

Estudio del ancho de banda de *reflectarrays* diseñados con dos tipos de elementos: dipolos coplanares paralelos y parches apilados

Rafael Florencio⁽¹⁾, Rafael R. Boix⁽¹⁾, José A. Encinar⁽²⁾, Eduardo Carrasco⁽²⁾ y Manuel Arrebola⁽³⁾
rflorencio@us.es, boix@us.es, encinar@etc.upm.es, carrasco@etc.upm.es, arrebola@tsc.uniovi.es

⁽¹⁾Dpto. de Electrónica y Electromagnetismo, Universidad de Sevilla.

⁽²⁾Dpto. de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos, Universidad Politécnica de Madrid.

⁽³⁾Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oviedo.

Abstract—In this work, the authors compare two designs of *reflectarray* antennas made of two different types of elements. One of the *reflectarray* designs is intended to generate a collimated beam and the other is intended to generate a contoured beam. In order to produce these radiation patterns, in one case three coplanar parallel dipoles are used as *reflectarray* elements, and in the other case stacked square patches are used as *reflectarray* elements. The results obtained indicate that the collimated beam and shaped beam *reflectarrays* made of parallel dipoles have a good bandwidth performance, which is comparable to that of the collimated beam and shaped beam *reflectarrays* made of stacked patches. However, the *reflectarrays* made of parallel dipoles achieve the broadband goal with a manufacturing process that is easier and cheaper than that required by the *reflectarrays* made of stacked patches.

I. INTRODUCCIÓN

Las antenas *reflectarray* en tecnología impresa son antenas reflectoras planas, fabricadas con una o más capas de agrupaciones de parches *microstrip*. Las dimensiones de estos parches se ajustan para producir un desplazamiento de fase progresivo del campo eléctrico reflejado, lo que hace posible enfocar o conformar el haz radiado cuando el *reflectarray* es iluminado por un alimentador (normalmente una antena de bocina) [1]. Las antenas *reflectarray* presentan varias ventajas cuando se comparan con antenas reflectoras y con *arrays* de parches *microstrip* convencionales. Por un lado, son más ligeras y fáciles de construir que las antenas reflectoras (especialmente para diseños de haz conformado), y tienen niveles más bajos de polarización cruzada [2]. Por otro lado, son más simples que los *arrays* de antenas *microstrip* debido a que no incluyen complejas redes de alimentación [2].

En los primeros prototipos de antenas *reflectarray* los elementos radiantes utilizados eran parches rectangulares impresos sobre un único sustrato dieléctrico [3], [2]. Desgraciadamente, el rango de fase logrado no superaba los 330° y la variación de la fase con las dimensiones de los parches era altamente no lineal (véase [4, Fig. 5.a]), lo cual provocaba una alta sensibilidad a las tolerancias de fabricación y una limitación severa en el ancho de banda. Estos inconvenientes fueron superados mediante el uso de sustratos multicapa con dos o tres niveles de parches rectangulares apilados

[5], [6] o con parches acoplados por apertura [7], si bien estas configuraciones introducían un aumento considerable en la complejidad del proceso de fabricación. Una alternativa interesante a los elementos de antena *reflectarray* basados en configuraciones multicapa con múltiples niveles de metalización es el elemento propuesto en [8]. Dicho elemento consta de tres dipolos paralelos dispuestos de forma simétrica sobre una misma capa dieléctrica. En este elemento, la fase del campo reflejado se ajusta variando las longitudes de los tres dipolos simultáneamente, de forma similar a como se hace en la configuración con parches apilados. Esto permite conseguir un rango de fase superior a 360° ya que se dispone de tres elementos resonantes en la misma celda periódica. Además, la configuración propuesta permite una simplificación en el proceso de fabricación ya que los tres dipolos están sobre la misma interfase de un medio multicapa. Finalmente, el elemento permite conseguir un ancho de banda comparable a los que se consiguen con la configuración de parches apilados [9].

