

# Diseño de una Antena Leaky-Wave Reconfigurable Electrónicamente en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Sustrato

Raúl Guzmán Quirós, José Luis Gómez Tornero  
Dpto. Tecnologías de la Información y las Comunicaciones  
Teléfono: 968338868  
Email: raul.guzman@upct.es, josel.gomez@upct.es

**Resumen.** El presente trabajo muestra los últimos avances en el campo de las antenas reconfigurables obtenidos por el Grupo de Electromagnetismo Aplicado a las Telecomunicaciones (GEAT). El paper presenta una novedosa antena leaky-wave (LWA) reconfigurable, diseñada en una tecnología planar de bajo coste denominada guía de onda integrada en sustrato (SIW). La antena se basa en el control electrónico de los modos de fuga excitados en la estructura, permitiendo controlar simultáneamente la dirección y el ancho de haz del lóbulo principal de radiación. En el trabajo se describen la metodología de análisis modal y se muestran resultados de simulación obtenidos a partir del diseño realizado para una frecuencia de operación de 5.5GHz

## 1. Introducción

La capacidad de reconfiguración electrónica de ciertos dispositivos electromagnéticos es muy deseable para un gran número de aplicaciones en el sector de las telecomunicaciones [1]. En el caso de las antenas, conseguir controlar uno o varios de sus parámetros eléctricos, tales como la polarización, la banda de operación, o su diagrama de radiación, es actualmente un *hot topic* en la comunidad científica. De hecho, conseguir antenas de bajo coste y con altas prestaciones de reconfiguración es algo que ha demostrado ser un reto con amplias dificultades por diversos aspectos técnicos de diseño.

Existe un gran número de estructuras propuestas en la literatura desde las últimas dos décadas basadas en diferentes conceptos de radiación, topologías y tecnologías. Una de las más destacadas son los array de fase. Este tipo de antenas consiguen escaneo electrónico de su haz gracias a la red de distribución diseñada para excitar con una cierta fase y amplitud a cada elemento del array. Sin embargo, esta red es complicada de diseñar, y requiere desfases y atenuadores sintonizables que encarecen el sistema.

Gracias a las propiedades de dispersión de las antenas basadas en modos de fuga, también conocidas como antenas *leaky-wave* (LWAs) [2], y la posibilidad de implementarlas en tecnologías planares como microstrip o guía de onda integrada en sustrato (*Substrate Integrated Waveguide*, SIW) [3], se pueden integrar dispositivos electrónicos, como diodos varactores, o elementos electromecánicos (MEMS), que permitan controlar sus propiedades a partir de una señal eléctrica de control.

En esta contribución se presentan los resultados más destacados obtenidos con el diseño de una novedosa LWA en tecnología SIW, capaz de reconfigurar electrónicamente su patrón de radiación (también llamado *beamforming* electrónico), mediante el control simultáneo de la dirección ( $\theta_R$ ) y el ancho de

haz ( $\Delta\theta$ ) de su lóbulo principal de radiación. La tecnología SIW permite un diseño planar, de fácil integración con otros sistemas y con un bajo coste de fabricación. Existen propuestas de antenas reconfigurables en otras topologías y tecnologías [4], sin embargo, es la primera vez que se presenta una estructura con capacidad de control simultáneo de  $\theta_R$  y  $\Delta\theta$ , con tan sólo dos líneas de control independientes.

