

Antena Reflectarray Polarizadora en banda K y Ka para Satélites Pequeños

Juan Manuel Ruiz-Casado⁽¹⁾, Daniel Martínez-de-Rioja⁽¹⁾, Eduardo Martínez-de-Rioja⁽²⁾, Jose A. Encinar⁽¹⁾

(1) Information, Processing and Telecommunications Center, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, Spain, ({jm.rcasado, jd.martinezderioja, jose.encinar}@upm.es)

(2) Department of Signal Theory and Communications and Telematic Systems and Computing, Universidad Rey Juan Carlos, Fuenlabrada, Spain, (eduardo.martinez@urjc.es)

Abstract—This contribution describes a dual-band polarizing reflectarray antenna for small-satellite communications. The proposed antenna has been designed to convert the incident dual-linearly polarized field into dual-circular polarization in K and Ka bands, generating a high gain beam as well. The unit-cell is composed of two layers of metallization, where each layer has orthogonal groups of dipoles and is designed to independently operate at a different frequency. The polarization conversion process has been generalized to operate with non-stacked dual polarization elements, which allows to use a single dielectric layer per operating frequency. Simulated results of a 20 cm polarizing reflectarray antenna with a dual-layer configuration show a maximum gain larger than 30 dBi and an axial ratio below 1.5 dB at both design frequencies (19.7 and 29.5 GHz).

I. INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones por satélite basadas en pequeños satélites requieren antenas compactas de alta ganancia para establecer comunicaciones de banda ancha y a larga distancia, para misiones en espacio profundo. Además, estas antenas deben presentar mecanismos simples de plegado y despliegue, debido a las pequeñas dimensiones del satélite. Las antenas reflectarray han sido propuestas recientemente en misiones científicas debido a su perfil plano, fácil de dividir de varios paneles planos [1]. Las antenas reflectarray proporcionan haces de alta ganancia a través del control de fase proporcionado por los elementos metálicos impresos en la superficie del reflectarray, los cuales pueden ser diseñados para operar independientemente en polarizaciones ortogonales [2] o a diferentes bandas de frecuencia [3]. Particularmente, el diseño de antenas reflectarray polarizadoras que combinan la generación de haces de alta ganancia con conversión de polarización lineal a circular (LP-to-CP) ha sido investigado en los últimos años debido a la potencial simplificación de la cadena de alimentación [4], [5].

Este trabajo presenta el diseño de una antena reflectarray polarizadora que opera independientemente a dos bandas de frecuencia (bandas K y Ka). El proceso de diseño ha sido generalizado para considerar elementos no apilados de polarización dual para cada banda de frecuencia, lo que permite operar con una sola capa de elementos por frecuencia de operación. Como resultado, la antena reflectarray propuesta opera en bandas de 1 GHz centradas en 19.7 y 29.5 GHz, con una relación axial (AR) inferior a 1.5 dB.

II. CONFIGURACIÓN DE LA ANTENA

Una antena reflectarray de 20 cm × 20 cm ha sido propuesta para operar a 19.7 GHz y 29.5 GHz. El tamaño de la antena ha sido definido para ser utilizada a bordo de CubeSats 6U y 12U, de manera que la antena, formada por un único panel, pueda ser plegada sobre la cara del CubeSat (20 × 30 cm) y desplegada mediante un mecanismo de bisagra simple. El alimentador puede ser definido por un pequeño array impreso, como en [1], aunque en este caso se ha considerado una bocina comercial para la validación experimental de la antena. Se espera que la antena proporcione un haz de alta ganancia apuntando a $\theta = 23^\circ$, $\varphi = 0^\circ$ (ver Fig.1), con una ganancia mayor a 30 dBi en ambas bandas, y un AR inferior a 3 dB dentro de las bandas de 1 GHz centradas en 19.7 y 29.5 GHz.