En el presente trabajo comparamos las prestaciones en ancho de banda de dos antenas *reflectarray* de haz enfocado, una en la que los elementos son dipolos coplanares paralelos y otra en la que los elementos son parches apilados. También comparamos las prestaciones en ancho de banda de dos antenas *reflectarray* de haz conformado que están constituidas de nuevo, bien por dipolos coplanares paralelos, bien por parches apilados. Para poder diseñar los dos tipos de antenas *reflectarray* con dipolos paralelos y parches apilados en tiempos de CPU razonables, se ha aplicado la hipótesis de periodicidad local, que consiste en suponer que cada elemento del *reflectarray* se encuentra rodeado por una agrupación periódica infinita de elementos idénticos [1]. Esta hipótesis está avalada por el hecho de que conduce a resultados numéricos que muestran una buena concordancia con resultados experimentales [5], [10]. En el diseño y optimización de una antena *reflectarray* bajo la hipótesis de periodicidad local, suele ser necesario llevar a cabo decenas de miles de veces el análisis electromagnético del *scattering* de una onda plana por una estructura periódica multicapa. Por tanto, para evitar que los tiempos de CPU involucrados sean prohibitivos, es necesario disponer de

herramientas eficientes para el análisis numérico de estructuras periódicas. Una de estas herramientas es el método de los momentos en el dominio espectral (MDMDE) basado en la función de Green multicapa (FGM) [11], [12], [13]. En este trabajo, haremos uso del MDMDE-FGM y utilizaremos funciones base con singularidad de borde en la aproximación de la densidad de corriente en los dipolos/parches [14], lo cual asegura una rápida convergencia de los resultados obtenidos con respecto al número de funciones base.

II. RESULTADOS NUMÉRICOS

Consideremos el *reflectarray* diseñado en [15] para generar un haz enfocado en la dirección fijada por las coordenadas angulares esféricas $\theta_0 = 19^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$ (la definición de θ_0 y φ_0 puede encontrarse en [15]) a 11.95 GHz. El elemento de *reflectarray* utilizado consta de dos parches cuadrados apilados de tamaño variable. El *reflectarray* es circular y tiene un diámetro de 40.6 cm. Los elementos están situados sobre una cuadrícula periódica de 29×29 celdas de tamaño $14 \times 14 \text{ mm}^2$. Cada parche está impreso sobre una capa de Rohacell[®] de 3 mm de espesor, estando la capa inferior de Rohacell[®] limitada por un plano de masa. El alimentador es una antena de bocina corrugada comercial usada en receptores de TV, y su centro de fase está localizado en el punto de coordenadas $x_f = -116 \text{ mm}$, $y_f = 0$ and $z_f = 340 \text{ mm}$ con respecto al centro del *reflectarray* (véase el sistema de coordenadas utilizado en [15, Fig. 3(a)]). El patrón de radiación del alimentador se modela mediante una función $\cos^q(\theta)$ donde el valor de q se escoge de manera que el patrón de radiación se adapte al de la bocina a 11.95 GHz. En esas condiciones, se obtiene un nivel de iluminación en los bordes del *reflectarray* de -5 dB con respecto al máximo del patrón de radiación. Utilizando la misma distribución de fase que existe sobre los elementos del *reflectarray* estudiado en [15], hemos diseñado una segunda antena *reflectarray* en la que cada elemento es un conjunto de tres dipolos coplanares paralelos. El centro del dipolo central está situado en el centro de la celda periódica y los otros dos dipolos laterales están dispuestos simétricamente con respecto al dipolo central. Los tres dipolos coplanares paralelos están impresos sobre la misma cara de una única capa de Rohacell[®] de 3 mm de espesor, limitada inferiormente por un plano de masa. Las dimensiones de la celda periódica, el diámetro del *reflectarray* y el alimentador son los mismos que los utilizados en el diseño de parches apilados estudiado en [15]. En el diseño de ambos *reflectarrays* hemos supuesto que los *reflectarrays* están en la región de campo lejano del alimentador. Esto significa que la fase del coeficiente de reflexión requerida en el elemento l -ésimo para lograr un haz reflejado en la dirección (θ_0, φ_0) viene dada por [15]

$$\phi_l = k_0 [d_l - \sin \theta_0 (x_l \cos \varphi_0 + y_l \sin \varphi_0)] \quad (1)$$

