

# Antenas CRLH LWA basadas en Guías de Onda: Análisis Teórico y Demostración Experimental

J. S. Gomez-Diaz<sup>(1)</sup>, A. Álvarez-Melcón<sup>(1)</sup> y T. Bertuch<sup>(2)</sup>

jsebastian\_gomez@ono.com, alejandro.alvarez@upct.es, thomas.bertuch@fhr.fraunhofer.de

<sup>(1)</sup>Universidad Politécnica de Cartagena, Antiguo Cuartel de Antigones, 30202 Cartagena, Murcia, España

<sup>(2)</sup> Fraunhofer Institute FHR, Neuenahrer Str. 20, 53343. Wachtberg, Germany,

**Abstract**— A novel composite right/left-handed leaky-wave antenna (CRLH LWA), based on periodically loaded parallel-plate waveguides (PPW) is presented. The loading is obtained by a rectangular grid of vertical wires and parallel slots etched in the upper metal plane of the PPW. A novel modal-based iterative circuit is proposed for the complete analysis and design of this type of antennas. The coupling between the antenna and free-space is rigorously modeled using a mode-matching technique, combined with the Floquet’s theorem. This provides a lossy dispersive CRLH unit-cell model, whose values are obtained using a quickly-convergent iterative algorithm. The proposed method is accurate, extremely fast and it takes into account the structure physical dimensions. A CRLH PPW LWA has been designed (without requiring any time consuming full-wave simulation), analyzed and fabricated using the proposed method. Very good agreement has been found between measurements and simulations, validating both, the antenna radiating phenomena and the proposed technique.

## I. INTRODUCCIÓN

Las antenas *leaky-wave* (LWA) basadas en metamateriales [1], se caracterizan por trabajar con el armónico fundamental ( $n = 0$ ), a diferencia de las LWA comunes [2], que suelen trabajar con el armónico  $n = -1$ . Ello permite obtener una radiación que escanea completamente el espacio libre en función de la frecuencia, desde  $\theta = -90^\circ$  hasta  $\theta = +90^\circ$  (donde  $\theta$  es el ángulo medido respecto de la normal de la antenna) [1]. Estas antenas se diseñan cargando periódicamente una línea de transmisión (microstrip, coplanar, etc.), con el fin de obtener una constante de fase que pase de valores negativos a valores positivos. En el caso de que esta transición sea continua, se dice que la antenna está balanceada [1], obteniéndose una radiación perpendicular (dirección “broadside”) a la antenna a esa frecuencia ( $\theta = 0^\circ$ ). Para su análisis, se suelen utilizar modelos circuitales aproximados que son muy rápidos [1], pero que no consiguen caracterizar completamente las pérdidas de radiación. Por ello, para el diseño y análisis de estas antenas se emplean herramientas de onda completa (“full-wave”) que requieren de un tiempo de cálculo muy elevado (usualmente, horas e incluso días para realizar un único análisis).

En este artículo, se propone una nueva antenna metamaterial (que presenta un comportamiento zurdo-diestro ó “composite right/left-handed” (CRLH) [1]), que utiliza guías de onda (que como línea de transmisión de base [3], [4] (ver Fig. 1). La guía de onda se carga periódicamente con via-holes y slots, que se abren en la parte superior de la metalización. Este tipo de antenas también puede entenderse como una evolución de

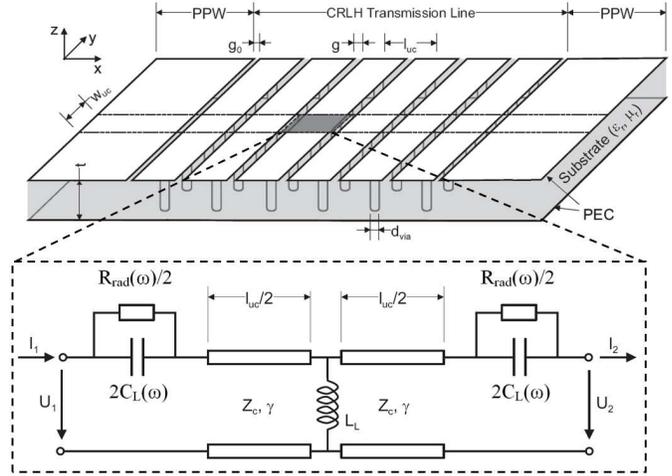


Fig. 1: Esquema de una antenna CRLH PPW leaky-wave, alimentada por dos guías de onda. En la parte inferior, se observa el modelo equivalente dispersivo de una celda unidad.

