

ANTENA DE MICROCINTA CON POLARIZACIÓN CIRCULAR EN LA BANDA DE 60 GHz

Osmerly Hernández Martínez¹, Marcos Rodríguez Toranzo², Francisco Marante Rizo³

^{1,3}Universidad Tecnológica de La Habana, Calle 114 #11901 entre Ciclovía y Rotonda, Marianao, La Habana.

²Cubatel S.A, Prensa Latina y Andrade. Km 1 ½, Marianao, La Habana.

¹e-mail: ohernandezm@tele.cujae.edu.cu

²e-mail: marcos930807@gmail.com

³e-mail: marante@tele.cujae.edu.cu

RESUMEN

La gran cantidad de estándares y servicios de telecomunicaciones existentes ha propiciado el abarrotamiento del espectro radioeléctrico en frecuencias inferiores a 3 GHz. Esto ha generado un interés creciente por las comunicaciones en la banda de ondas milimétricas, en especial la banda de 60 GHz. En el presente artículo se propone el diseño de un arreglo de antenas de microcinta de 2x2, con polarización circular (PC) y alimentación por proximidad en dos capas para su utilización en la banda de ondas milimétricas de 60 GHz. Se exponen los resultados de las simulaciones efectuadas en el simulador de campo electromagnético HFSS, evidenciándose un ancho de banda de 11.7 GHz en relación con las pérdidas de retorno ($S_{11} \leq -10$ dB), y de 8.98 GHz en relación con la polarización circular ($RA \leq 3$ dB). Además, se obtuvo una ganancia máxima de 11.0 dB. De este modo se proporciona una alternativa económica pero efectiva a las exigencias de las comunicaciones a tan altas frecuencias.

PALABRAS CLAVES: Arreglo de antenas, Banda de ondas milimétricas, Polarización circular.

60 GHz CIRCULAR POLARIZED MICROSTRIP ANTENNA

ABSTRACT

The variety of current telecommunications standards and services has led to the overcrowding of radioelectric spectrum at frequencies below 3 GHz. This has generated a growing interest in communications over millimeter wave band, specifically on the 60 GHz band. This article proposes the design of a 2x2 microstrip antenna array, by using circular polarization and proximity feed in two layers, for use in the 60 GHz millimeter wave band. Simulation results in the electromagnetic field simulator HFSS are presented, where results exhibit a bandwidth of 11.7 GHz in relation to return losses ($S_{11} \leq -10$ dB), and 8.98 GHz in relation to the circular polarization ($AR \leq 3$ dB). In addition, a maximum gain of 11.0 dB was obtained. By this way, an economic but effective alternative to common demands of communications systems at such high frequencies is provided.

KEY WORDS: Antenna array, Millimeter wave band, Circular polarization.

1. INTRODUCCIÓN

Cuando se hace referencia a las comunicaciones inalámbricas en la actualidad, resulta evidente el crecimiento exponencial de su utilización, así como de los volúmenes de información intercambiados. Al mismo tiempo, se aumentan las exigencias para el desempeño de dichos sistemas de comunicaciones y de las actuales y futuras tecnologías. Cada vez se requiere de menos latencia y mejor confiabilidad en redes móviles con mayor número de usuarios, aplicaciones y servicios.

El aumento vertiginoso de la demanda de tráfico, conjuntamente con el hecho de que la mayoría de los sistemas móviles desplegados operan en frecuencias inferiores a 3 GHz, provocan que esta porción del espectro electromagnético se torne cada vez más congestionada. Mientras esto sucede, existe una gran cantidad de espectro disponible en la banda de ondas milimétricas (el espectro comprendido entre 30 y 300 GHz).

Una de las bandas de ondas milimétricas que ha recibido muchísima atención en los últimos años, es la banda de 60 GHz (57-66 GHz). Lo cual podría parecer controversial si se tiene en cuenta que coincide con el pico de absorción por oxígeno. Precisamente las particularidades de la propagación en esta banda la dotan de características únicas y útiles para el despliegue de determinados sistemas de comunicaciones inalámbricos. Además, es notable la miniaturización que se logra de los componentes analógicos y las antenas, obteniéndose mayores niveles de integración con bajo consumo de potencia y bajos costes de fabricación.