donde d_l es la distancia entre el elemento l -ésimo y el alimentador, k_0 es el número de ondas del espacio libre, y (x_l, y_l) son las coordenadas del centro del elemento l -ésimo del *reflectarray*. En el presente trabajo las dimensiones de los parches/dipolos que conducen a los valores de fase

mostrados en Ec. (1) se calculan en el marco de la hipótesis de periodicidad local. En la determinación de las dimensiones de los elementos de los *reflectarrays*, se utiliza una rutina de búsqueda de ceros que llama iterativamente al código de análisis numérico basado en MDMDE-FGM.

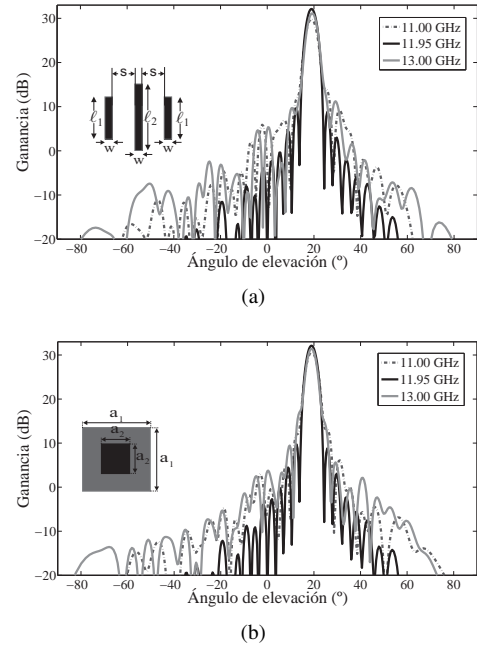


Fig. 1. Diagramas de radiación de haz enfocado en el plano de elevación de dos antenas *reflectarray* en la banda de 11-13 GHz. (a) Antena *reflectarray* con tres dipolos paralelos ($s=4.6 \text{ mm}$; $w=1 \text{ mm}$; $l_1 = 0.7l_2$). (b) Antena *reflectarray* con dos parches apilados ($a_2 = 0.7a_1$).

Las Figs. 1 y 2 muestran los diagramas de radiación en los planos de elevación y azimutal para las dos antenas *reflectarray* de haz enfocado que se han diseñado (una con dipolos coplanares paralelos y otra con parches cuadrados apilados) en la banda de frecuencias de 11 a 13 GHz. Las figuras muestran que los diagramas de radiación obtenidos con los dos *reflectarrays* son muy similares. A las frecuencias extremas de 11 GHz y 13 GHz, los diagramas de radiación son parecidos a los obtenidos a la frecuencia central, observándose un ligero incremento en el nivel de lóbulos laterales y una reducción de la ganancia máxima de 1.5 dB. Se observa que se ha logrado un ancho de banda de 16% para una disminución máxima de ganancia de 1.5 dB sin necesidad de implementar ninguna herramienta de optimización que fuerce los requerimientos de fase a diferentes frecuencias como se ha hecho en [10], [16]. Hay que puntualizar que en el caso de la antena *reflectarray* compuesta por dipolos coplanares, este ancho de banda se obtiene a partir de un proceso de fabricación que es más simple y más barato que el que se requiere para la antena compuesta por parches apilados.

Consideremos ahora la antena *reflectarray* diseñada en [7] para generar un haz sectorial en el plano azimutal y cosecante cuadrado en el plano de elevación a la frecuencia de 10.4 GHz para un sistema LMDS. Los elementos del *reflectarray*