las antenas tipo “champiñon” [5]. Para el análisis y diseño de este tipo de antenas, se propone un método modal iterativo, que proporciona, de forma rigurosa, un modelo de celda unidad dispersivo y que tiene en cuenta las pérdidas por radiación (ver Fig. 1, abajo). El método considera los parámetros físicos de la estructura, y es capaz de realizar el diseño y análisis de este tipo de antenas en unos pocos minutos (5 – 7), en lugar de las horas o días (sobre todo para un diseño) requerido por herramientas full-wave comerciales. Para validar tanto la antenna como la técnica de análisis y diseño propuesta, se ha fabricado un prototipo (sin necesidad de recurrir a herramientas full-wave). Medidas experimentales confirman el correcto funcionamiento de la antenna, el escaneo en frecuencia y la validez de la técnica de diseño y análisis propuesta.

## II. ANÁLISIS TEÓRICO DE ANTENAS CRLH PPW LW

Para realizar el análisis de este tipo de antenas, nos centraremos en estudiar una celda unidad (cuyas dimensiones y características pueden observarse en la Fig. 1, resaltado en gris). Cada celda unidad está formada por un via-hole (que en el modelo circuitual se representa por una inductancia en paralelo,  $L_L$ ), por dos guías-onda de longitud  $l_{uc}/2$  (a cada lado del via-hole) y por dos medio-slots abiertos al espacio libre.

Con el fin de estudiar esta celda unidad, obtendremos las matrices de transmisión ( $T$ ) asociadas a cada uno de estos componentes. La matriz  $T_{line}$  asociada a la guía-onda está muy estudiada en la literatura, y puede obtenerse de forma fácil [6]. La matriz asociada a una inductancia (relacionada con un vía-hole) también es conocida. El problema consiste en obtener el valor de la inductancia para la geometría actual. Para ello, se considera la estructura de la Fig. 1 sin slots. De esta forma se obtiene un dieléctrico artificial, que se sabe que su frecuencia de corte (donde su constante de fase se hace 0) viene dada por [7]:

$$kw_{uc} \tan\left(\frac{kw_{uc}}{2}\right) = \frac{\pi w_{uc}}{l_{uc} \ln\left(\frac{l_{uc}}{\pi d_{via}}\right)}. \quad (1)$$

De esta forma, obtenemos el valor de la frecuencia de transición de nuestra línea CRLH. A esa frecuencia, los componentes diestros y zurdos de la línea están desacoplados [1], pudiendo aislar y determinar el valor de  $L_L$  de una forma sencilla [4]. Notar que la Eq. 1 tiene en cuenta tanto la dimensión física del vía-hole, como las dimensiones de la celda unidad.

El siguiente paso consiste en obtener el valor complejo de la constante de propagación compleja ( $k_{eff}$ ) de la línea CRLH [1], suponiendo que sabemos el valor de la matriz de transmisión asociada a medio slot radiando en el interior de la antena. Haciendo esta suposición, ( $k_{eff}$ ) puede ser obtenida resolviendo la ecuación:

$$\det\left(\underline{T}_{uc} - e^{jk_{eff}l_{uc}} \underline{I}\right) = 0, \quad (2)$$

donde  $\underline{T}_{uc} = \underline{T}_{gap/2} \underline{T}_{line} \underline{T}_L \underline{T}_{line} \underline{T}_{gap/2}$ , e  $\underline{I}$  es la matriz unidad. Notar que la  $k_{eff}$  obtenida es compleja, siendo capaz de modelar de forma rigurosa tanto la constante de fase como las pérdidas de radiación de la antena.

