

# CONTROL DE LA RADIACIÓN DE UNA ANTENA LEAKY-WAVE CARGADA CON UNA SUPERFICIE SELECTIVA EN FRECUENCIA

M. García-Vigueras<sup>(1)</sup>, J. L. Gómez-Tornero<sup>(1)</sup>, R. Guzmán-Quirós<sup>(1)</sup>, J.S. Gómez-Díaz<sup>(1)</sup>, A. Álvarez-Melcón<sup>(1)</sup>.

maria.garcia@upct.es, josel.gomez@upct.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones Universidad Politécnica de Cartagena. Campus Muralla del Mar Antiguo Cuartel de Antigones, s/n 30202 Cartagena.

**Abstract-** This work presents a novel leaky-wave antenna (LWA), conceived from the insertion of a dipole-based frequency selective surface (FSS) into a top-open rectangular waveguide. It is explained how the printed circuit has the ability to control the radiation rate of the leaky modes that propagate through this structure at a certain frequency. This attribute makes possible the tapering of the radiation diagram of the LWA. In particular, it is possible to reduce the sidelobes level. This feature will be illustrated by performing a cosine tapered design. Good agreement is observed when comparing the results obtained from leaky-mode theory with full-wave simulations. Finally, the limitations of this tapering procedure will also be presented.

## I. INTRODUCCIÓN

La teoría y el principio de operación de las antenas *Leaky-Wave* (LWA) es ampliamente conocido [1]. En estas estructuras, la radiación ocurre debido a la excitación de modos de fuga (*leaky-modes*) caracterizados por una constante de propagación compleja:

$$k_y = \beta_y - j\alpha_y \quad (1)$$

En (1), la parte real (constante de fase) controla el ángulo de apuntamiento de la antena  $\theta_{RAD}$  (2), mientras que la parte imaginaria (constante de atenuación) junto con la longitud de la antena  $L_a$  establecen la longitud efectiva de radiación, y por lo tanto el ancho del haz principal  $\Delta\theta$  (3) y la eficiencia de radiación  $\eta_{RAD}$  (4). El nivel de lóbulo principal a secundario (NLPS) depende de la forma de la iluminación de campo cercano en la apertura de la antena [1,2], y se puede modificar modulando la tasa de radiación del modo *leaky* a lo largo de la longitud de la antena [1]. Este procedimiento es conocido como *taper*. Por lo tanto, las propiedades de la radiación de una LWA se pueden ajustar modificando la constante de propagación  $k_y$  del modo *leaky*.

$$\sin \theta_{RAD} \cong \frac{\beta_y}{k_0} \quad (2)$$

$$\Delta\theta \cong \frac{1}{\frac{L_a}{\lambda_0} \cos \theta_{RAD}} \approx \frac{\alpha_y / k_0}{0.183 \cdot \cos \theta_{RAD}} \quad (3)$$

$$\eta_{RAD} = 1 - e^{-2\alpha_y L_a} = 1 - e^{-4\pi \frac{\alpha_y L_a}{k_0 \lambda_0}} \quad (4)$$

En [3] se propusieron LWAs diseñadas con cavidades vacías en las que se introducían modificaciones de forma asimétrica en la guía para inducir y controlar su radiación. Este enfoque implicaba procesos de mecanizado de la guía de onda, lo cual encarece la fabricación de la antena. Más adelante, se propuso una novedosa tecnología híbrida que combinaba guía de onda dieléctrica con circuitos impresos [4,5]. En estas LWAs, el *taper* se puede conseguir modificando las dimensiones del circuito impreso, lo que simplifica los procesos de fabricación de la estructura.

En este artículo se presenta una novedosa antena *leaky-wave* en una dimensión (1D LWA) de tipo híbrido (combinando una guía de onda y circuitos impresos). En concreto, se trata de una guía metálica rectangular abierta en la que se introduce un circuito impreso que actúa como superficie selectiva en frecuencia (*Frequency Selective Surface*, FSS [6]), formando una cavidad *Fabry-Perot* en la que se crean y propagan ondas *leaky*. Esta antena ofrece la ventaja principal de la tecnología mencionada anteriormente, pues es el circuito impreso de la FSS el responsable de la radiación. Por otra parte, esta LWA tiene asociadas menores pérdidas óhmicas que la antena descrita en [4,5], pues tratamos con una guía vacía en vez de una guía rellena de dieléctrico. En la sección II de este artículo se presentará la 1D LWA propuesta y su mecanismo de radiación. Esta antena se analizará con una herramienta modal para probar que el circuito impreso es capaz de controlar la tasa de radiación de los modos *leaky* que se propagan por ella. Los resultados obtenidos serán comparados con simulaciones *full-wave* para validar la herramienta modal utilizada. El procedimiento para realizar el *taper* en esta nueva estructura se explicará en la sección III y se empleará en la concepción de un diseño práctico en la sección IV. En particular, para comprobar la posibilidad de reducir el NLPS por debajo de -20dB se ha diseñado una LWA con un *taper* tipo coseno, con el objetivo de obtener los resultados mostrados en la Fig.1.

