

Análisis Preliminar del Strip-slot Complementario en Tecnología Stripline

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,
Bulevar Louis Pasteur 35, 29010, Málaga.

Resumen—A stripline-fed slot antenna configuration is proposed using planar technology. Its main advantages are the broad impedance bandwidth available and the radiation in only one half-space, which are obtained with the use of its complementary strip element and the stripline technology, respectively. A lattice-network circuit model is proposed to understand the behavior of the structure and to design the radiating element. Its capabilities are highlighted through a design, which shows a simulated bandwidth of 8 GHz in the 10 GHz band and an unidirectional broadside radiation pattern.

I. INTRODUCCIÓN

Las antenas de ranura han sido estudiadas y usadas intensivamente en las últimas décadas [1] dadas sus numerosas ventajas, entre las cuales se incluyen su bajo coste, pequeño tamaño y facilidad de fabricación, haciéndolas ideales para construir agrupaciones de antenas. Sin embargo, la limitación principal de este tipo de elemento es su reducido ancho de banda. Para superar este problema, se propuso el *strip-slot* complementario en *microstrip* [2], un elemento que se comporta como una ranura alimentada por *microstrip* tradicional con la peculiaridad de poseer un ancho de banda de impedancia muy amplio.

Aunque el *strip-slot* complementario resulte una mejora significativa para las antenas de ranura, la bidireccionalidad de su diagrama de radiación es una característica que no es deseada en muchas aplicaciones. Con el objetivo de obtener un elemento radiante en un solo semi-espacio de banda ancha, en este trabajo se propone emplear tecnología *stripline* para conseguir radiación en una sola dirección.

En la sección II se explica la estructura del elemento propuesto. El análisis modal par-impar se presenta en la sección III para explicar su funcionamiento. En la sección IV se muestra una aproximación de circuito equivalente y su diseño. En la sección V, se presentan los resultados de la simulación de un diseño a 10 GHz, finalizando con las conclusiones obtenidas en la sección VI.

II. GEOMETRÍA DE LA ESTRUCTURA

El elemento aquí propuesto, que se ha denominado *stripline-slot* complementario, está compuesto por una línea de transmisión tipo *stripline* asimétrica que alimenta a los elementos complementarios entre sí: un *stub*, perpendicular a dicha línea, y una única ranura, alimentada mediante acoplamiento y situada en uno de los planos de masa a la misma altura que el *stub*, como se puede ver en la Fig. 1. Para realizar las paredes laterales metálicas de la *stripline* se han empleado postes metálicos, similar a los empleados en tecnología SIW, envolviendo así los elementos complementarios en una cavidad. La configuración en transmisión del elemento hace que

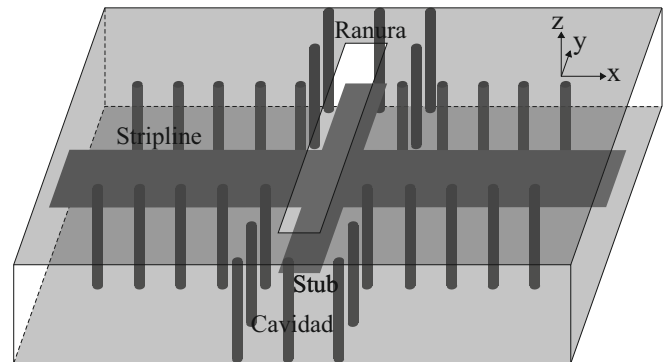


Fig. 1. Geometría del elemento propuesto.

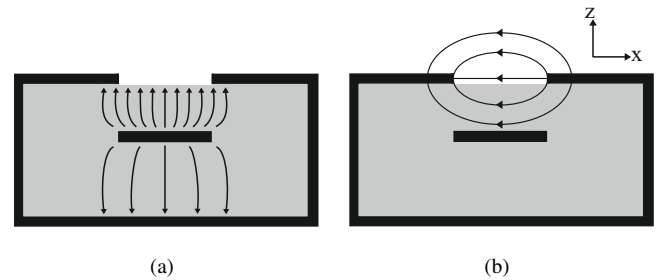


Fig. 2. Líneas de campo eléctrico idealizadas de los modos dentro de la cavidad. (a) Modo par, cuasi-TEM. (b) Modo impar, modo cuasi-slot.

una parte significativa de la potencia de entrada se transmita a la carga, y está indicada para realizar agrupaciones de onda progresiva.

III. ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA COMPLEMENTARIA

Así como en el *strip-slot* complementario en *microstrip*, se espera que el funcionamiento de la estructura venga dado por la aparición de dos modos aproximadamente ortogonales entre sí, con dirección de propagación paralela al eje y (Fig. 1), y que cada uno de estos modos esté asociado a la ranura o al *stub* exclusivamente, si el acoplamiento es bajo. En este caso, la propagación de estos modos se produce dentro de la cavidad y la idealización del campo eléctrico de dichos modos puede verse en la Fig. 2. La cuasi-ortogonalidad mencionada permite un análisis modal par-impar de la estructura, siempre y cuando no aparezcan otros modos adicionales en la banda de interés.

A. Análisis del modo par

El modo par que se propaga por la cavidad de la estructura tiene unas líneas de campo similares a las que se muestran en la Fig. 2(a). Este modo se corresponde con el modo cuasi-*TEM* producido por la guía tipo *stripline* asimétrica que forma el *stub* con la cavidad y es alimentado a través del modo *TEM* de la *stripline* que da acceso a la cavidad. El hecho de que el modo par sea cuasi-*TEM* simplifica considerablemente no solo su análisis, sino también su modelo circuital.

B. Análisis del modo impar

Aunque las líneas de campo del modo impar, que se asemejan a las mostradas en la Fig. 2(b), se corresponden con las líneas de campo de un modo cuasi-*slot*, el análisis de este modo no resulta tan sencillo, pues la estructura que genera este modo es, realmente, una ranura sobre una cavidad o *Cavity-Backed Slot* (CBS) [3], dificultando la obtención de un modelo preciso. Además, dado que la ranura sobre cavidad tiene únicamente un conductor, el modo impar, cuasi-*slot*, presentará frecuencia de corte, lo cual implica que este análisis será válido únicamente para frecuencias suficientemente superiores a esta frecuencia de corte.

C. Modos adicionales

Otro detalle a tener en cuenta es la aparición de modos similares a los de la guía rectangular, como el TE_{10} , que puede propagarse incluso cuando las dimensiones de la cavidad son apropiadas para el funcionamiento del modo cuasi-*slot*, interfiriendo así con el comportamiento esperado de la estructura. Para solucionar este problema habrá que alejar la propagación de este modo de la frecuencia de trabajo del elemento.

IV. CIRCUITO EQUIVALENTE Y DISEÑO

Para ampliar la comprensión del funcionamiento de la estructura y elaborar un procedimiento de diseño, se va a encontrar un circuito equivalente para este elemento empleando la red en celosía y, posteriormente, se hallarán equivalentes circuitales a los elementos correspondientes a cada uno de los modos para establecer unos sencillos, pero eficaces, criterios de diseño.

A. Red en Celosía

La red en celosía ha sido estudiada desde hace varias décadas y ha sido empleada en circuitos de comunicaciones en numerosas ocasiones [4]. La topología de la red en celosía simétrica, que se muestra en la Fig. 3(a), consiste en dos ramas serie de impedancias, denominadas Z_a , y dos ramas cruzadas de impedancias, llamadas Z_b . Esta topología presenta una ventaja adicional a las topologías en T o en Π , y es que pueden mostrar una impedancia imagen independiente respecto a la frecuencia cuando los elementos son complementarios, es decir, Z_a y Z_b tienen el mismo comportamiento en frecuencia. Esta impedancia imagen está dada por [4]