El problema ahora consiste en obtener de forma precisa la matriz del slot,  $T_{gap}$ . Para ello, consideraremos un array infinito de slots, que radian en espacio libre [4] (ver Fig. 2). Cada slot está conectado a una unión en T, por donde se excita al mismo. Al estar el slot inmerso en un array infinito, la armónicos radiados son discretos, y pueden modelarse imponiendo condiciones de Floquet. Notar que la alimentación de los distintos slots no está conectada, con el fin de que matemáticamente pueda imponerse la condición de Floquet. Es extremadamente importante darse cuenta que *la condición de Floquet viene impuesta por  $k_{eff}$ , es decir la constante de propagación compleja de toda la celda metamaterial* (así establecemos el nexo de unión entre la celda unidad y la estructura radiativa equivalente). Después, una técnica de adaptación multi-modal [6] es utilizada para analizar la unión en T y la apertura en espacio libre (por separado), obteniendo dos matrices de scattering generales (GSM). Estas matrices son unidas en una única matriz GSM, que modela de forma rigurosa el slot. Note que todos los modos de orden superior han sido considerados para modelar la radiación. De esta matriz se extrae el modo fundamental de la guía onda (ya que los modos superiores se atenúan al propagarse del puerto

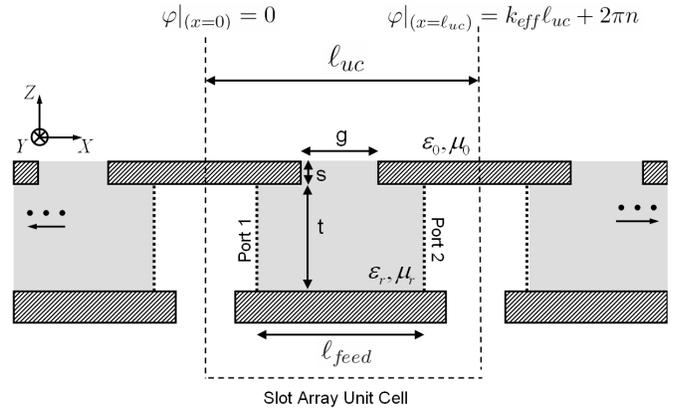


Fig. 2: Sección transversal de un array infinito de slots. Condiciones de radiación periódicas (Floquet) se han impuesto en el espacio libre asociado a cada celda unidad, permitiendo su análisis individual. Cada slot está conectado a una unión en T, que sirve de excitación.

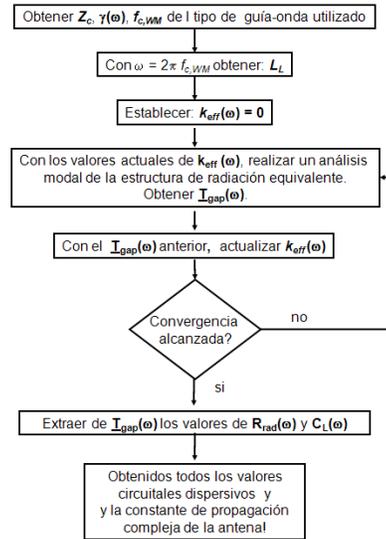


Fig. 3: Diagrama de flujo empleado para obtener los valores dispersivos del modelo circuital y para determinar la constante de propagación compleja de la antena.

1 al puerto 2), obteniendo un nueva matriz de parámetros S que es transformada a una matriz de parámetros T ( $T_{gap}$ ) mediante técnicas estándar. Al analizar numéricamente esta nueva matriz, es interesante destacar que tiene la forma de una resistencia y un condensador (ambos en función de la frecuencia) conectados (tal como se muestra en la Fig. 1, abajo). Así obtenemos el modelo circuital dispersivo que modela de forma rigurosa un slot de la antena propuesta.

En el análisis anterior se observa una interdependencia entre  $T_{gap}$  y  $k_{eff}$ . Por ello, y con el fin de poder determinar de forma precisa sus valores, se propone un método iterativo (resumido en la Fig. 3). El método inicializa la constante de propagación compleja a 0 y actualiza los valores de  $T_{gap}$ , que son utilizados nuevamente para calcular  $k_{eff}$  y así sucesivamente. La con-

vergencia se obtiene en unas pocas iteraciones (normalmente entre 15-20). Al terminar el método iterativo, la constante de propagación compleja de la antena es obtenida, teniendo en cuenta tanto las dimensiones físicas de la estructura, como el acoplo entre los slots y las variaciones de campo cercano.