La Fig.1 muestra la reducción del NLPS teórica en el diagrama de radiación de una antena con una longitud  $L_a=3.5\lambda_0$  y apuntando en  $\theta_{RAD}=30^\circ$ , en la que se ha realizado un *taper* tipo coseno. Como se puede ver, el NLPS se ha reducido desde -13dB (cuando la antena es uniforme) a -23dB (cuando se ha realizado el *taper*). Esta reducción de los campos radiados fuera del lóbulo principal también se puede observar en los campos cercanos mostrados en la Fig.2.

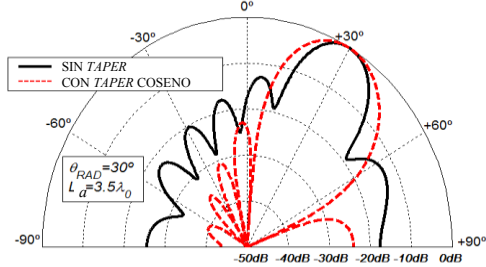


Fig. 1. Diagrama de radiación normalizado ( $L_a=3.5\lambda$ ,  $\eta_{RAD}=75\%$ ,  $f=15GHz$ )

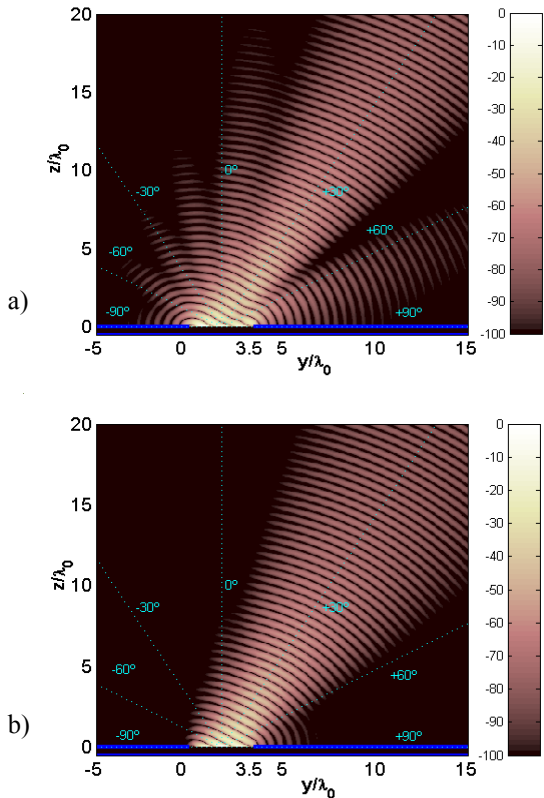


Fig. 2. Campo eléctrico cercano ( $L_a=3.5\lambda$ ,  $\eta_{RAD}=75\%$ ,  $f=15GHz$ ) a) LWA uniforme (sin taper) b) LWA con taper tipo coseno

## II. ANTENNA LEAKY-WAVE CARGADA CON FSS

En la Fig.3 se observa la estructura de la antena que se propone en este trabajo, junto con sus dimensiones y su red equivalente transversa (*Transverse Equivalent Network* TEN, Fig.3-b). Se trata de una cavidad *Fabry-Perot* formada por una guía rectangular abierta en la que se introduce una FSS formada por dipolos que actúa como una superficie parcialmente reflectante (PRS, [6]). La transparencia de esta FSS controla la cantidad de energía que llega a la apertura superior de la antena y, por lo tanto, determina la tasa de radiación del modo leaky ( $\alpha_y/k_0$ ). La reflectividad de este tipo

de PRS depende principalmente de la longitud de sus dipolos resonantes ( $L_{FSS}$ , ver Fig.3). Este aspecto será clave en la realización del *taper* en la LWA aquí propuesta y en este artículo se mostrará cómo es posible conseguirlo diseñando adecuadamente  $L_{FSS}$  a lo largo de la longitud de la antena.