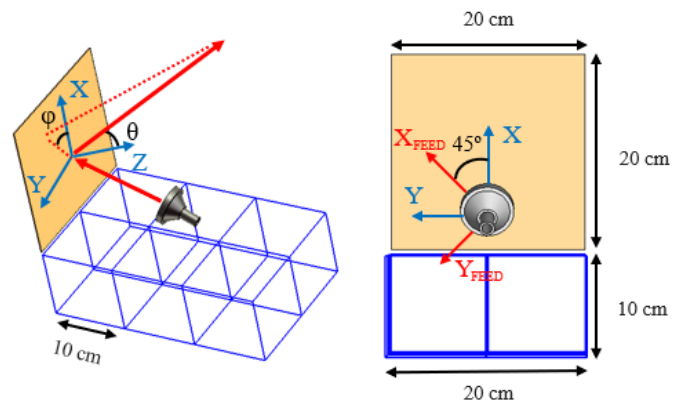


Fig. 1. Configuración de la antena propuesta en un CubeSat 6U.

III. CONFIGURACIÓN DE LA CELDA UNIDAD

La celda propuesta consiste en una configuración de doble capa con dos conjuntos ortogonales de tres dipolos paralelos por capa, como se muestra en Fig. 2. Las láminas de dieléctrico son dos sustratos Rogers 3003 ($\epsilon_r = 2.32$, $\tan\delta = 0.0013$) de 0.762 mm, elegidos para la próxima validación experimental. Después de un estudio paramétrico de la celda, el periodo ha ido definido como $P_X = 5$ mm, $P_Y = 5.7$ mm, el ancho de los dipolos es igual a 0.25 mm, la separación entre dipolos paralelos es de 0.5 mm y las longitudes de los dipolos laterales en cada grupo de tres dipolos paralelos han sido escaladas por 0.83 con respecto a la longitud de los centrales.

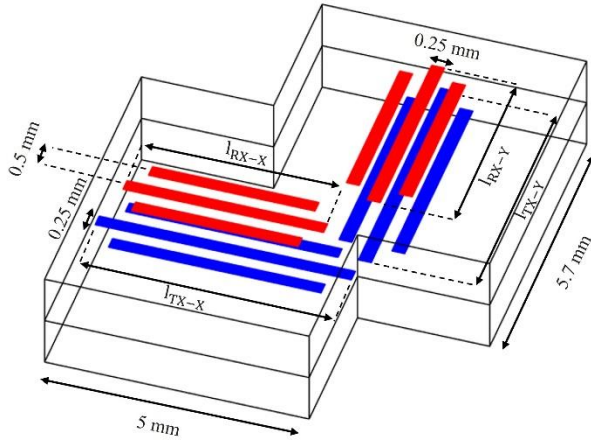
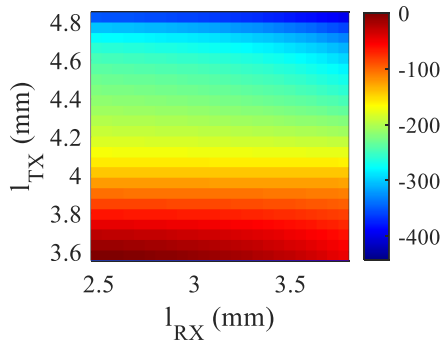
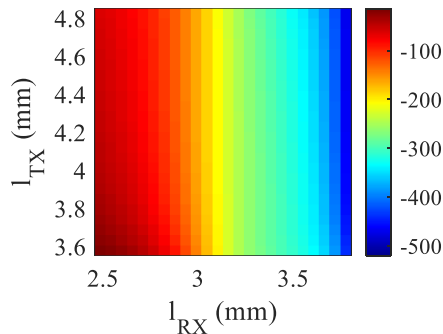


Fig. 2. Celda reflectarray propuesta.