### III. DISEÑO Y VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

En esta sección utilizaremos el método propuesto en la sección anterior para realizar el diseño de una antena CRLH PPW LW, sin necesidad de recurrir a herramientas full-wave comerciales.

En primer lugar, seleccionamos un dieléctrico, por ejemplo con permitividad  $\epsilon_r = 3.38$  y con altura de  $t = 1.524$  mm. Este dieléctrico será la base de la guía onda. Para nuestro diseño, queremos fijar una frecuencia de transición de la antena de 9.3 GHz. De esta forma, utilizando la Eq. 1, obtenemos una anchura del via-hole de 0.9 mm y unas dimensiones de la celda unidad de  $l_{uc} = 4.15$  mm y  $w_{uc} = 7.15$  mm. En este punto, nos falta obtener la anchura del slot que proporciona una constante de fase 0 a la frecuencia de transición. Para ello, aplicamos el método explicado en la sección anterior, para esta única frecuencia, haciendo un barrido de la anchura de este slot. El resultado puede apreciarse en la Fig. 4, donde se observa que un valor de  $g = 0.18$  mm cumple nuestras especificaciones. Es importante destacar que el diseño de esta antena se ha realizado en tan solo 40 segundos, en lugar de las horas (o días) necesarios al emplear herramientas full-wave comerciales.

Tras obtener las dimensiones físicas de la antena, procedemos a calcular la constante de propagación compleja asociada a una única celda unidad (ver Fig. 5). Cabe destacar que este análisis se realiza en tan solo 5 minutos, mucho más rápido que cualquier herramienta full-wave genérica. Tal y como se aprecia en la Fig. 5, la celda unidad se encuentra balanceada, con una constante de fase igual a 0 en la frecuencia de 9.3 GHz. Se observa que la antena empieza a radiar (entra en la zona de onda rápida) sobre los 7.2 GHz, y no vuelve a salir de ella. El método propuesto es capaz de obtener las pérdidas por radiación de la antena, mientras que este parámetros suele ser muy complicado de obtener por otras técnicas (especialmente para una celda unidad aislada). Un análisis detallado de esta radiación permite observar que la eficiencia en la zona zurda será mayor que en la zona diestra, mientras que en la dirección broadside se aprecia una disminución clara de la eficiencia. Esto es debido a que esta antena no presenta resistencia radiativas en paralelo, necesarias para obtener esta radiación.

El siguiente paso consiste en fabricar una antena completa, uniendo 14 celdas unidades a lo largo, y 4 líneas de transmisión a lo ancho. Esto es modelado en el método propuesto utilizando una concatenación estándar de matrices ABCD. En la Fig. 6 puede apreciarse una foto del prototipo fabricado. La Fig. 7 presenta el coeficiente de reflexión de la antena, comparando resultados experimentales con los obtenidos por el método propuesto. Como se esperaba, la adaptación es mejor en la zona zurda (pues hay una mayor radiación) que en la diestra. En esta última zona, aparece un pequeño rizado

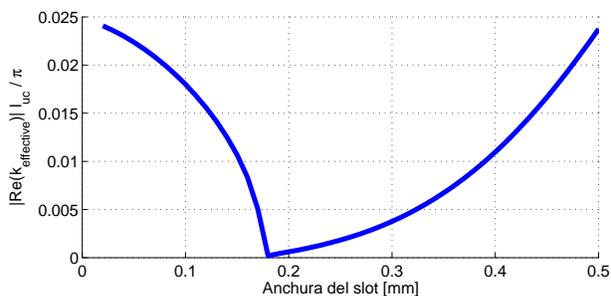


Fig. 4: Determinación de la anchura de los slots de la antena (parámetro  $g$ ) necesario para obtener una antena balanceada [i.e.  $Re(k_{\text{eff}})l_{uc}/\pi = 0$ ].