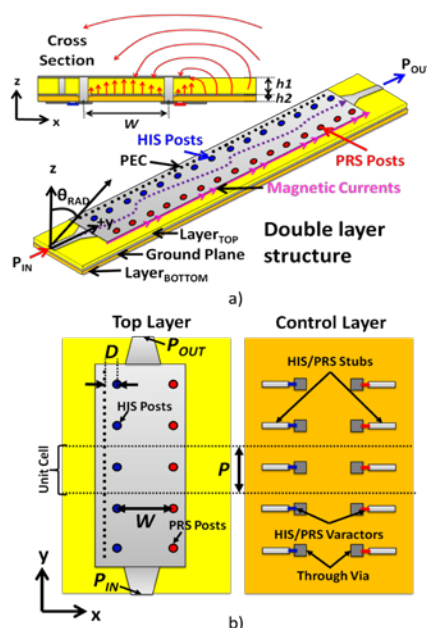
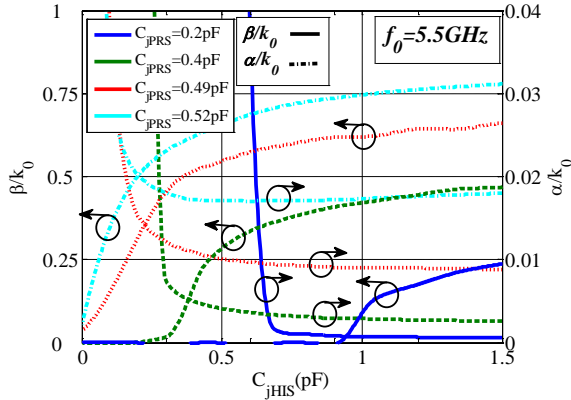


Fig. 1: Esquema de la antena leaky-wave reconfigurable, a) Modelo 3D y vista frontal, b) Vista superior e inferior.



**Fig. 2:** Curvas de dispersión obtenidas mediante método de Pozar [8] a partir de una celda unidad.  $f_0=5.5\text{GHz}$ .

## 2. Reconfigurable SIW LWA

El modelo 3D de la antena completa, así como una vista frontal, superior y posterior, se detallan en la Fig. 1. La estructura de la antena se basa en una arquitectura de doble capa con dos sustratos dieléctricos separados por un plano de masa. La capa superior está cargada con dos arrays de postes metálicos periódicos, con período  $P$ , separados ambos entre sí una distancia  $W$ . Cada uno de los postes está conectado mediante un *via hole* a través del plano de masa a un diodo varactor situado en la segunda capa, el cual está unido a su vez a una línea microstrip o *stub* acabada en circuito abierto (Fig. 1b). La fila de postes rojos constituye una superficie parcialmente reflectante (*Partially Reflective Surface*, PRS) sintonizable electrónicamente gracias a la conexión con los diodos. Esta PRS permite el control electrónico de la cantidad de energía radiada por la antena a medida que el modo de fuga se propaga por ella, permitiendo así controlar lo que se conoce como tasa de radiación del modo de fuga ( $\alpha$ ) y que está directamente relacionado con el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) del lóbulo principal. Por otro lado, también se observa otra fila de postes rojos separada a una distancia  $D$  de otro array de postes de menor diámetro y colocados periódicamente muy juntos. Este último constituye una pared eléctrica donde toda la energía se refleja. Esta “pared”, junto con el array de postes rojos conectados a los varactores constituyen una superficie de alta impedancia (*High Impedance Surface*, HIS) sintonizable electrónicamente. Esta estructura será la principal encargada de afectar a la condición de fase que debe cumplirse en la cavidad formada entre la PRS y la HIS para que exista un modo de fuga propagándose, modificando así la constante de fase de dicho modo leaky ( $\beta$ ), y que está intrínsecamente relacionado con el ángulo de radiación de la antena ( $\theta_R = \sin(\beta/k_0)$ ), con  $k_0$  la constante de propagación en el vacío a la frecuencia de operación  $f_0$ ). Este mecanismo de control de la constante de propagación de los modos de fuga a partir de la perturbación introducida por la PRS y la HIS, está inspirado de trabajos anteriores [5,6], donde se demostró cómo es posible sintetizar diagramas de radiación con diferente  $\theta_R$  y  $\Delta\theta$ , a partir del análisis y diseño de antenas pasivas, ajustando

