

Control Electrónico del Haz Radiado en Antenas Leaky Wave Activas

Raúl Guzmán-Quirós, María García-Vigueras, Alejandro Javier Martínez-Ros y José Luis Gómez-Tornero
 Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
 Universidad Politécnica de Cartagena
 Cartagena 30202, España
 E-mail: raul.guzman@upct.es, maria.garcia@upct.es, alejandro.martinez@upct.es, josel.gomez@upct.es

Resumen. En el siguiente artículo se presenta una novedosa antena leaky-wave (LWA) activa. La estructura es capaz de reconfigurar electrónicamente su haz de radiación principal trabajando a una frecuencia fija de operación. Dicha propiedad de redireccionamiento electrónico se introduce gracias a la utilización de una superficie de alta impedancia (HIS) activa cargada con diodos varactores. La reconfiguración del haz se basa en el control del desfase introducido por la HIS activa al variar la tensión de polarización aplicada a los diodos. Dicha variación cambia la constante de fase de los modos de fuga (modos leaky) que se propagan a través de la estructura, modificando el ángulo de radiación. La antena se ha analizado mediante un método basado en la Técnica de Resonancia Transversa (TRE), analizando una Red Equivalente Transversa (TEN) de la estructura. Para validar los resultados obtenidos, se han desarrollado y simulado varios diseños trabajando a 5.5GHz.

1 Introducción

Actualmente, las antenas planares reconfigurables continúan constituyendo una línea de investigación muy interesante por su utilidad tanto en aplicaciones militares en comunicaciones móviles o radar, como en aplicaciones más comerciales como redes wireless para entornos interiores. Las antenas reconfigurables [1] se conciben para adaptarse al medio. Algunos parámetros reconfigurables suelen ser la frecuencia de operación, el diagrama de radiación o una combinación de ellos. A diferencia de las antenas clásicas, esto les permite operar en diferentes bandas de frecuencia o modificar dinámicamente su funcionalidad según las condiciones de operación como la aparición de interferencias o fading.

El principio de operación de las antenas LWA es bien conocido [2]. Las antenas *leaky-wave* cargadas con superficies selectivas en frecuencia (FSS, *Frequency Selective Surface* [3]) constituyen una familia que ha recibido un creciente interés en los últimos años dada su utilidad para concebir antenas 2D con apuntamiento *broadside*, alta directividad y bajo perfil [4]. Por otra parte, la combinación de antenas unidimensionales (1D-LWA) con guía de onda y circuitos impresos ha demostrado su capacidad para controlar la velocidad de fase y la tasa de radiación de los modos de fuga (modos *leaky*) [5,6]. El principal inconveniente de las LWA pasivas en tecnología híbrida es la necesidad de rediseñar y fabricar los circuitos impresos cada vez que deseamos modificar el ángulo de apuntamiento, la tasa de radiación, o su frecuencia de operación, por lo que no son útiles en sistemas donde se requiera una reconfiguración dinámica de su funcionamiento. Por ello, la inserción de elementos activos en los circuitos impresos constituye una opción para añadir control electrónico.

Las superficies de alta impedancia (HIS, *High Impedance Surface*) son estructuras periódicas que poseen la interesante propiedad de variar el desfase introducido a una onda reflejada en función de su frecuencia y ángulo de incidencia. Así pues, son capaces de comportarse tanto como paredes eléctricas ($\phi_{HIS} = 180^\circ$) o magnéticas ($\phi_{HIS} = 0^\circ$) [7,8]. La inserción de diodos varactores para conseguir HIS activas reconfigurables ha sido estudiada en diversos trabajos [9]. Este tipo de HIS activas han sido aplicadas en el diseño de antenas 2D-LWA multi-banda [4], redireccionables [12] y en reflectores activos (*reflectarrays* [10]), entre otras aplicaciones.

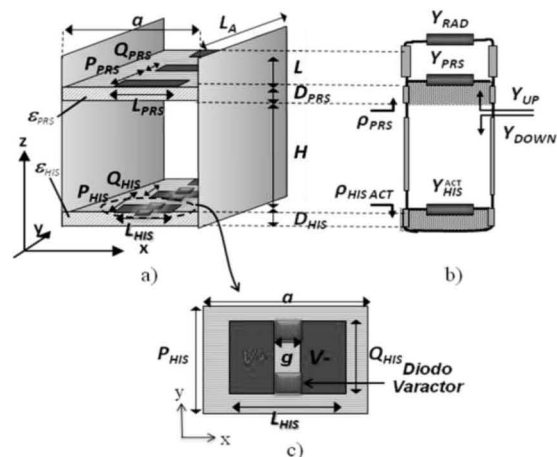


Fig.1: a) Estructura 1D-LWA Activa b) Circuito Equivalente Transverso de la 1D-LWA Activa c) Modelo Celda Unidad de la HIS Activa.