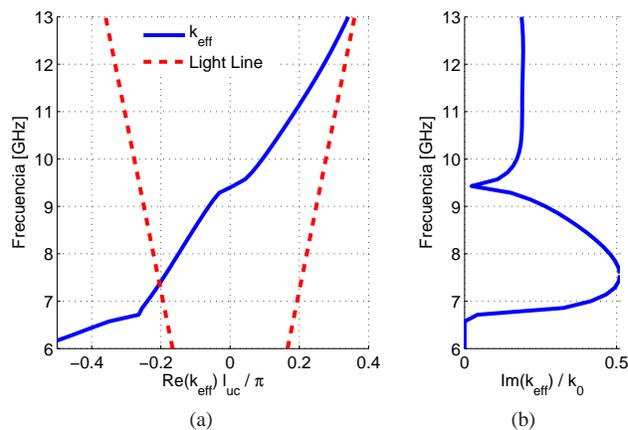


Fig. 5: Constante de propagación compleja asociada a la antena CRLH PPW LW propuesta, obtenida con el método iterativo (convergencia obtenida en 25 iteraciones). (a) Constante de fase. (b) Constante de radiación.

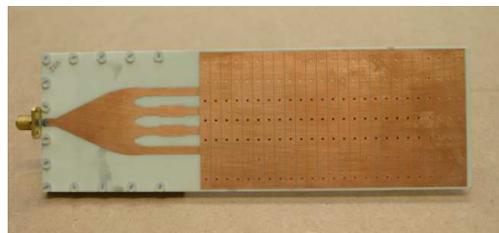


Fig. 6: Fotografía de la CRLH PPW LWA diseñada con el método propuesto.

debido a que parte de la energía no se ha radiado, se refleja al final de la antena y crea una onda estacionaria. Esto no es contemplado en el modelo propuesto, que supone que toda la energía ha sido radiada al final de la antena.

Finalmente, en la Fig. 8 se muestran resultados experimentales de la radiación (en el plano E) de la antena. Como puede observarse, el escaneo del espacio en función de la frecuencia es claramente visible. Se aprecia una disminución de la radiación en broadside (4 dB de diferencia). La directividad es menor en la zona zurda ( $f < 9.3$  GHz), pues toda la energía

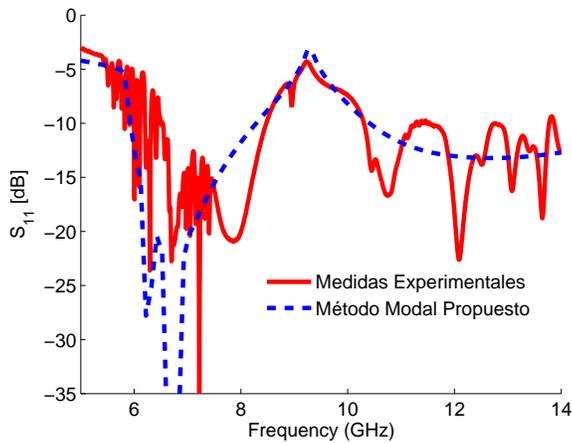


Fig. 7: Comparación del parámetro  $S_{11}$  (coeficiente de reflexión) de la antena, obtenido con el método propuesto y validado con medidas experimentales.

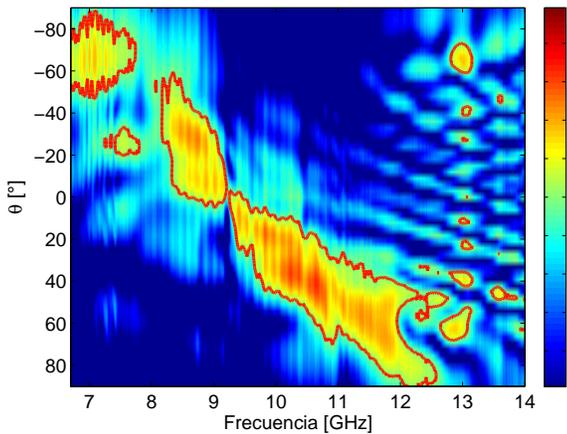


Fig. 8: Medidas experimentales de la radiación (plano E) de la antena propuesta, en función de la frecuencia de excitación y del ángulo de observación ( $\theta$  medido desde la normal de la antena). El escaneo del espacio en función de la frecuencia se aprecia de forma clara.

se radia antes de llegar al fin de la antena (por lo que su longitud efectiva decrece), mientras que aumenta en la zona diestra. Además, se aprecian lóbulos secundarios debido a la energía que se refleja al llegar al final de la antena. En la Fig. 9 se muestra el diagrama de radiación de la antena para dos frecuencias, una que radia hacia atrás y otra hacia delante. La concordancia entre los resultados experimentales y el método de análisis y diseño propuesto es muy bueno.