Los principales detractores de la utilización de las líneas de transmisión convencionales en las bandas de ondas milimétricas son las elevadas pérdidas. La presencia de un material de sustrato implica la existencia de pérdidas dieléctricas [1]. Las radiaciones espurias y las corrientes de fuga en forma de ondas de superficie son difíciles de manejar en antenas de microcinta. Además, las discontinuidades en la red de alimentación afectan el patrón de radiación [2]. Sin embargo, la tecnología PCB (del inglés Printed Circuit Board) convencional, basado en laminados de alto desempeño en RF y microondas, constituye aún una tecnología competitiva frente a otras más recientes como LTCC (del inglés Low Temperature Co-Fired Ceramic) y LCP (del inglés Liquid Crystal Polymer). No obstante, estos inconvenientes pueden ser mitigados si se hace una correcta selección del sustrato a emplear [3]. En [4,5,6] se proponen diferentes variantes de arreglos de antenas de microcinta para su empleo en la banda de 60 GHz. El presente artículo se diseña y simula un arreglo de antenas de microcinta con polarización circular, para su empleo en la banda de 60 GHz, en particular en la porción del espectro comprendida entre 57 GHz y 64 GHz.

2. MATERIALES Y MÉTODOS

Selección del sustrato dieléctrico

Para lograr adecuadas propiedades de radiación en la antena a diseñar, se seleccionó para la realización del diseño un sustrato compuesto perteneciente a la familia de laminados de alta frecuencia RT/duroid 5880 de Rogers Corporation. Los sustratos de este tipo son materiales compuestos de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzado con microfibras de vidrio, cuya constante dieléctrica (ϵ_r) es la más baja de todos los productos. Esto, conjuntamente con el hecho de que tienen la pérdida dieléctrica más baja de cualquier material de PTFE reforzado, los convierte en sustratos ideales para aplicaciones de alta frecuencia y banda ancha donde se requiera reducir al mínimo la dispersión y las pérdidas [7]. De este modo se alcanza mejor radiación hacia el espacio. Los laminados a alta frecuencia proporcionan una constante dieléctrica muy bien controlada, y este control puede ser tan crítico como el control del espesor del sustrato.

De las variantes disponibles en el mercado, se seleccionó el sustrato RT/duroid 5880 de menor grosor (0.127 mm), con el objetivo de disminuir las pérdidas dieléctricas. Además, el espesor del sustrato influye significativamente en el ancho de la línea de microcinta. Para una impedancia característica de 50 Ω , escoger un sustrato grueso implicaría que las dimensiones de la línea de transmisión fuesen comparables e incluso superiores a las del parche radiante.

Selección del método de alimentación

Una de las alternativas para mitigar el efecto de las radiaciones indeseadas es diseñar estructuras impresas multicapas para aislar la capa que contiene al elemento radiante de la que contiene a la línea de alimentación [2]. De los métodos de alimentación convencionales de las antenas de microcinta, los de acoplamiento electromagnético permiten el diseño de estructuras multicapas. Las variantes existentes son: acoplamiento por abertura y acoplamiento por proximidad. Se decide emplear acoplamiento por proximidad, debido a que es más fácil de modelar, la cual presenta bajas radiaciones espurias, menor complejidad en la construcción y mayor ancho de banda. El acoplamiento por proximidad (en 2 capas) consiste en el empleo de dos sustratos, de forma tal que la línea de alimentación queda comprendida entre ambos y el parche está ubicado encima del sustrato superior. El plano tierra se ubica en la parte inferior del sustrato ubicado debajo [10].

Selección del método de obtención de polarización circular

Existen diferentes métodos para obtener polarización circular en antenas de microcinta, empleando una o más alimentaciones para lograr la excitación de dos modos ortogonales de igual amplitud con diferencia de fase de 90° . Debido a que el empleo de doble alimentación demanda la utilización de una red divisora de potencia y teniendo en cuenta que la antena se diseña para trabajar a muy altas frecuencias, específicamente la banda de 60 GHz, donde las pérdidas son considerables; se decidió utilizar el método de alimentación simple para la obtención de PC. Esto con el fin de disminuir al máximo la longitud de la red de alimentación y, en consecuencia, disminuir las pérdidas conductivas asociadas. Es útil destacar que la elección de un sustrato de pequeño grosor implica además una línea metálica más estrecha para obtener una impedancia característica de 50 ohm, y las pérdidas conductivas aumentan para líneas más estrechas debido a su elevada resistencia.