La LWA propuesta ha sido analizada mediante una herramienta modal basada en el TEN de la Fig.3-b. La FSS se ha modelado mediante la admitancia equivalente  $Y_{PRS}(k_y, L_{FSS})$  que se ha obtenido con el método de identificación de polos y ceros descrito en [7]. La admitancia  $Z_{RAD}$  modela la apertura superior de la antena, que se obtiene utilizando las expresiones desarrolladas por Marcuvitz en [8]. A una frecuencia concreta, la constante de propagación de los modos *leaky* por la estructura ( $k_y$ ) se puede obtener resolviendo la siguiente ecuación de resonancia transversa (*Transverse Resonance Equation*, TRE) asociada al TEN de la Fig.3 ([9]):

$$Y_{DOWN}(k_y) + Y_{UP}(k_y) + Y_{PRS}(k_y, L_{FSS}) = 0 \quad (5)$$

donde  $Y_{UP}$  y  $Y_{DOWN}$  son las admitancias mostradas en la Fig.3-b, y pueden ser computadas fácilmente utilizando teoría básica de circuitos de microondas y líneas de transmisión.

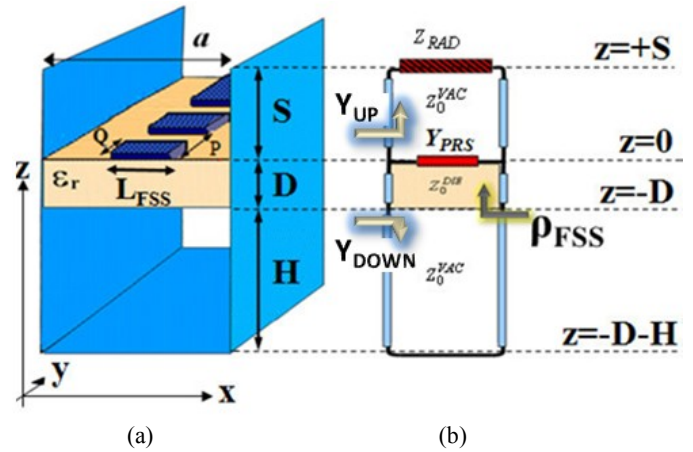


Fig. 3 a) Antena *leaky-wave Fabry-Perot* unidimensional b) Red equivalente transversa de la estructura. ( $a=H=11mm$ ,  $S=5mm$ ,  $D=1.13mm$ ,  $\epsilon_r=2.2$ ,  $P=1.5mm$ ,  $Q=0.5mm$ ).

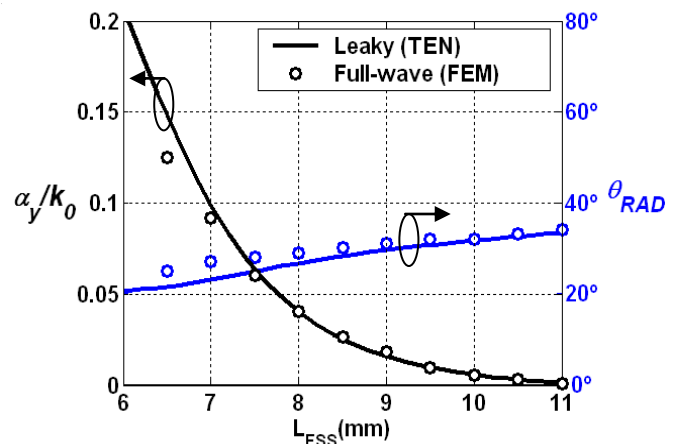


Fig. 4 Tasa de radiación normalizada y ángulo de apuntamiento de la antena mostrada en la Fig.1, en función de la longitud de los dipolos de la FSS (frecuencia de operación  $15GHz$ ).

Los resultados obtenidos de la TEN se muestran en la Fig.4, donde son comparados con simulaciones *full-wave* basadas en el Método de los Elementos Finitos (*Finite Element Method*, FEM). Ambos resultados se asemejan

mucho, validando así la herramienta modal utilizada. De la Fig.4 se desprende que modificando  $L_{FSS}$  se puede controlar de forma flexible la tasa de radiación de la antenna  $\alpha_y/k_0$ , mientras que el ángulo de apuntamiento  $\theta_{RAD}$  sólo experimenta una leve variación.