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una nueva antena leaky-wave metamaterial en guía onda. La guía de onda se ha cargado usando vía-holes y slots, que se han abierto en la parte metálica superior de la guía. Para el análisis de este nuevo tipo de antenas, se ha propuesto un método modal

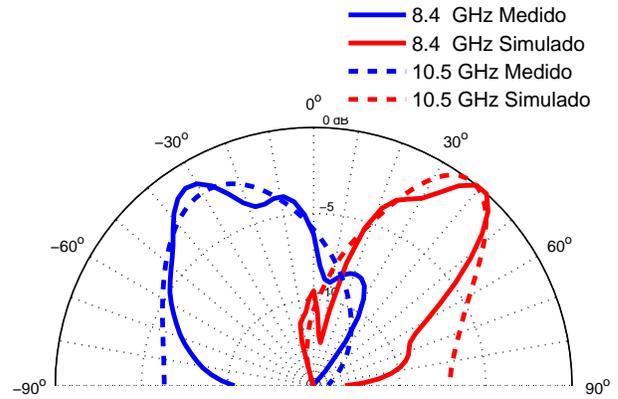


Fig. 9: Diagrama de radiación (plano E) de la antena propuesta, al ser excitada por una frecuencia de 8.4 GHz (radiación hacia atrás o “backward”) y por una frecuencia de 10.5GHz (radiación hacia delante o “forward”). Medidas experimentales son empleadas como validación.

iterativo. El método considera el acoplo electromagnético entre los slots y el espacio libre utilizando un método de adaptación modal, combinado con condiciones periódicas de Floquet. De esta forma, se obtiene un modelo circuital dispersivo de la celda unidad, que modela las pérdidas por radiación. Los valores dispersivos se han obtenido mediante un método iterativo, que converge rápidamente. El método propuesto es extremadamente rápido, preciso y tiene en cuenta las dimensiones físicas de la estructura. Utilizando la técnica propuesta, se ha diseñado, analizado y fabricado una antena metamaterial en guía (sin necesidad de análisis “full-wave”). Los resultados experimentales concuerdan muy bien con las simulaciones, validando tanto la novedosa antena metamaterial propuesta como el método de análisis y diseño.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido cofinanciado por el Ministerio de Educación y Ciencia (Proyecto: TEC2007-67630-C03-02, Beca: FPU-AP2006-015).

#### REFERENCES

- [1] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New Jersey: Wiley-Interscience, 2006.
- [2] A. A. Oliner and D. R. Jackson, “Leaky-wave antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 4 ed., 2007.
- [3] J. S. Gomez-Diaz, A. Alvarez-Melcon, and T. Bertuch, “An iteratively-refined circuital model of CRLH leaky-wave antennas based on a mushroom structure,” in *IEEE, AP-S Antennas and Propagation International Symposium*, 20-25 June 2010.
- [4] J. S. Gomez-Diaz, A. Alvarez-Melcon, and T. Bertuch, “A modal-based iterative circuit model for the analysis of crlh leaky-wave antennas comprising periodically loaded ppw,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Submitted.
- [5] T. Bertuch, “A TM leaky-wave antenna comprising a textured surface,” in *Proc. Int. Conf. Electromag. Adv. Appl. (ICEAA)*, Sept. 2007.
- [6] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. Boston, Massachusetts, USA: MIT Radiation Laboratory Series, 1964.
- [7] R. J. King, D. V. Thiel, and K. S. Park, “The synthesis of surface reactance using an artificial dielectric,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, pp. 471 – 476, May 1983.