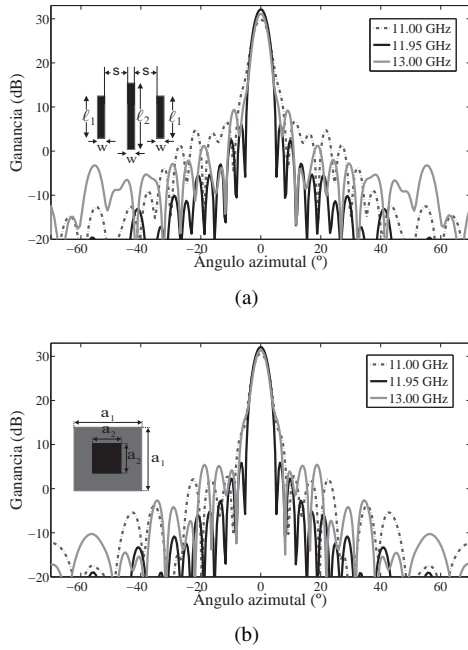


Fig. 2. Diagramas de radiación de haz enfocado en el plano azimutal de dos antenas *reflectarray* en la banda de 11-13 GHz. (a) Antena *reflectarray* con tres dipolos paralelos ($s=4.6$ mm; $w=1$ mm; $l_1 = 0.7l_2$). (b) Antena *reflectarray* con dos parches apilados ($a_2 = 0.7a_1$).

diseñado en [7] son parches acoplados por aperturas a líneas de retardo. El *reflectarray* es circular con un diámetro de 41.25 cm, y los elementos están situados sobre una cuadrícula periódica de 25×25 celdas de tamaño de 16.5×16.5 mm². El alimentador es una antena de bocina comercial Narda-640 cuyo centro de fase está localizado en el punto de coordenadas $x_f = -175$ mm, $y_f = 0$ and $z_f = 390$ mm con respecto al centro del *reflectarray* (véase el sistema de coordenadas definido en [7, Fig. 1]). El patrón de radiación del alimentador se modela mediante una función $\cos^q(\theta)$ donde el valor de q se escoge de manera que el patrón de radiación se adapte al de la bocina a 10.4 GHz. En esas condiciones, se obtiene un nivel de iluminación en los bordes del *reflectarray* de -11 dB. En el presente trabajo hemos diseñado dos antenas *reflectarray* para generar el haz conformado con las especificaciones de radiación dadas en [7]. En uno de los *reflectarrays* se han utilizado conjuntos de tres parches apilados como elementos, y en el otro, conjuntos de tres dipolos coplanares paralelos. Las dimensiones de la celda periódica, el diámetro y el alimentador de ambos *reflectarrays* son los mismos que los utilizados en el diseño de la antena *reflectarray* con parches acoplados por apertura a líneas de retardo de [7]. En el caso de la antena *reflectarray* hecha con parches apilados, cada parche está impreso sobre una capa de Arlon® de 0.508 mm de espesor situada sobre una capa de Rohacell® de 3 mm de espesor. El sustrato soporte de la antena compuesto por 6 capas dieléctricas con tres niveles de metalización está limitado inferiormente por un plano de masa. Por otro lado, en el caso de la antena *reflectarray* hecha con dipolos coplanares,

todos los dipolos están impresos sobre una capa de Arlon® de 0.508 mm de espesor situada sobre una capa de Rohacell® de 3 mm de espesor, estando la capa de Rohacell® limitada inferiormente por un plano de masa. Como ocurre en el caso del *reflectarray* de haz enfocado hecho con dipolos coplanares, en cada elemento el centro del dipolo central coincide con el centro de la celda periódica y los otros dos dipolos laterales están dispuestos simetricamente con respecto el dipolo central. El proceso de diseño de una antena *reflectarray* de haz conformado consta de dos etapas bien diferenciadas descritas en [5]. En la primera etapa se aplica una técnica de síntesis solo fase con el fin de calcular la fase del campo eléctrico reflejado requerido en cada elemento del *reflectarray* para generar el diagrama de radiación deseado. En la segunda etapa se determinan las dimensiones de cada elemento del *reflectarray* que conducen a la distribución de fase objetivo calculada en la primera etapa de diseño, haciendo uso de la hipótesis de periodicidad local. Para la segunda etapa de diseño, hemos utilizado una rutina de búsqueda de ceros que llama iterativamente a nuestro código numérico basado en el MDMDE-FGM.