2 Estructura y Mecanismo de Radiación de la 1D-LWA Activa

La estructura presentada posee la propiedad de escanear de forma continua el ángulo de apuntamiento de los modos *leaky*. La radiación de la

estructura se debe, como en cualquier LWA, a la excitación de modos *leaky* caracterizados por una constante de propagación longitudinal compleja de la forma $k_y = \beta_y - j\alpha_y$. En esta expresión, β_y se corresponde con la constante de fase del modo, parámetro de gran interés para nuestro estudio por estar estrechamente relacionada con el ángulo de radiación principal θ_{RAD} (1). Por otro lado, α_y modela la tasa de radiación del modo *leaky*, la cual determina, junto con la longitud de la antena L_A , con la eficiencia de radiación η_{RAD} de la antena.

$$\sin \theta_{RAD} = \frac{\beta_y}{k_0} \quad (1)$$

En la Fig.1-a se presenta un esquema general de la 1D-LWA activa. El diseño estudiado se ha inspirado en el analizado en [6], donde se propone una 1D-LWA pasiva en tecnología híbrida donde una guía de onda cargada con dos FSS comprenden una cavidad Fabry-Perot a través de la cual el modo *leaky* se propaga, excitado mediante un modo TE_{01} de la guía de onda rectangular. Al igual que en [6], la FSS superior de nuestra estructura es una FSS pasiva que actúa como una superficie parcialmente reflectante (PRS, *Partially Reflective Surface*) controlando con el módulo de su coeficiente de reflexión (ρ_{PRS}) la magnitud de la tasa de radiación del modo *leaky* α_y . Por otro lado, la FSS inferior está cargada con diodos varactores, y junto con el sustrato dieléctrico inferior apantallado por el plano de masa, conforma una HIS activa. Dicha estructura periódica, cuyo modelo de celda unidad se presenta en la Fig.1-c, se encarga de variar la constante de fase del modo *leaky* en función de la fase de su coeficiente de reflexión ($\rho_{HIS-ACT}$). Los diodos varactores introducen una capacidad variable C_j dependiente de la tensión de polarización V_p . Dicha capacidad afecta al punto de resonancia de la HIS, por lo que es la que permite establecer un control electrónico del desfase introducido por el coeficiente de reflexión de la HIS mediante V_p , y por tanto controlar la constante de fase de los modos. Por último destacar que la optimización de la altura de la cavidad Fabry-Perot (H) nos permite controlar la frecuencia de operación f_0 de la antena y el rango de escaneo máximo.

3 Método de Análisis Basado en una Red Equivalente Transversa

El método de análisis utilizado se basa en la obtención del circuito equivalente transversal (TEN, *Transverse Equivalent Network*) presentado en la Fig.1-b, desarrollado para modos TE. Esta técnica ha sido ampliamente utilizada para el análisis de LWA [5,6]. La red presentada está formada por una cascada de admitancias en paralelo unidas por secciones de línea de transmisión. Las admitancias equivalentes $Y_{PRS}(k_y, L_{PRS})$ e $Y_{HIS}(k_y, C_j)$ modelan la PRS y la HIS activa respectivamente en el modelo de la TEN. Estas admitancias se han obtenido mediante el método propuesto en [10]. Mediante este método se obtiene

una función racional de polos y ceros que relaciona la admitancia de las FSS con la constante de propagación k_y a una frecuencia determinada, y además permite incluir la relación con parámetros físicos de la estructura analizada. En el caso de la PRS, la expresión de su admitancia equivalente se obtuvo en función de k_y y la longitud en el eje x de los parches metálicos que la conforman (L_{PRS}), por ser un parámetro a optimizar para el diseño final. Para la admitancia equivalente de la HIS activa, se incluyó la relación con k_y y la capacidad de unión C_j de los diodos varactores, la cual está directamente relacionada con la tensión de polarización V_p , dado que el principal objetivo es predecir la variación de θ_{RAD} con respecto a $C_j(V_p)$. Por último, la admitancia $Y_{RAD}(f, k_y)$ modela la abertura superior de las placas paralelas y se puede obtener analíticamente a partir de las expresiones cerradas de *Marcuvitz* [11]. El resto del modelo de la TEN se corresponde con las secciones de línea de transmisión equivalentes para modos TE, cuya longitud eléctrica es obtenida a partir de teoría básica de microondas. Teniendo en cuenta el esquema de la Fig.1-b, la ecuación de resonancia transversal (TRE, *Transverse Resonance Equation*) se puede expresar según (2):

$$Y_{UP}(k_y) + Y_{DOWN}(k_y) = 0 \quad (2)$$

Dicha ecuación se resuelve mediante métodos numéricos y nos permite predecir la constante de propagación longitudinal k_y del modo *leaky* que se propaga por la estructura a una frecuencia y parámetros físicos determinados.

4 Resultados

Resolviendo la TRE (2), se puede obtener las curvas de dispersión paramétricas con respecto a diferentes parámetros físicos de diseño. En nuestro caso, se realizó un análisis dispersivo, a una frecuencia de operación de 5.5GHz, variando el único parámetro reconfigurable electrónicamente de la antena: la capacidad de unión de los diodos varactores (C_j). En la Fig.2 se muestran las curvas de dispersión que relacionan el ángulo de apuntamiento y la tasa de radiación de los modos *leaky* con la variación de C_j . Las dimensiones de la estructura también se presentan. El diseño de las dimensiones de los parámetros no-reconfigurables de la estructura se obtuvo mediante un proceso de optimización que perseguía como principal objetivo obtener el máximo rango de escaneo posible para el rango de C_j permisible según las especificaciones para varactores de tipo hiper-abrupto de GaAs modelo Aeroflex Metellics MGV 125-20-0805-2.