Se ha utilizado una rutina de análisis *full-wave* basada en el Método de los Momentos en el Dominio Espectral (SD-MoM) para caracterizar la celda reflectarray en entorno periódico. Esta rutina permite calcular los retardos de fase introducidos por la celda al variar las longitudes de los dipolos para cualquier ángulo de incidencia. Fig. 3 muestra los retardos de fase introducidos a 19.7 y 29.5 GHz cuando se incrementan las longitudes de los dipolos inferiores (l_{TX}) y las longitudes de los dipolos superiores (l_{RX}). Las figuras verifican la operación independiente de ambas capas: los dipolos impresos en la capa inferior controlan el desfase a la frecuencia inferior (19.7 GHz), mientras que los dipolos superiores (en color rojo en Fig. 2) controlan el desfase introducido en la frecuencia superior (29.5 GHz). Este comportamiento permite diseñar cada nivel de metalización en procesos separados.



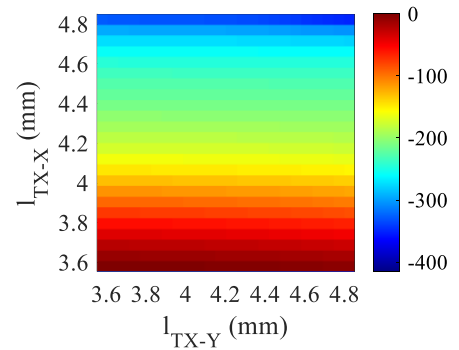
(a)



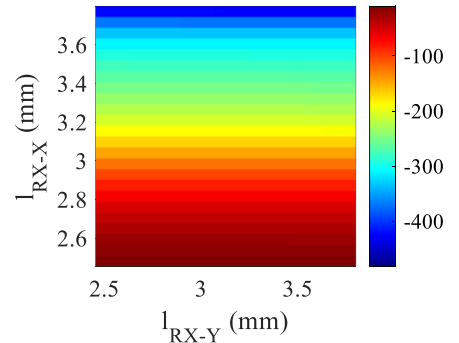
(b)

Fig. 3. Retardo de fase ($^{\circ}$) introducido a (a) 19.7 GHz y (b) 29.5 GHz cuando se incrementan las longitudes de los dipolos inferiores y superiores.

Una vez probado el comportamiento independiente de los dipolos situados en cada capa, se ha estudiado la dependencia entre dipolos ortogonales impresos en la misma capa. En Fig. 4 se observan los retardos de fase introducidos en la componente X del campo eléctrico a medida que se incrementan las longitudes de los dipolos orientados según X e Y. En Fig. 4(a) se estudia el comportamiento de los dipolos inferiores para analizar su desfase a 19.7 GHz (los dipolos superiores permanecen fijos), mientras que en Fig. 4 (b) se varían los dipolos superiores, mientras los inferiores permanecen fijos. Como resultado, Fig. 4 muestra que las longitudes de los dipolos orientados en Y no tienen impacto en el desfase introducido en la componente X, que es controlada únicamente mediante la longitud de los dipolos en X, tanto a 19.7 GHz como a 29.5 GHz. Resultados similares se obtienen al estudiar los desfases en la componente Y, que se controla mediante la longitud de los dipolos orientados en Y, con independencia de los dipolos orientados en X.



(a)



(b)

Fig. 4. Retardo de fase ($^{\circ}$) introducido a (a) 19.7 y (b) 29.5 GHz cuando se incrementan las longitudes de los dipolos ortogonales en cada capa.

IV. PROCESO DE DISEÑO Y RESULTADOS SIMULADOS

El proceso de conversión de polarización lineal a circular se logra mediante dos factores: una rotación de 45° entre las componentes lineales ortogonales del alimentador (X_{Feed} , Y_{Feed}) y las componentes lineales ortogonales controladas por los elementos impresos (X, Y), como se muestra en Fig. 1, y la introducción de una diferencia de fase de 90° entre las componentes X e Y del campo eléctrico reflejado, lograda mediante un ajuste apropiado de las longitudes de los dipolos [4], [5]. En este diseño, la operación independiente en las bandas K y Ka permite considerar una diferencia de fase de -90° a 19.7 GHz y de $+90^{\circ}$ (-270°) a 29.5 GHz, para generar polarizaciones circulares ortogonales a 19.7 y 29.5 GHz a