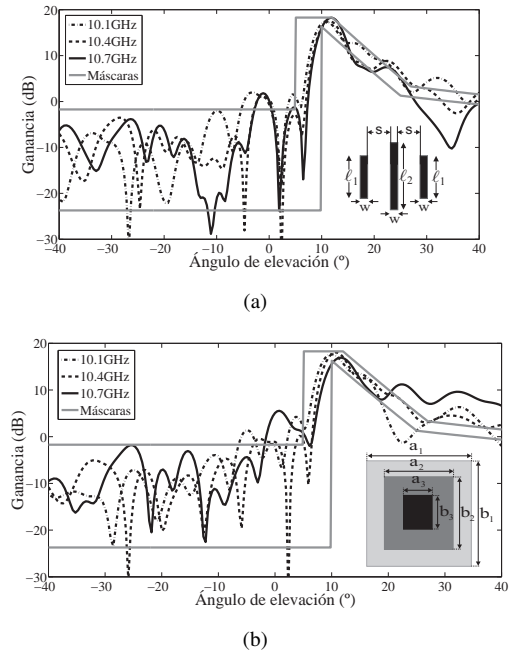


Fig. 3. Diagramas de radiación de haz enfocado en el plano de elevación de dos antenas *reflectarray* en la banda del sistema LMDS. (a) Antena *reflectarray* con tres dipolos paralelos ($s=5.5$ mm; $w=1$ mm; $l_1 = 0.7l_2$). (b) Antena *reflectarray* con tres parches apilados ($a_1 = b_1$; $a_2 = b_2 = 0.9a_1$; $a_3 = b_3 = 0.7a_1$).

La antena *reflectarray* diseñada en [7] para una estación central LMDS cubre la banda de frecuencias de 10.1 a 10.7 GHz. En las Figs. 3 y 4 analizamos las prestaciones en esa banda de frecuencias de los dos *reflectarrays* diseñados en este trabajo (uno con parches apilados y el otro, con dipolos coplanares). En particular, las Figs. 3(a) y 4(a) muestran los cortes de los diagramas de radiación en los planos de elevación y azimutal de la antena diseñada con dipolos coplanares, junto

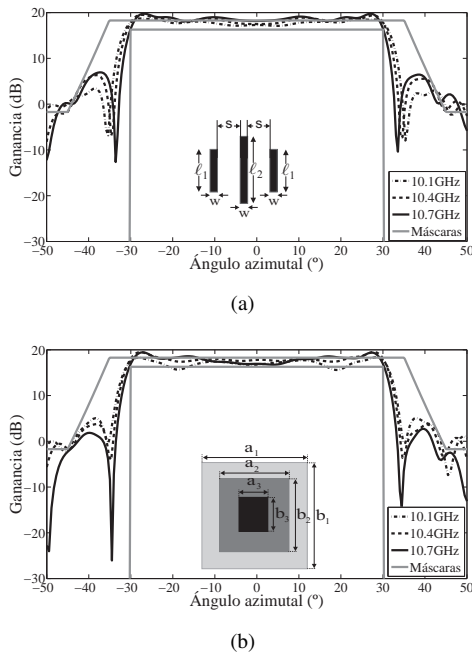


Fig. 4. Diagramas de radiación de haz enfocado en el plano azimutal de dos antenas *reflectarray* en la banda del sistema LMDS. (a) Antena *reflectarray* con tres dipolos paralelos ($s=5.5$ mm; $w=1$ mm; $l_1 = 0.7l_2$). (b) Antena *reflectarray* con tres parches apilados ($a_1 = b_1$; $a_2 = b_2 = 0.9a_1$; $a_3 = b_3 = 0.7a_1$).

