10 muestra la ganancia del array, que alcanza valores máximos cercanos a 11 dBi, y demuestra la capacidad del array de reorientar su haz en función de la frecuencia. Se ha comprobado que el análisis de la Fig. 6 ha permitido aproximar la frecuencia de *broadside*, que finalmente es 5.9 GHz. El haz puede reorientarse entre -45° y $+60^\circ$.

V. CONCLUSIONES

Se ha descrito una nueva implementación para un elemento radiante con configuración en transmisión previamente propuesto. La nueva implementación proporciona una fabricación más sencilla y le da robustez al elemento, además de hacer el elemento directamente compatible con tecnología microstrip. Las medidas del prototipo fabricado han satisfecho las expectativas de ancho de banda de impedancia y propiedades de radiación, demostrando de nuevo sus excelentes cualidades. El análisis preliminar del array ilustra la aplicabilidad del elemento en antenas tipo *leaky-wave*. La simulación de dicho array ha mostrado un ancho de banda porcentual del 48% y un único lóbulo principal reorientable con la frecuencia $\pm 45^\circ$.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado en parte gracias a la financiación de la Unión Europea dentro del marco de investigación

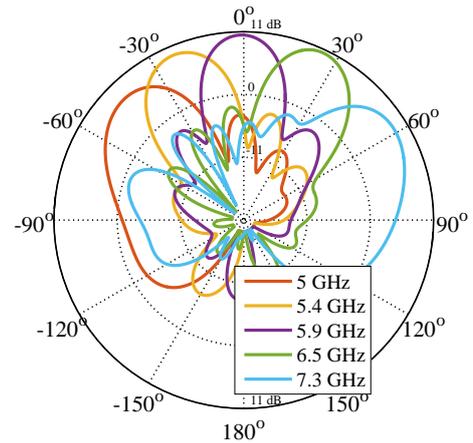


Fig. 10. Diagrama de radiación de ganancia del array simulado a 4.7, 5.3, 6, 6.8 y 7.6 GHz. Plano YZ.

e innovación Horizonte 2020 bajo la beca Marie Skłodowska-Curie con referencia 706334, en otra parte del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte, dentro del Programa para la Formación del Profesorado Universitario, con referencia FPU15/06457 y en otra parte del Ministerio de Economía y Competitividad, bajo el proyecto ADDMATE TEC2016-76070-CR3-3-R.

REFERENCIAS

- [1] E. Abdo-Sánchez, J.E. Page, T. Martín-Guerrero, J. Esteban and C. Camacho-Peñalosa, "Planar Broadband Slot Radiating Element Based on Microstrip-Slot Coupling for Series-fed Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, no. 2 Dic. 2012, pp. 6037–6042.
- [2] A. Hernández-Escobar, E. Abdo-Sánchez and C. Camacho-Peñalosa, "A Broadband Cavity-Backed Slot Radiating Element in Transmission Configuration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, bajo revisión.
- [3] J. Galejs, "Admittance of rectangular slot which is backed by a rectangular cavity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-11, no. 2, pp. 119–126, Mar. 1963.
- [4] C. Löcker, T. Vaupel and T. F. Eibert, "Radiation efficient unidirectional low profile slot antenna elements for X-band application," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 8, pp. 2765–2768, Aug. 2005.
- [5] R. Shavit and R. S. Elliott, "Design of transverse slot arrays fed by a boxed stripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, no. 4, pp. 545–552, Jul. 1983.