partir de un único campo incidente linealmente polarizado. Es importante tener en cuenta que la diferencia de fase de -90° o -270° debe aplicarse en la misma referencia física sobre la superficie del reflectarray, por lo que en este caso debe incluirse una corrección de fase para considerar el desplazamiento de medio periodo entre los conjuntos ortogonales de dipolos en cada celda reflectarray. Como resultado, la diferencia entre la distribución de las fases objetivo en las componentes X e Y en la antenna reflectarray se muestra en Fig.5. Ignorar esta corrección de fase conduce a errores de fase mayores de 30° a 19.7 GHz y 80° a 29.5 GHz, lo que empeora la relación axial.

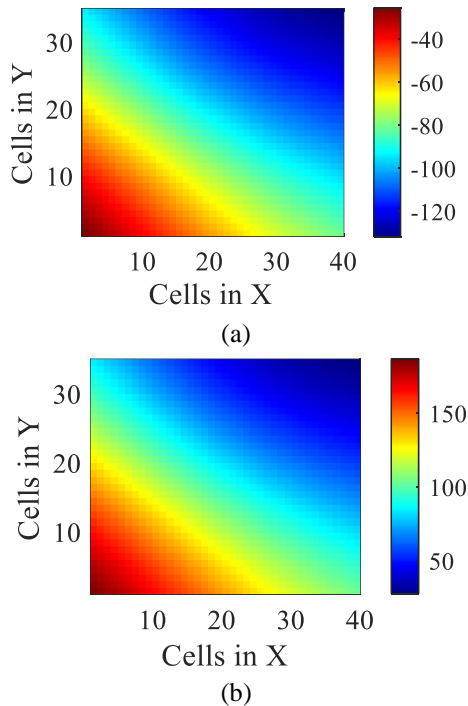


Fig. 5. Diferencia de fase ($^\circ$) entre las distribuciones de fase en X e Y en la antenna reflectarray a (a) 19.7 GHz y (b) 29.5 GHz.

Las longitudes de los dipolos se han ajustado celda a celda para proporcionar las distribuciones de fase requeridas para enfocar un haz de alta ganancia y convertir la polarización lineal incidente a circular. Para ello, se ha utilizado una rutina basada en la herramienta de análisis SD-MoM anterior. Primero, los dipolos inferiores de cada celda son diseñados a 19.7 GHz, luego, los dipolos superiores son optimizados a 29.5 GHz considerando las longitudes de los dipolos inferiores previamente diseñados. Los diagramas de radiación han sido calculados a partir de las matrices de reflexión de cada celda diseñada, obtenidos mediante la herramienta SD-MoM. Los resultados simulados mostrados en Fig.6 exhiben un buen comportamiento de la antenna, con una eficiencia de radiación del 60.1% y 54.2% a 19.7 y 29.5 GHz, respectivamente. En ambas bandas de operación de 1 GHz, la pérdida de ganancia máxima es menor a 1.5 dB y la relación axial permanece por debajo de 1.1 dB.

V. CONCLUSIONES

Una antenna reflectarray polarizadora de doble banda ha sido diseñada y simulada usando celdas reflectarray basadas en conjuntos ortogonales de dipolos con una estructura de capas

apiladas, de manera que cada capa opera en una banda de frecuencia diferente. El proceso de diseño considera el desplazamiento físico entre los conjuntos ortogonales de dipolos para proporcionar, con precisión, la conversión de polarización lineal a circular. Los resultados simulados muestran un rendimiento excelente en ambas bandas. Se espera mostrar resultados medidos en el congreso.