### III. DISEÑO CON NLPS BAJO

Para ilustrar la necesidad de realizar el *taper*, primero se diseñará una LWA uniforme apuntando en  $\theta_{RAD}=30^\circ$  a  $15\text{GHz}$ , con  $\eta_{RAD}=75\%$  de eficiencia de radiación y  $L_A=3.5\lambda$ , lo que da lugar a un ancho de haz  $\Delta\theta=17^\circ$ . Este diseño se puede conseguir utilizando una FSS uniforme con  $L_{FSS}=8\text{mm}$ , que provee la tasa de radiación requerida  $\alpha_y/k_0=0.04$  (ver Fig.4). El diagrama de radiación de esta antenna sin *taper* se corresponde con las curvas azules de la Fig.5 (la simulación FEM se dibuja con línea continua mientras que los resultados modales *leaky* se muestran con línea discontinua). Se puede ver que se obtiene un  $NLPS=-13\text{dB}$ , como corresponde a la iluminación exponencial asociada a las LWA uniformes [1,2].

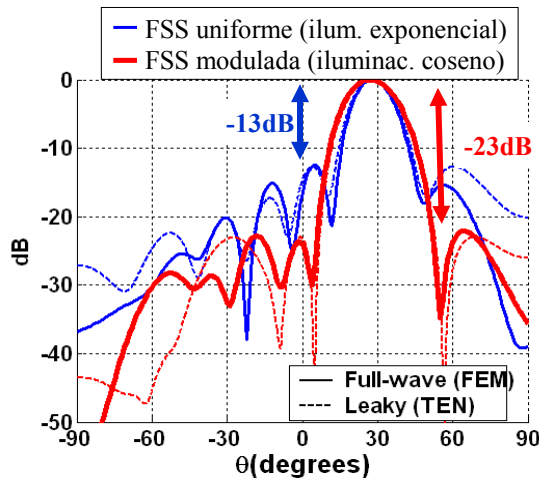


Fig. 5 Diagrama de radiación normalizado ( $L_A=3.5\lambda$ ,  $\eta_{RAD}=75\%$ ,  $f=15\text{GHz}$ ).

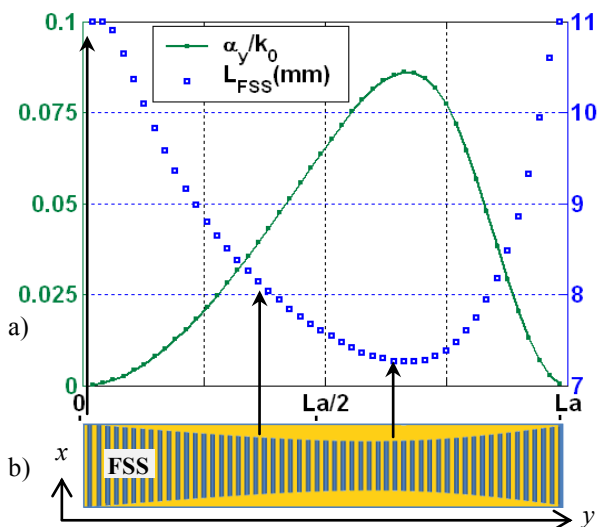


Fig. 6 a) Necessary radiation rate ( $\alpha_y/k_0$ ) at each point of the antenna and length of the dipoles in the FSS ( $L_{FSS}$ ) that provide it. b) Scheme of the tapered FSS.

Para obtener una cierta iluminación  $M(y)$ , el modo *leaky* debe radiar con una cierta tasa de radiación en cada punto  $y_0$

de la longitud de la antenna, que puede ser obtenido mediante la siguiente conocida expresión [1]:

$$\alpha(y_0) = \frac{1}{2} \frac{|M(y_0)|^2}{\int_{y=0}^{y=La} |M(y)|^2 dy - \int_{y=0}^{y=y_0} |M(y)|^2 dy} \quad (6)$$

La Fig.6-a muestra la variación necesaria de  $\alpha_y/k_0$  a lo largo de la longitud de la LWA para conseguir una iluminación coseno, junto con la correspondiente variación de  $L_{FSS}$  determinada por la relación entre  $\alpha_y/k_0$  y  $L_{FSS}$  reflejada en la Fig.4. El perfil del circuito impreso de la FSS resultante se muestra en la Fig.6-b. El diagrama de radiación de esta LWA con *taper* se muestra en la Fig.5, probando una clara reducción del NLPS a  $-23\text{dB}$ . De nuevo los resultados modales *leaky* se asemejan mucho a los *full-wave*, requiriendo un tiempo computacional mucho menor para el análisis modal que para el análisis *full-wave* de la estructura tridimensional de la LWA. También se pone de manifiesto un ensanchamiento del lóbulo principal, que va relacionado con la iluminación coseno [2]. Sin embargo, es posible reducir el NLPS de un diagrama de radiación manteniendo una directividad deseada si diseñamos una nueva antenna con una mayor apertura radiante. Además, se puede conseguir una mayor reducción del NLPS realizando una iluminación coseno cuadrado u otras funciones conocidas [2].