La idea principal de obtener polarización circular a partir de un único punto de alimentación se centra en la introducción de una perturbación en una estructura radiante. De esta forma sus dos primeros modos degenerados (aquellos que tienen dos distribuciones de corrientes iguales y ortogonales a la misma frecuencia) deben cambiar ligeramente su frecuencia de resonancia entre sí. Las dimensiones de las perturbaciones introducidas junto con la ubicación adecuada de un punto de alimentación en la estructura permiten que a una frecuencia intermedia entre ambos modos degenerados exista una diferencia de fase de 90° entre sus ángulos característicos. Este hecho se traduce en que los campos radiados de la estructura también tendrán este desfase y por tanto se obtendrá la polarización circular [8].

En [9] se describen y analizan diferentes formas de obtener polarización circular empleando una sola alimentación. En este artículo se propone un diseño en el cual se realizan cortes idénticos, en forma de cuadrado, en un par de esquinas opuestas del parche, para el caso del elemento simple.

3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DE LA ANTENA

Elemento simple del arreglo

Una sola antena de parche de microcinta no puede satisfacer los requerimientos de ganancia y operación con polarización circular en la banda de 60 GHz, sin embargo, es el bloque básico para el diseño de un arreglo. Para obtener una primera aproximación de las dimensiones del parche radiante se empleó el procedimiento descrito en [10], correspondiente al método de análisis de línea de transmisión, conocidos: $\epsilon_r=2.2$, $h=0.127$ mm y $f_r=60$ GHz. Los valores obtenidos se resumen en la Tabla 1, donde se destacan por su relevancia los valores del largo y ancho del parche. Es útil señalar que la antena está diseñada para operar en el rango de frecuencias entre 57 y 64 GHz, que coincide con la asignación de frecuencias de esta banda para determinadas regiones del planeta.

Tabla 1: Resultados del método de análisis de líneas de transmisión.

Parámetro	Valor
Ancho del parche (W)	1.97 mm
Constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff})	2.05
Extensión de la longitud (ΔL)	0.06635 mm
Longitud real del parche (L)	2.368 mm

Para facilitar la obtención de la polarización circular se decidió emplear un parche casi cuadrado. Como longitud inicial de los lados del polígono se tomó la dimensión L. Esta cantidad determina fundamentalmente la frecuencia de resonancia de la antena, ya que W afecta en gran medida la impedancia de entrada y el ancho de banda, pero en menor grado la frecuencia de resonancia y el patrón de radiación [10]. Posteriormente se determinó, empleando el software PCAAAD, el ancho necesario de la línea de alimentación para una impedancia característica de 50Ω , considerando la constante dieléctrica y el espesor del sustrato seleccionado.

Con estos valores iniciales se procedió a modelar la antena en el simulador de campo electromagnético HFSS. Luego realizar los ajustes necesarios para lograr una frecuencia de resonancia coincidente con la frecuencia central de la banda de trabajo. Posteriormente se realizaron los cortes en forma de cuadrado en las esquinas opuestas del parche y se realizaron los ajustes necesarios para obtener polarización circular, mediante barridos paramétricos de las variables implicadas. El diseño propuesto se muestra en la Figura 1.

Experiencias previas en el trabajo con esta geometría habían demostrado que en el desplazamiento de la banda de frecuencias con polarización circular, la variación del ancho del parche tiene una influencia más significativa que las variaciones en el largo, realizadas en el mismo intervalo de valores. En resumen: mientras el largo del parche determina en mayor medida la frecuencia de resonancia de la antena, su ancho puede emplearse para controlar la frecuencia central de polarización circular [11].

Se empleó como criterio práctico para determinar la presencia de polarización circular, una relación axial (RA) inferior a 3 dB ($RA \leq 3\text{dB}$). La Tabla 2 resume las dimensiones del elemento simple que arrojaron mejores resultados en las simulaciones.

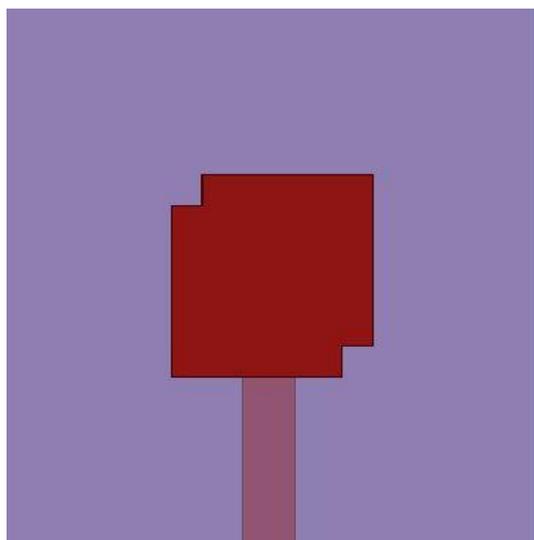


Figura 1: Geometría del elemento simple propuesto.