$$Z_{im}(\omega) = \sqrt{Z_a(\omega)Z_b(\omega)}. \quad (1)$$

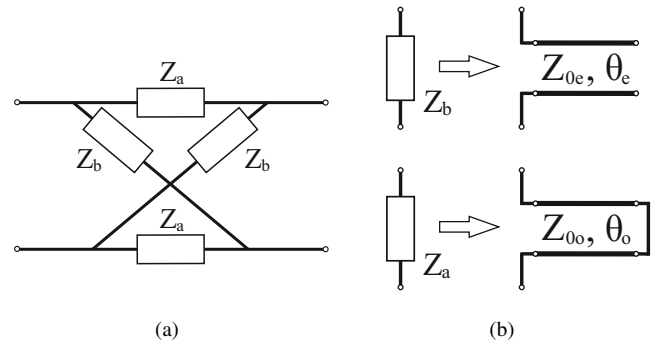


Fig. 3. Circuito equivalente de media cavidad de la estructura. (a) Red en celosía general. (b) Equivalencias en líneas de transmisión según modos par e impar.

B. Modelo circuital

Cuando todas las condiciones descritas durante el análisis de la sección anterior se cumplen, se puede suponer que, tal y como ocurre con el *strip-slot* complementario en *microstrip*, media zona de acoplamiento *strip-slot* puede modelarse con una red en celosía como la de la Fig. 3(a), que en este caso corresponde a la mitad de la cavidad. Además, para modelar la cavidad completa solo es necesario dos redes en celosía de las ya mencionadas, idénticas, en paralelo. Otra de las ventajas de la red en celosía es que las impedancias de las ramas serie, Z_a , están asociadas únicamente al modo impar que se propaga en la cavidad, y que las impedancias de las ramas cruzadas, Z_b , solo dependen del modo par. De esta forma, es posible separar las contribuciones de los distintos modos en el modelo, así como en el diseño.

El modo par tiene una equivalencia circuital sencilla, ya que se corresponde con el modo *TEM* de una línea de transmisión tipo *stripline* acabada en circuito abierto. Por esto, la impedancia Z_b en la celosía corresponde a una línea de transmisión terminada en circuito abierto que modela una mitad del strip (Fig. 3(b)). De esta forma, la impedancia característica de dicha línea de transmisión estará gobernada por la anchura del strip y por su distancia a los planos de masa superior e inferior, mientras que la longitud del strip permite controlar la longitud eléctrica.

Sin embargo, la contribución del modo impar no tiene un modelo preciso tan simple, dada la complejidad del comportamiento del CBS. En este caso, la impedancia Z_a de la celosía corresponde a una sección de sistema de transmisión soportando el modo cuasi-*slot* terminada en cortocircuito (Fig. 3(b)). Aunque, evidentemente, la longitud y la anchura del *slot* controlan su longitud eléctrica y el nivel de impedancia, no se dispone de un modelo sencillo que permita determinar los valores de estos parámetros a partir de las dimensiones de la sección transversal de la estructura. No obstante, el modelado circuital basado en simulación electromagnética permite explicar de forma bastante intuitiva el comportamiento observado.

C. Diseño

Antes de poder aplicar el circuito equivalente, es necesario evitar la propagación del modo TE_{10} sin disminuir demasiado la frecuencia de corte del modo cuasi-*slot*. La frecuencia de corte del modo TE_{10} , que es bien conocida, se puede ajustar con la anchura de la cavidad. Para contribuir a la propagación

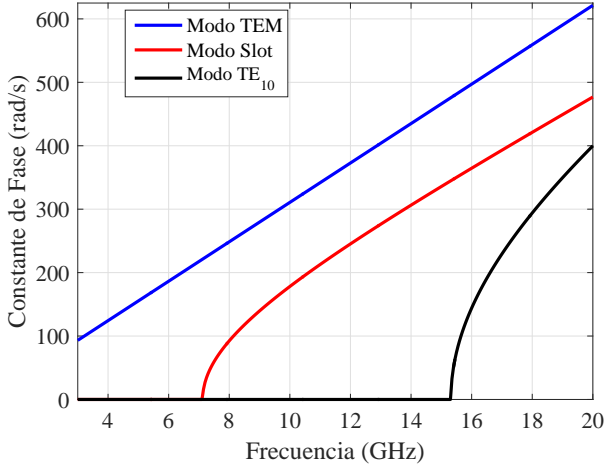


Fig. 4. Constante de fase de los tres primeros modos propagados en la cavidad de la estructura.