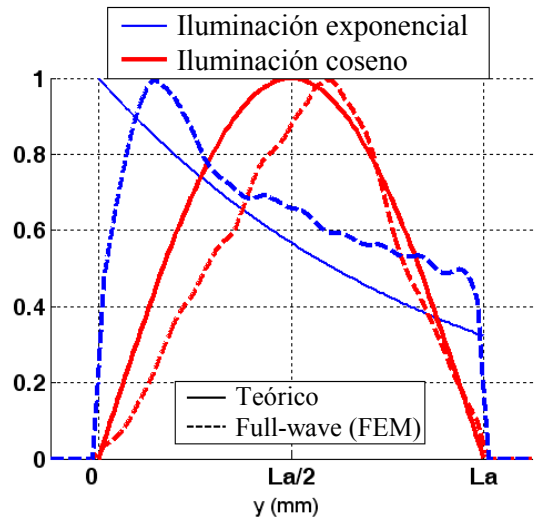


Fig. 7 Iluminación normalizada de la antenna uniforme y con *taper*.

La Fig.7 muestra la iluminación de la apertura de las antenas diseñadas. Las líneas azules de esta figura se corresponden con la antenna uniforme, donde se puede comprobar que el patrón es exponencial. Por otra parte, las líneas rojas van asociadas a la antenna con *taper*, donde queda patente la iluminación coseno. Una vez más, la comparación entre los resultados teóricos y los full-wave es razonablemente buena. El efecto del *taper* también se puede apreciar en la Fig.8, donde se muestra el vector de Poynting (Fig.8-a y b) y la magnitud del campo eléctrico (Fig.8-c y d) en la apertura superior de la antenna. En las figuras 8-a) y c) se observa que en la antenna uniforme la energía se radia en su mayoría al principio y decrece exponencialmente. Sin embargo, en la antenna con *taper* (Fig. 8-b y d) la radiación mayor se produce en la mitad de la antenna siendo nula en los

bordes, como es característico en la iluminación de aperturas con bajo nivel de lóbulos secundarios.

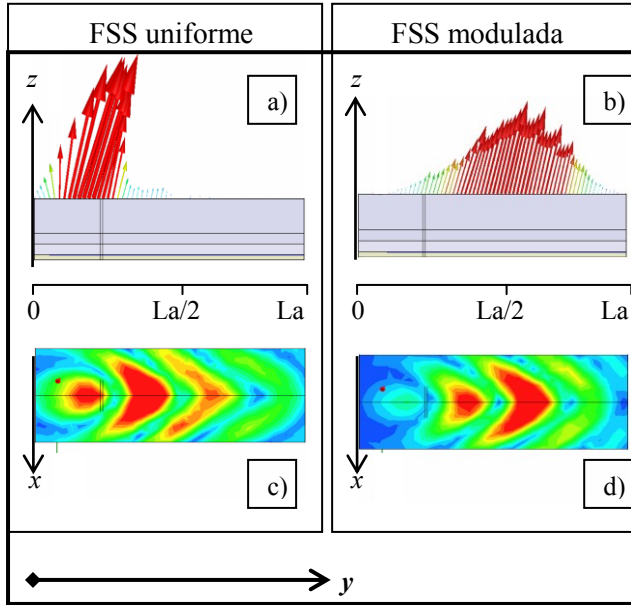


Fig. 8 a,b) Vector de Poynting en la apertura superior de la antena. c,d) Magnitud del campo eléctrico en la apertura. a, c) LWA uniforme. b,d) LWA con taper.