Analizando los resultados de la Fig.2-b, según el método de la TRE, la antena es capaz de conseguir un escaneo entre 9° y 40° aproximadamente.

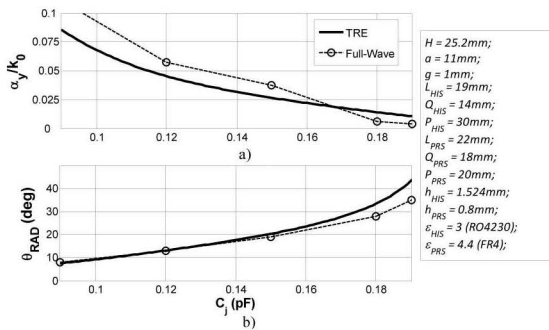


Fig.2 Curvas de dispersión a 5.5GHz con respecto a C_j . a) Tasa de radiación normalizada, b) Ángulo de apuntamiento.

El decrecimiento de la tasa de radiación observado en la Fig.2-a conforme el ángulo de apuntamiento aumenta, se debe al acoplamiento existente entre la tasa y el ángulo de radiación, lo que es coherente con el comportamiento natural de los modos *leaky* [2].

Los diagramas de radiación full-wave que se muestran en la Fig. 3 demuestran la capacidad de escaneo del haz radiado a una frecuencia de operación fija variando C_j . También se exponen los valores de tensión de polarización asociados a cada caso de C_j .

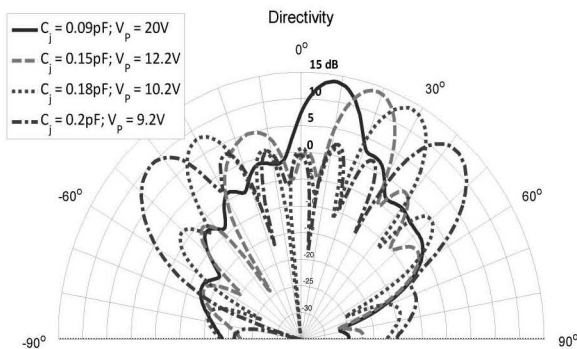


Fig.3 Diagramas de Radiación en Plano H a 5.5GHz para cuatro valores de C_j diferentes.

5 Conclusiones

En este trabajo se ha demostrado la capacidad de reconfiguración electrónica de una novedosa estructura 1D-LWA activa a una frecuencia fija de operación. La estructura se ha inspirado en la estructura pasiva investigada en [6], con la diferencia de que se ha introducido una HIS activa cargada con diodos varactores. Esto ha permitido introducir la capacidad de reconfiguración electrónica del ángulo de radiación principal. El método utilizado para analizar la estructura se basa en la resolución de la TRE planteada a partir del análisis de una sencilla TEN de la estructura. El método se ha validado comparando resultados Full-Wave obtenidos para diferentes valores de C_j a la frecuencia de 5.5GHz, mediante simuladores comerciales de gran coste computacional en comparación a nuestro sencillo método. Los resultados han demostrado ser muy satisfactorios.

Referencias

- [1] J. T. Bernhard, K. Chang, Ed., "Reconfigurable antennas," in *The Wiley Encyclopedia*
- [2] A.A. Oliner, "Leaky-wave antennas", in *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed, R.C. Johnson, Ed. New York, McGraw-Hill, 1993, Ch. 10.
- [3] G. V. Trentini, "Partially Reflective Sheet Arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-4, pp. 666–671, 1956.
- [4] A.R. Weily, T.S. Bird, and Y. Jay Guo, "A Reconfigurable High-Gain Partially Reflecting Surface Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.56, No.11, pp.3382-3390, November 2008.
- [5] J. L. Gómez, D. Cañete and A. Álvarez-Melcón, "Printed-Circuit Leaky-Wave Antenna with Pointing and Illumination Flexibility", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.15, No.8, pp.536-538, August 2005.
- [6] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, A. R. Weily, and Y.J. Guo, "1D-Leaky Wave Antenna Employing Parallel-Plate Waveguide Loaded with PRS and HIS", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, in press.
- [7] D. Sevenpiper, L. Zhang, F. J. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [8] G. Goussetis, A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou, "Tailoring the AMC and EBG Characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 54, No. 1, pp. 82-89, Jan. 2006.
- [9] S. V. Hum, M. Okoniewski, and R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 8, pp. 2200–2210, Aug. 2007.
- [10] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, J.S. Gómez-Díaz, and A. Álvarez-Melcón, "A modified pole-zero technique for the synthesis of waveguide leaky-wave antennas loaded with dipole-based FSS", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 6, pp.1971 - 1979, June 2010
- [11] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook". New York: McGraw-Hill, 1951, pp. 179–181.