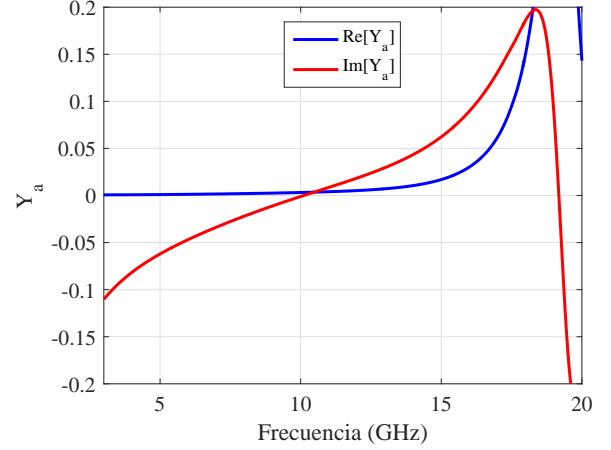
del modo impar será necesario, entonces, modificar el espesor de la cavidad y la anchura de la ranura hasta obtener un resultado satisfactorio. Para ilustrar la propagación de estos modos a lo largo de la cavidad, se muestran resultados de la simulación del diseño propuesto en la sección V, empleando el software de simulación ANSYS HFSS, Fig. 4. Se calculan las constantes de fase de los tres primeros modos propagados: modo cuasi-*TEM*, modo *slot*, y modo TE_{10} , apreciándose que el modo *slot* presenta frecuencia de corte y que en este diseño está en torno a la frecuencia de 7 GHz . El modo TE_{10} comienza a propagarse en torno a 15 GHz , lo cual podría limitar el funcionamiento del elemento a partir de esta frecuencia.

Una vez que la cavidad ha sido diseñada, se necesita que el valor de la impedancia imagen sea aproximadamente constante en el mayor margen de frecuencias posible y, además, que tenga un valor cercano al doble de la impedancia característica de los puertos que dan acceso al elemento, Z_0 , que habitualmente es $50\ \Omega$. Tanto la impedancia Z_a como la admitancia Y_b , presentan polos, ya que se corresponden con las immitancias de líneas de transmisión acabadas en circuito abierto o cortocircuito, respectivamente. Para hacer que la impedancia imagen de la red en celosía sea lo más constante posible, estos polos deben estar próximos entre sí, de forma que se cancelen mutuamente y den lugar a una respuesta plana en frecuencia. Hacer esto se traduce en que las longitudes eléctricas de las líneas de transmisión que modelan Z_a y Z_b , θ_o y θ_e respectivamente, deben coincidir. En la práctica, solo será posible hacer que un par de polos aparezcan a la misma frecuencia, pues la constante de fase del modo cuasi-*slot* no es lineal con la frecuencia y, entonces, resulta conveniente hacer que ambos se sitúen en la frecuencia central de trabajo deseada. Las ecuaciones de diseño extraídas quedan reflejadas en (2) y (3),

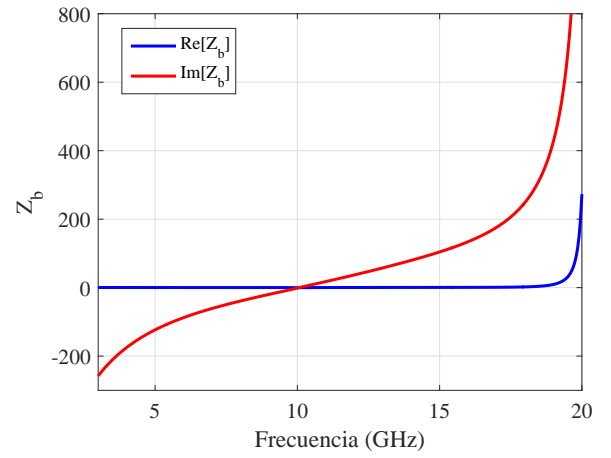
$$\theta_e = \theta_o \quad (2)$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} = Z_0 \quad (3)$$

donde Z_{0e} y Z_{0o} son las impedancias de las líneas de transmisión que modelan los modos par e impar, respectivamente.