Tabla 2: Dimensiones finales del elemento simple propuesto

Parámetro	Valor (mm)
Largo del parche	1.53
Ancho del parche	1.48
Longitud de la línea de alimentación	1.95
Ancho de la línea de alimentación	0.39
Longitud del corte	0.25

A continuación, se ilustra el comportamiento de algunos de los parámetros de mayor interés en el análisis de la antena. La Figura 2 refleja el comportamiento del parámetro S11 (pérdidas de retorno), donde se observa que se obtiene un ancho de banda de -10 dB superior a 7.5 GHz. Con esto se logra cubrir casi la totalidad de la banda de interés. En la Figura 3 se muestra el comportamiento del parámetro relación axial, donde se observa un ancho de banda de 3 dB de 2.06 GHz. Por otra parte, en la Figura 4 se muestran las propiedades de radiación de la antena en 3D, donde se puede observar un patrón prácticamente simétrico, con una ganancia máxima de 7.92 dB. Una vez obtenidos estos resultados se procedió al diseño del arreglo de antenas, empleando como bloque básico el elemento radiante diseñado.

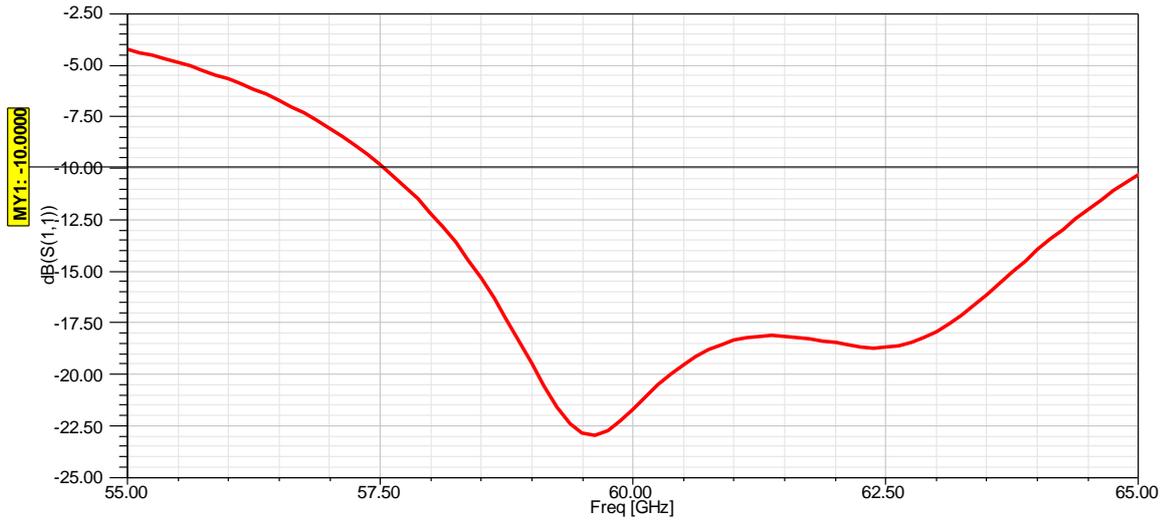


Figura 2: Parámetro S11 en el elemento simple propuesto.