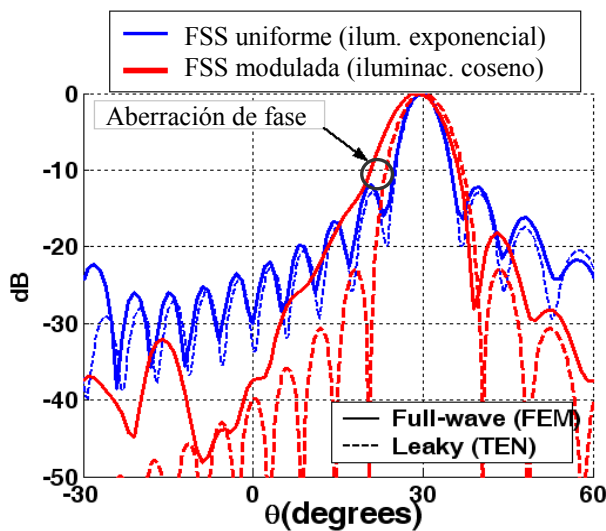


Fig. 9 Diagrama de radiación normalizado ( $La=10\lambda$ ,  $\eta_{RAD}=75\%$ ,  $f=15GHz$ ).

Este procedimiento de taper introduce variaciones en el ángulo de radiación  $\theta_{RAD}$  de la LWA a lo largo de su longitud (ver Fig.4), que resultará en aberración de fase. En nuestro diseño este efecto no es perceptible debido a que el haz principal es ancho. Sin embargo, cuando tratemos con antenas más directivas (con haces principales estrechos) serán necesarias algunas mejoras en el procedimiento. En estos casos se deberá encontrar la forma de controlar  $\alpha$  sin afectar a  $\beta$ , para que así, todas las partes de la apertura radien hacia el mismo ángulo  $\theta_{RAD}$  [1,5]. Para ilustrar esta necesidad se muestra el ejemplo de la Fig.9, donde se ha aplicado el procedimiento de taper a una antena más larga. En este caso la aberración de fase es clara en el diagrama de radiación, donde es posible ver la distorsión producida en el lóbulo principal. Como se puede apreciar en la Fig.9, el lóbulo

principal sufre un ensanchamiento mayor del esperado y no se consigue la deseada reducción del NLPS.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta una novedosa antena *leaky-wave* unidimensional cargada con una superficie selectiva en frecuencia. Esta FSS es responsable del control de la radiación del modo *leaky* en la estructura. Se ha probado que, cambiando el circuito impreso de la FSS, es posible controlar la tasa de radiación y por lo tanto la eficiencia de radiación de la antena. Gracias a esta característica se puede conseguir reducir el nivel de lóbulo principal a secundario realizando una modulación de la longitud de los dipolos de la FSS a lo largo de la antena. La estructura ha sido analizada utilizando una simple red equivalente transversa, de la que se puede extraer la constante de propagación compleja de los modos *leaky*. Los resultados obtenidos mediante esta técnica modal han sido comparados con simulaciones *full-wave* para mostrar la posibilidad de reducir el NLPS sólo modificando el circuito impreso de la FSS. En la charla se mostrarán resultados experimentales realizados sobre prototipos de esta novedosa antena, que corroboran su mecanismo de funcionamiento y de control del NLPS.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al proyecto nacional TEC2007-67630-C03-02/TCM, el proyecto regional de la fundación Séneca 08833/PI/08, la beca nacional "Salvador de Madariaga" (ref.PR2009-0336) y la beca regional PMPDI-UPCT-2009.

#### REFERENCIAS

- [1] A. A. Oliner, "Leaky-Wave Antennas," in *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed, R. C. Johnson, Ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch.10.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory*. New York: Wiley, 1982.
- [3] P. Lampariello and A. A. Oliner, "A new leaky-wave antenna for millimeter waves using an asymmetric strip in groove guide—Part I: Theory," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, pp. 1285–1294, 1985
- [4] P. Lampariello and A. A. Oliner, "A novel phase array of printed-circuit leaky wave lines sources," in *Proc. 17th Eur. Microwave Conf.*, Rome, Italy, 1987, pp. 555–560.
- [5] J. L. Gómez, A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi, and A. A. Melcón, "Design of tapered leaky-wave antennas in hybrid waveguide-planar technology for millimeter waveband applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pt. 1, pp. 2563–2577, Aug. 2005.
- [6] G. V. Trentini, "Partially Reflective Sheet Arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-4, pp. 666–671, 1956.
- [7] 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.*, in press.
- [8] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1951, pp. 179–181.
- [9] M. García-Vigueras, J.L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, and A. Álvarez-Melcón, "Software tool for the leaky-mode analysis of waveguides loaded with frequency selective surfaces", *III European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, Berlin, Germany, 23-27 March 2009.