(a)



(b)

Fig. 5. Parte real e imaginaria de las immitancias del circuito equivalente del elemento simulado. (a) Admitancia Y_a . (b) Impedancia Z_b .

La condición (3) también puede presentar problemas prácticos, pues no siempre es sencillo obtener impedancias suficientemente altas en tecnología *stripline*, que suelen ser inferiores respecto a la habitual *microstrip*, por tener dos planos de masa. Alejar los planos de masa no siempre es una opción y, además, modifica el espesor de la cavidad. Hacer el *stub* estrecho hasta lo permitido por los límites de fabricación no siempre es suficiente, y para aumentar la impedancia del CBS se necesita incrementar el acoplamiento entre la *stripline* y la ranura usando, en este caso, la *stripline* asimétrica [5], que ha sido la solución adoptada. Se debe llegar a un compromiso en cuanto a la asimetría de la *stripline* porque, aunque aumente la impedancia de la estructura, si es muy elevada podría haber acoplamiento significativo entre los modos par e impar de la estructura y la independencia en el diseño no sería posible.

V. RESULTADOS

Con el simulador electromagnético ANSYS HFSS, se ha simulado la estructura completa de la Fig. 1 diseñada para un funcionamiento en torno a los 10 GHz , usando un sustrato de $\epsilon_r = 2,2$, con la altura mayor, bajo la *strip*, de $h_2 = 3,125\text{ mm}$ y la altura menor de $h_1 = 0,789\text{ mm}$. La anchura de la *stripline* de acceso a la cavidad está diseñada

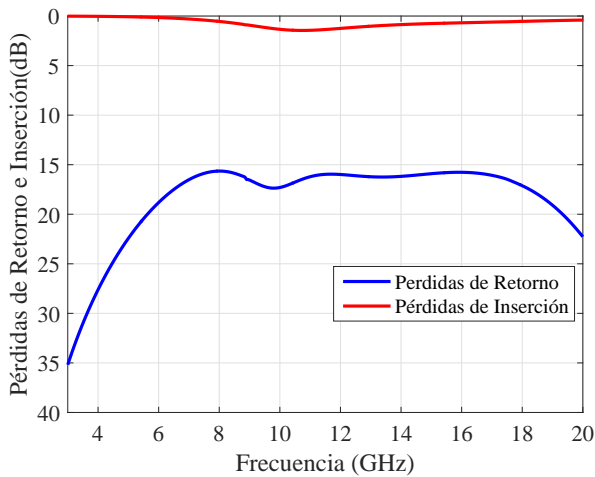


Fig. 6. Pérdidas de retorno e inserción de la estructura simulada en dB .

para que la línea presente una impedancia de $50\ \Omega$, que se obtiene cuando es de $w = 1,4\ mm$ para las alturas mencionadas previamente. Como se ha mencionado en la anterior sección, la anchura del *stub* es pequeña para aumentar el nivel de impedancia, $w_t = 0,3\ mm$, pero aun dentro de unos modestos límites de fabricación. El CBS ha sido diseñado para que el ancho de banda entre la frecuencia de corte del modo *slot* y el modo TE_{10} sea el máximo dentro de unas medidas razonables de fabricación, dando lugar a un ancho de la ranura de $w_s = 0,3\ mm$ y un ancho de la cavidad de $w_c = 8,5\ mm$. Las paredes de la cavidad y de la guía *stripline* han sido implementadas con postes que presentan un diámetro de $1\ mm$ y una separación entre sus centros de $2\ mm$. Finalmente, las longitudes de la ranura y *stub* complementarios están diseñadas para que se cumpla (2) a $10\ GHz$, resultando $l_r = 12,5\ mm$ y $l_s = 10,9\ mm$, respectivamente.