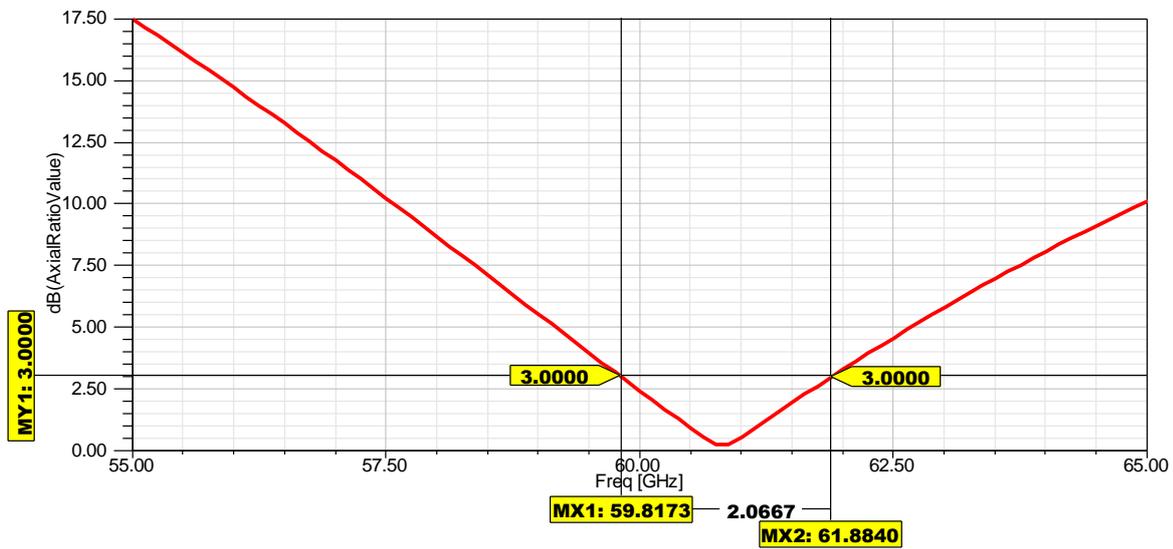


Figura 3: Relación Axial en el elemento simple propuesto.

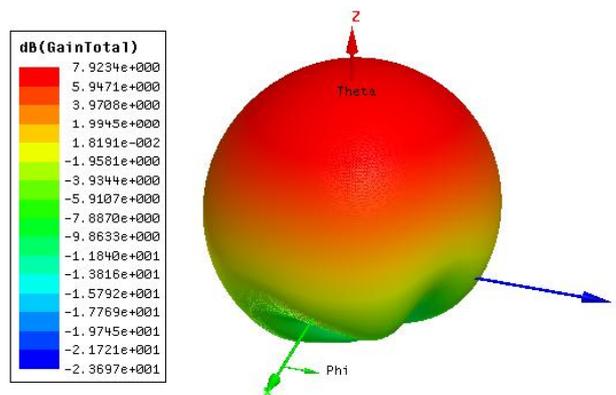


Figura 4: Patrón de radiación en 3D del elemento simple propuesto.

Arreglo de 2x2 elementos

Para obtener polarización circular en toda la banda de 60 GHz, se decidió emplear la técnica de rotación secuencial del elemento simple, de este modo cada uno estará rotado 90° con respecto al anterior. Además, se empleará una red de alimentación corporativa, donde la trayectoria de la línea de alimentación hasta cada uno de los parches debe garantizar que exista una diferencia de fase de 90° en la excitación de cada parche en relación con el anterior (teniendo en cuenta un sentido horario u antihorario en función del sentido de la PC a obtener). Un desfase de 90° se logra con una diferencia de camino recorrido igual a la cuarta parte de la longitud de onda efectiva (λ_{eff}), donde:

$$\lambda_{eff} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{1}$$

La longitud de onda efectiva en este caso tiene un valor de 3.44, por lo cual, idealmente debe existir una diferencia de recorrido de 0.86 mm.

Dado que es necesario distribuir la potencia de señal incidente a partir del primer puerto hacia cada uno de los parches, se decidió emplear uniones T en la red divisora de potencia. En el caso del acoplamiento de impedancia se utilizaron transformadores de un cuarto de longitud de onda. Estos transformadores acoplan la impedancia característica de la línea ($Z_0=50 \Omega$) con los 25 Ω resultado del paralelo de las líneas de la unión T (Z_1). Para calcular la impedancia de dicho transformador se utilizó la siguiente relación:

$$Z_t = \sqrt{Z_0 * Z_1} \tag{2}$$

Una vez calculada la impedancia del transformador ($Z_t=35.35 \Omega$), se empleó el software PCAAD para calcular su ancho, obteniéndose un valor aproximado de 0.64 mm.

A partir de las dimensiones del elemento simple determinadas con anterioridad, y de las de la red de alimentación, se modeló en el software el arreglo que se muestra en la Figura 5, cuya configuración está diseñada para operar con polarización circular a la derecha (RHCP, por sus siglas en inglés). Es útil destacar que se realizaron cortes en las esquinas de las curvas de 90° de las líneas de alimentación, lo cual garantizó una mejoría significativa de los parámetros fundamentales que tomaron en consideración para evaluar el desempeño del arreglo. Eliminar estas esquinas es un método simple y comúnmente utilizado que compensa la reactancia de la curvatura [12]. Para las simulaciones del arreglo, al igual que en el caso del elemento simple, se realizaron parametrizaciones de las diferentes variables involucradas en el diseño.