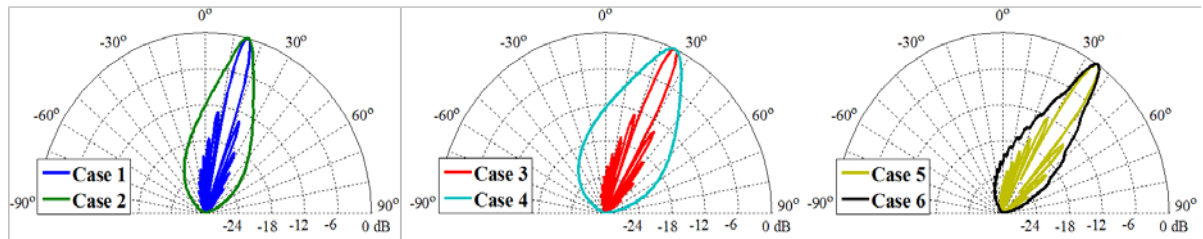
parámetros físicos de la PRS, la HIS. En nuestro diseño, la introducción de diodos varactores asociados a la PRS y la HIS, nos permiten introducir el control electrónico del modo de fuga, de manera que no se necesita rediseñar físicamente la antena para conseguir diferentes patrones de radiación. Esto se debe a que cada diodo varactor introduce una capacidad intrínseca ( $C_j$ ) la cual es función de una tensión de polarización aplicada ( $V_R$ ) al diodo. Así pues, existirán dos líneas de control independientes, una señal ( $V_{PRS}$ ) para sintonizar los diodos asociados a la PRS ( $C_{jPRS}$ ), y la segunda ( $V_{HIS}$ ) asociada a los diodos de la HIS ( $C_{jHIS}$ ).

### 2.1. Metodología de análisis y diseño

Para el diseño del prototipo se aplicó un método de análisis modal basado en el método presentado por D.M. Pozar en [8], el cual se orientaba inicialmente para el análisis de estructuras periódicas para el análisis de filtros de microondas. En nuestro caso, la antena es una estructura periódica, de período  $P$ , dado el diseño propuesto, por lo que la estructura también puede ser estudiada por dicho método. Para ello se parte de una celda unidad unitaria, la cual se coloca entre dos guías de onda, también implementadas en tecnología SIW, una para excitar la celda y otra actuando como carga. Los campos en dicha estructura se pueden resolver mediante simuladores electromagnéticos full-wave tales como HFSS o CST, de forma que se obtengan los parámetros S para diferentes valores de las capacidades de la PRS y la HIS ( $C_{jPRS}$ ,  $C_{jHIS}$ ). A partir de dichos parámetros S, se obtiene la constante de propagación ( $k = \beta - j\alpha$ ) de los modos de fuga, tal y como se formula en [8]. A partir del estudio paramétrico de diversos parámetros de la estructura física como es la anchura de la antena  $W$ , o la longitud de los stubs de la PRS y la HIS, se optimiza la estructura para que funcione a la frecuencia de trabajo deseada con el máximo rango dinámico posible de escaneo del ángulo de radiación, así como de variación de la tasa de radiación.

## 3. Resultados

Aplicando el método anteriormente comentado, se diseñó un prototipo a 5.5GHz cuyas curvas de dispersión modal se presentan en la Fig.2. Estas curvas representan la constante de fase ( $\beta/k_0$ ) y la tasa de radiación ( $\alpha/k_0$ ) normalizadas con respecto a la constante de propagación en el vacío, en función de  $C_{jHIS}$  para cuatro valores diferentes de  $C_{jPRS}$ . Es deducible a simple vista como para cualquier valor de  $C_{jPRS}$ , la constante de fase (y por consiguiente el ángulo de apuntamiento de la antena) se ve afectado por el incremento de  $C_{jHIS}$ , lo que significa que la antena es capaz de escanear su ángulo de radiación conforme  $C_{jHIS}$  varía. Por otro lado, también se hace evidente como  $C_{jPRS}$  afecta a la tasa de radiación (y por tanto  $\Delta\theta$ ), aumentándola a medida que  $C_{jPRS}$  se incrementa. Centrándonos en seis configuraciones distintas de  $C_{jHIS}$  y  $C_{jPRS}$ , y representando el diagrama



**Fig. 3:** Diagramas de radiación teóricos para seis configuraciones diferentes de  $C_{jHIS}$  y  $C_{jPRS}$ . Longitud de la antena  $L_A=13\lambda_0$ . Frecuencia de operación  $f_0=5.5\text{GHz}$ .