con las máscaras de especificaciones de ganancia máxima y mínima requeridas que se han utilizado en la etapa de síntesis (véanse las Figs. 2(a) y 2(b) de [7] con máscaras de ganancia similares). Se observa que en el plano azimutal la ganancia se mantiene por encima de la máscara de ganancia mínima en toda la banda de frecuencias y que, en el plano de elevación, el diagrama de radiación se distorsiona ligeramente a las frecuencias extremas de la banda a 10 dB por debajo de la ganancia máxima, fenómeno también observado en [7]. Las Figs. 3(b) y 4(b) muestran los cortes en elevación y en azimut de la antena *reflectarray* de haz conformado hecha con parches apilados. Se observa que en el plano azimutal la ganancia se mantiene por encima de la máscara de mínima ganancia, y que la distorsión del diagrama de radiación en el plano de elevación aparece a niveles de ganancia mayores que los mostrados para el caso de la antena hecha con dipolos. En cualquier caso, podemos concluir que las prestaciones en ancho de banda de las dos antenas estudiadas en las Figs. 3 y 4 son comparables. No obstante conviene remarcar una vez más que el proceso necesario para fabricar la antena hecha con dipolos es más simple y más barato que el necesario para fabricar la antena hecha con parches apilados.

III. CONCLUSIONES

Se han comparado los diagramas de radiación y las prestaciones en ancho de banda de dos tipos de antenas *reflectarray* en diseños de haz enfocado y haz conformado. En uno de los tipos de antenas se utilizan como elementos dipolos coplanares paralelos, y en el otro, parches cuadrados apilados. Los resulta-

dos obtenidos indican que las prestaciones en ancho de banda de los dos tipos de antenas *reflectarray* son comparables, si bien las antenas hechas con dipolos tienen la ventaja de que su proceso de fabricación es más simple y menos costoso que el de las antenas hechas con parches apilados.

AGRADECIMIENTOS

La presente investigación ha sido financiada por el proyecto TIC-4595 de la Junta de Andalucía, y por los proyectos CICYT TEC2010-17567 y CONSOLIDER CSD2008-68 del Ministerio de Ciencia e Innovación.

REFERENCES

- [1] J. Huang, J. A. Encinar, *Reflectarray antennas*. Piscataway, NJ/New York: IEEE Press/Wiley, 2008.
- [2] D.M. Pozar, S.D. Targonski, H.D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 287-296, February 1997.
- [3] D.M. Pozar, T.A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 657-658, April 1993.
- [4] M. Bozzi, S. Germani, L. Perregrini, "Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 2, Issue 1, 2003 pp. 219 - 222.
- [5] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1138-1148, May 2004.
- [6] M. Arrebola, J. A. Encinar, M. Barba, "Multifid printed reflectarray with three simultaneous shaped beams for LMDS central station antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, No. 6, June 2008, pp. 1518-1527.
- [7] E. Carrasco, M. Arrebola, J. A. Encinar and M. Barba, "Demonstration of a shaped beam reflectarray using aperture-coupled delay lines for LMDS central station antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 56, p. 3103-3111, Oct. 2008.
- [8] J.A. Encinar, A. Pedreira, "Flat reflector antenna in printed technology with improved bandwidth and separate polarizations" (in Spanish), Granted patent P2004 01382.
- [9] F. Rossi, J. A. Encinar, A. Freni "Design of a reflectarray antenna at 300 GHz using parallel dipoles of variable size printed on a quartz wafer", *5th ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications and 31st ESA Antenna Workshop*, 18 - 20 May 2009, ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands
- [10] J. A. Encinar, L. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castañer, J. L. Besada, H. Baier, H. Legay, "Dual-polarization dual-coverage reflectarray for space applications," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 54, No. 10, Pp. 2828-2837, Oct. 2006.
- [11] R.M. Pous, D. M. Pozar, "A frequency-selective surface using aperture-coupled microstrip patches", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-39, pp. 1763-1769, October 1991.
- [12] F. Mesa, R. Marqués, and M. Horno, "A general algorithm for computing the bidimensional spectral Green's dyads in multilayered complex bianisotropic media: the equivalent boundary method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 1640-1649, Sept. 1991.
- [13] R. Florencio, R.R. Boix, J.A. Encinar, "Efficient analysis of multi-resonant periodic structures for the improved analysis and design of reflectarray antennas", *Proc. 6th Edition EUCAP*, Prague, Czech Republic, March 2012.
- [14] W. C. Chew, and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, pp. 1045-1056, Aug. 1988.
- [15] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp. 1403-1410, Oct. 2001.
- [16] J. A. Encinar, J. A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 51, No. 7, July 2003, pp. 1662-1664.