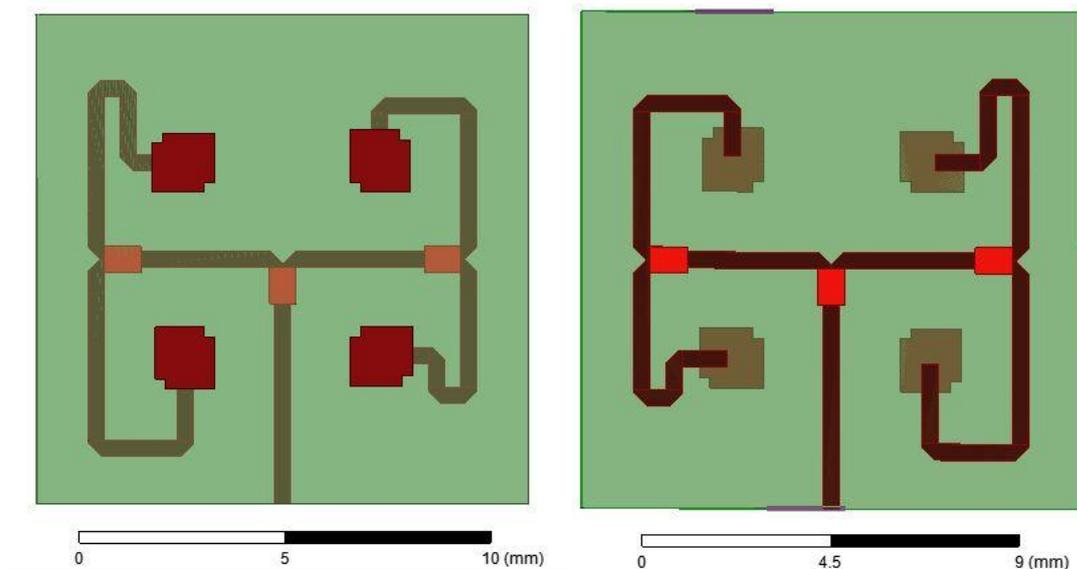


Figura 5: Arreglo de 2x2 antenas: Vistas superior e inferior (sin tener en cuenta el plano tierra).

Uno de los parámetros fundamentales a tener en cuenta en el diseño de arreglos de antenas, es la separación entre los elementos simples [10], es decir, los parches en el caso de arreglos de antenas de microcinta. Durante las parametrizaciones de la separación entre los parches fue imprescindible tener en cuenta la necesidad de colocarlos lo suficientemente cerca para que el patrón de radiación del arreglo fuese lo más directivo posible. A su vez la separación entre los parches deben estar lo suficientemente alejados como para que las pérdidas por acoplamiento mutuo no afectaran significativamente el desempeño de la antena. En la Tabla 3 se registran las dimensiones finales del diseño propuesto, resultantes de los procesos de parametrizaciones.

Tabla 3: Dimensiones finales del arreglo 2x2 propuesto.

Parámetro	Valor (mm)
Largo del parche	1.53
Ancho del parche	1.45
Penetración de la línea de alimentación en el parche	0.68
Ancho de la línea de alimentación	0.39
Longitud del corte	0.25
Longitud del transformador	0.89
Ancho del transformador	0.64
Cortes en las esquinas de las líneas (chamfer)	0.3
Separación entre los parches	1.65

En la gráfica de la Figura 6 se puede observar el comportamiento del parámetro S11 en la antena, apreciándose que el ancho de banda en relación con las pérdidas de retorno cubre en su totalidad la banda de interés. En la figura se muestra como se alcanzan valores inferiores a los -16.8 dB. Como se observa en la Figura 7, el prototipo diseñado presenta un ancho de banda de polarización circular ($RA \leq 3$ dB) de 8.98 GHz, satisfaciendo con creces el requerimiento de operación con PC en la banda de 57-64 GHz. Además, es significativo destacar que en dicha banda los valores de RA son inferiores a 2.4 dB.

La Figura 8 muestra el patrón de radiación en 3D, donde es posible observar que la ganancia del arreglo alcanza valores pico de 11.0 dB. Este resulta satisfactorio teniendo en cuenta la tecnología de bajo costo a emplear (PCB) y el número de elementos del arreglo.