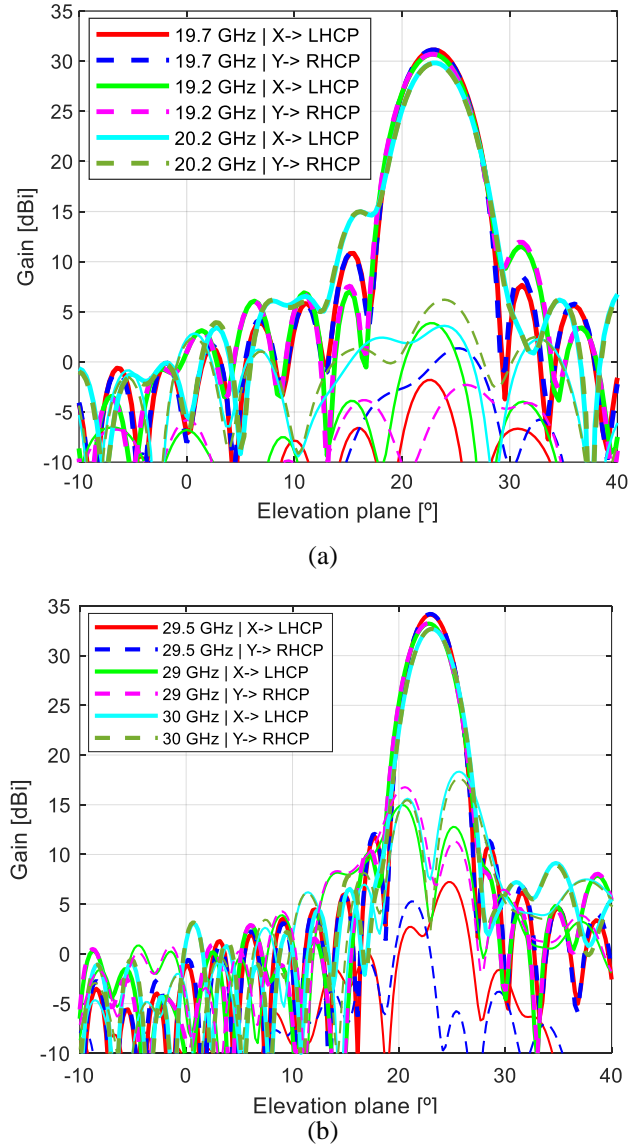


Fig. 6. Diagramas de radiación simulados de la antenna en la banda (a) inferior y (b) superior de frecuencias.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido apoyado por MICIN/AEI/10.13039/501100011033 bajo Projects PID2020-114172RB-C21-2, y TED2021-130650B-C22, el último fundado por NextGenerationEU bajo el plan de Recuperación para Europa.

REFERENCIAS

- [1] R. E. Hodges, N. Chahat, D. J. Hoppe and J. D. Vacchione, "A Deployable High-Gain Antenna Bound for Mars: Developing a new folded-panel reflectarray for the first CubeSat mission to Mars," IEEE Antennas Propag. Magaz., vol. 59, no. 2, pp. 39-49, April 2017.

- [2] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada and G. Toso, "Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1234-1246, April 2015.
- [3] E. Martinez-de-Rioja, J. A. Encinar, M. Barba, R. Florencio, R. R. Boix and V. Losada, "Dual Polarized Reflectarray Transmit Antenna for Operation in Ku- and Ka-Bands With Independent Feeds," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 6, pp. 3241-3246, June 2017.
- [4] J. X. Wang, H. B. Wang, Y. J. Cheng and Y. Fan, "A Single-Layer Broadband Linear-to-Circular Polarization Reflectarray With 45° Offset Feed for Ka-Band Communications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 354-358, Jan. 2024.
- [5] D. Martinez-de-Rioja, B. Imaz-Lueje, J. A. Encinar, M. Arrebola and M. R. Pino, "Dual Circularly Polarized Reflectarray Antenna for High Throughput Links from Small Satellites," 2023 17th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), Florence, Italy, 2023, pp. 1-4.