Para comprobar el correcto diseño de la estructura, se muestra en la Fig. 5(a) la admitancia Y_a y en la Fig. 5(b) la impedancia Z_b . Puede verse que las partes imaginarias presentan ceros en frecuencias coincidentes en torno a $10,2\ GHz$, y que las partes reales de ambas immitancias son próximas a cero, aunque en el caso de Y_a suben al incrementar la frecuencia ya que la ranura comienza a radiar con mayor intensidad. La Fig. 6 muestra las pérdidas de retorno e inserción que presenta el elemento. Se observa adaptación en toda la banda que se muestra, siendo superiores a $15\ dB$.

Por último, queda verificar las propiedades de radiación de la estructura para asegurar uno de los objetivos fundamentales de este trabajo: obtener un elemento radiante similar a la ranura que radie solo en un semi-espacio. La Fig. 7 muestra su diagrama de radiación, donde se confirma que la estructura radia de forma unidireccional en la banda de interés y, por tanto, con más directividad que el *strip-slot* complementario en *microstrip*. Cabe mencionar, también, que la polarización obtenida es lineal y que la discriminación de polarización cruzada es mejor de $30\ dB$ en los dos planos principales.

VI. CONCLUSIONES

Para conseguir un elemento radiante en un único semi-espacio y con un muy amplio ancho de banda, se ha propuesto

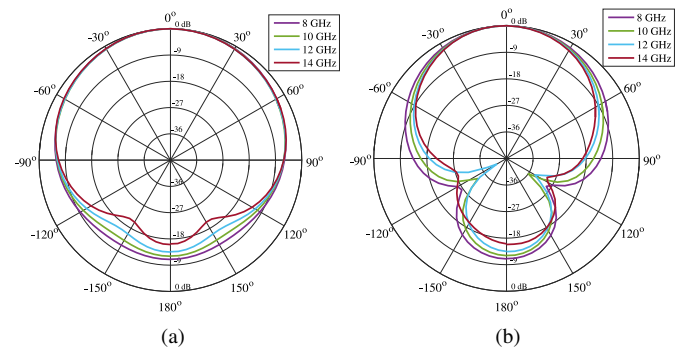


Fig. 7. Diagrama de radiación normalizado de la estructura propuesta a 8, 10, 12 y 14 GHz. (a) Plano ZX. (b) Plano ZY.

como alternativa al *strip-slot* complementario emplear tecnología *stripline*. El comportamiento de la estructura cambia notablemente y, aunque admiten el mismo tipo de análisis y un circuito equivalente aproximado con las mismas características, el ancho de banda puede quedar limitado por la aparición de modos superiores del sistema de transmisión. Se han presentado directrices para su diseño, así como resultados de simulaciones que validan el comportamiento esperado. Se está trabajando en la fabricación de un prototipo cuyas medidas puedan corroborar los resultados de estas simulaciones.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación de la Unión Europea dentro del marco de investigación e innovación Horizonte 2020 bajo la beca Marie Skłodowska-Curie con referencia 706334 y, además, del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte, dentro del Programa para la Formación del Profesorado Universitario, con referencia FPU15/06457.

REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, "Reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.34, pp. 1439-1446, Dic. 1986.
- [2] E. Abdo-Sánchez, T. Martín-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa, J.E. Page, J. Esteban, "Bandwidth enhancement of microstrip-fed slot radiating element using its complementary stub," en *Proc. 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Abr. 2011, pp. 1125-1128.
- [3] J. Galejs, "Admittance of rectangular slot which is backed by a rectangular cavity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-11, n^o 2, 1963.
- [4] M. E. Van Valkenburg, *Introduction to Modern Network Synthesis*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1960.
- [5] P. Brachat and J. M. Baracco, "Dual-polarization slot-coupled printed antennas fed by stripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.43, pp. 738-742, Jul. 1995.