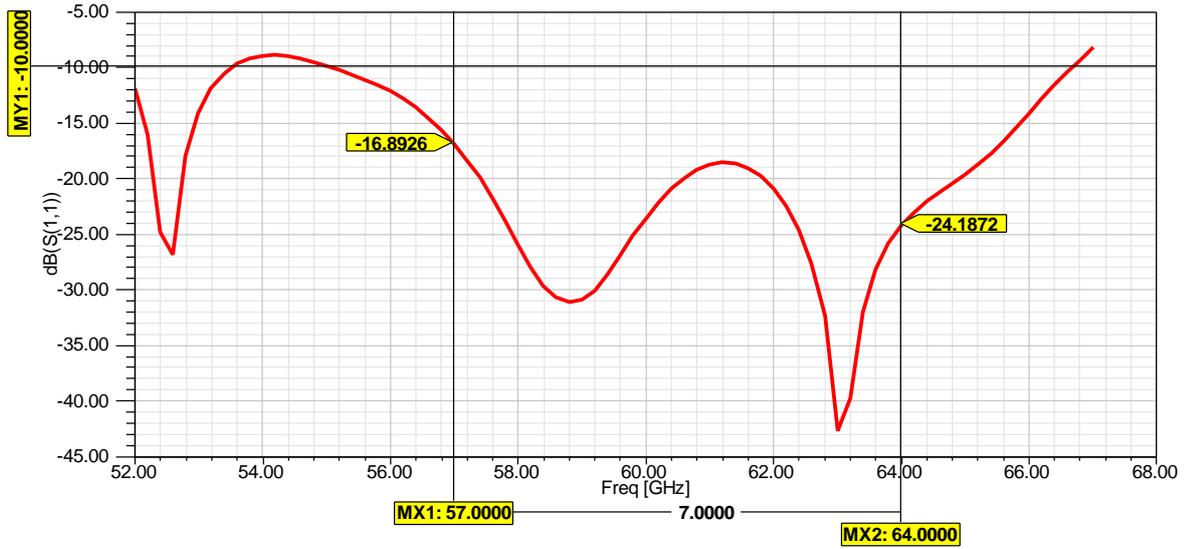


Figura 6: Parámetro S11 en el arreglo 2x2 propuesto.

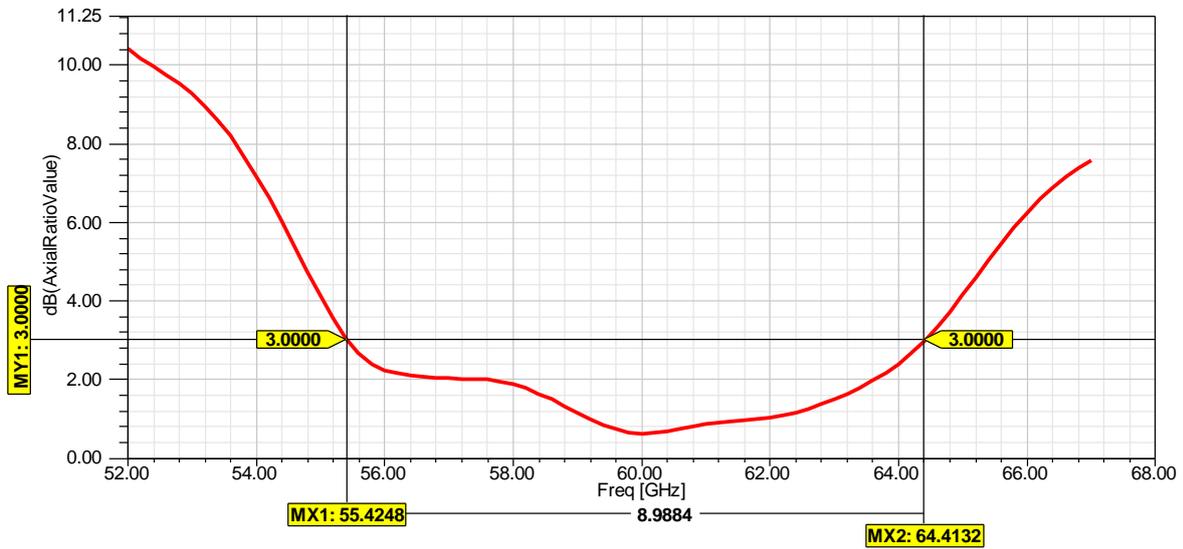


Figura 7: Relación Axial en el arreglo 2x2 propuesto.