de radiación teórico obtenido para una antena leaky-wave de longitud  $L_A=13\lambda_0$ , podemos observar claramente los efectos de aumentar/disminuir  $C_{jHIS}$  y  $C_{jPRS}$  de forma independiente. Los valores que toman las capacidades, así como el resumen de los resultados para cada caso se exponen en la Tabla 1. Como se puede observar en los diagramas de radiación normalizados presentados en la Fig.3, los casos 1 y 2 presentan ambos un ángulo de apuntamiento de  $\theta_R=15^\circ$  ( $\beta/k_0 \approx 0.26$ ), sin embargo, la tasa de radiación obtenida para el caso 1 es de  $\alpha/k_0=0.0007$ , obteniendo un lóbulo estrecho y directivo con un ancho de haz de  $\Delta\theta=7.30^\circ$ , mientras que para el caso 2 la tasa de radiación es mucho mayor ( $\alpha/k_0=0.06$ ) y por tanto genera un lóbulo mucho más ancho y menos directivo ( $\Delta\theta=22.25^\circ$ ). Igual se demuestra para los casos 3 y 4, apuntados a  $\theta_R=25^\circ$ , con  $\Delta\theta=7.74^\circ$  y  $\Delta\theta=33.96^\circ$  respectivamente. Y finalmente para los casos 5 y 6, que apuntan a  $\theta_R=35^\circ$  con  $\Delta\theta=8.64^\circ$  y  $\Delta\theta=17.68^\circ$  respectivamente.

#### 4. Conclusiones

Se ha diseñado una antena leaky-wave (LWA) reconfigurable implementada en tecnología SIW con diodos varactores. Se demuestra mediante simulación la capacidad de la antena para controlar electrónicamente tanto su dirección de radiación ( $\theta_R$ ), como el ancho de haz ( $\Delta\theta$ ) del lóbulo principal. Se ha seguido una metodología de análisis modal basada en [8] aplicada para el estudio y optimización de los parámetros de la estructura de mayor interés para el diseño óptimo de un prototipo a 5.5GHz (máximo rango de escaneo del ángulo de apuntamiento y de la tasa de radiación). En particular se analizan seis configuraciones de la antena para observar el rango de variación del ángulo y el ancho del haz principal.

**Tabla 1:** Resultados obtenidos para seis casos configuraciones de  $C_{jHIS}$  y  $C_{jPRS}$ .

Caso #	$C_{jHIS}$ (pF)	$C_{jPRS}$ (pF)	$\beta/k_0$	$\theta_{RAD}$ (deg)	$\alpha/k_0$	$\Delta\theta$ (-10dB)
1	1,09	0,20	0,2588	15°	0,0007	7,28°
2	0,08	0,50	0,2588	15°	0,0630	22,25°
3	2,23	0,30	0,4226	25°	0,0009	7,74°
4	0,07	0,53	0,4226	25°	0,0930	33,96°
5	1,14	0,45	0,5736	35°	0,0050	8,64°
6	0,15	0,55	0,5736	35°	0,0390	17,68°

Actualmente la antena se encuentra en proceso final de diseño, y se pretende fabricar para analizar su desempeño real.

#### Referencias

- [1] J. T. Bernhard and K. Chang, "Reconfigurable antennas," in *The Wiley Encyclopedia in the Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*. New York: Wiley, Feb. 2005.
- [2] A. A. Oliner, , R. C. Johnson, Ed., "Leaky-wave antennas," in *AntennaEngineering Handbook*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch.10
- [3] A. A. Oliner and K. Lee, "Microstrip leaky wave strip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, pp. 443–446, Jun. 1986.
- [4] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 12, pp. 2678–2690, Dec. 2004.
- [5] R. Ouegraogo, E. Rothwell, and B. Greetis, "A reconfigurable microstrip leaky-wave antenna with a broadly steerable beam," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 8, pp. 3080–3083, Aug. 2011.
- [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.*, vol. 59, no. 10, pp. 3687–3694, Oct. 2011.
- [7] Martinez-Ros, A. J.; Gomez-Tornero, J. L. and Goussetis, G. Planar Leaky-Wave Antenna With Flexible Control of the Complex Propagation Constant. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60, 1625 -1630.
- [8] D. M. Pozar, "Transmission lines and waveguides," in *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998, ch. 8, p. 422.