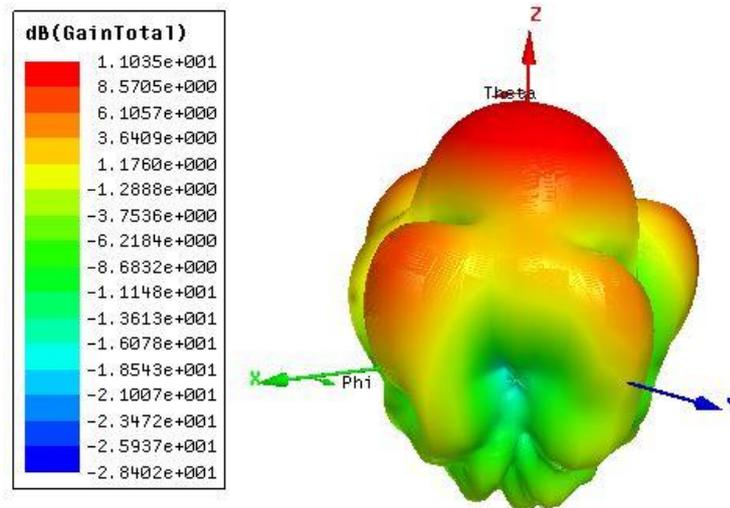


Figura 8: Patrón de radiación en 3D en el arreglo 2x2 propuesto.

4. CONCLUSIONES

El arreglo de antenas de microcinta propuesto en este artículo constituye una alternativa económica para su utilización en la banda de 60 GHz. A la vez que presenta propiedades de radiación satisfactorias. De esta forma se evidencia la factibilidad del empleo del sustrato dieléctrico RT/duroid 5880, así como de los métodos de alimentación y obtención de polarización circular seleccionados. Adicionalmente, dadas las dimensiones extremadamente reducidas de la solución propuesta, que pueden presentar un obstáculo a su construcción y medición si no se dispone del equipamiento adecuado, puede escalarse el diseño a una banda de frecuencias inferior con vistas a su validación en la práctica.

REFERENCIAS

- [1] PUCCI, Elena. *Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas*. 2013. Tesis Doctoral. Chalmers University of Technology.
- [2] CHEN, Zhi Ning, et al. *Handbook of Antenna Technologies*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2016.
- [3] SLOBODZIAN, Piotr M. Challenges of design and practical application of LTCC chip antennas. En *Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2015 12th International Conference on*. IEEE, 2015. p. 147-155.
- [4] CHI, Yu-Jen; CHEN, Fu-Chiarnng. 60-GHz polarization-adjustable antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no 7, p. 2887-2894.
- [5] YANG, Wanlan, et al. A compact high-performance patch antenna array for 60-GHz applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, vol. 15, p. 313-316.
- [6] HANNACHI, C.; ZOUGGARI, B.; TATU, S. O. "A compact, high gain and high efficiency 8x2 patch antenna array for 60 GHz communication systems. En *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2016 17th International Symposium on*. IEEE, 2016. p. 1-2.
- [7] Rogers Corporation. *RT/duroid® 5880 Laminate*. Disponible en Web: <http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/rt-duroid-5880-laminates.aspx>
- [8] ACEDO, Mónica Ramírez. *Antenas Microstrip con Polarización Circular para Sistemas de Posicionamiento por Satélite y aplicaciones RFID*. 2013. Tesis Doctoral, Universidad Autónoma de Barcelona, España, 2013
- [9] WONG, Kin-Lu. *Compact and broadband microstrip antennas*. John Wiley & Sons, 2004
- [10] CONSTANTINE, A. Balanis, et al. *Antenna theory: analysis and design, third edition, John wiley & sons*, 2005
- [11] HERNÁNDEZ, O. et al. "Diseño de una antena para las comunicaciones satélite-tierra del Cubasat-1 en la banda de 2.4 GHz." IX Congreso Internacional de Telemática y Telecomunicaciones, CITTEL 2016.
- [12] VISSER, Hubregt J. Equivalent length design equations for right-angled microstrip bends. 2007.

SOBRE LOS AUTORES

Osmerly Hernández Martínez: Ingeniera en Telecomunicaciones y Electrónica, graduada en la Universidad Tecnológica de La Habana “José Antonio Echeverría” en julio de 2016, donde actualmente se desempeña como Profesora Instructora.

Marcos Rodríguez Toranzo: Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica, graduado en la Universidad Tecnológica de La Habana “José Antonio Echeverría” en julio de 2017. Actualmente se desempeña como Especialista Principal en Cubatel S.A

Francisco Marante Rizo: Graduado de Ingeniero en Telecomunicaciones en el año 1974 en La Universidad de La Habana y Dr. C.T en La Universidad Técnica de Praga en 1986. Actualmente es Profesor Consultante del Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática de la Universidad Tecnológica de La Habana “José Antonio Echeverría”.