



# Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC

*Eric Gómez Rodríguez, Israel Rodríguez Prieto, Francisco Marante Rizo, Leysi Rizo Salas*

## RESUMEN / ABSTRACT

En el presente trabajo se realiza un estudio de la influencia que ejercen las variaciones del grosor del sustrato dieléctrico y de la posición de la ranura, en antenas de microcinta acopladas por apertura que radían con polarización circular (AAPC), sobre algunos de los parámetros de interés de la estructura radiante. Los resultados obtenidos permiten constatar que un aumento del espesor del sustrato dieléctrico, mediante el incremento en el grosor de la capa de aire, que en la estructura diseñada, separa al plano de tierra del parche radiante, produce una disminución de la frecuencia de resonancia, un aumento en el nivel de aislamiento entre alimentaciones, ejerce marcada influencia en la ganancia de la estructura radiante, produce un aumento de la relación axial y de la polarización cruzada. El desplazamiento de las ranuras de la zona central del parche radiante produce un corrimiento en la frecuencia de resonancia y una disminución en el nivel de aislamiento entre alimentaciones, de la ganancia, de la relación axial y de la polarización cruzada. Partiendo de los criterios y las relaciones de compromiso analizadas, en este trabajo se presenta la implementación de la estructura estudiada, pudiendo comprobarse a través de las mediciones practicadas el correcto funcionamiento de la misma.

Palabras claves: Antenas de microcinta acopladas por apertura, polarización circular.

*Current work present a study of the influence of the variation on the thickness of the dielectric substrate and the position of the slot have over some interesting parameters in aperture coupled microstrip antennas that radiates with circular polarization (AAPC). The results allow verifying that an increase in the thickness of the dielectric substrate through an increase in the thickness of the air cape, that in the frame designed separates the ground plane of the radiating patch produces a decrease of the resonance frequency, an increased level of isolation between feeds, it exerts a marked influence on the gain of the radiating structure and produces an increased of the axial ratio relation and of the cross-polarization. The displacement of the slots of the central area of the radiating patch produces a shift in the resonance frequency and a decrease in the level of isolation between feeds, the gain, the axial ratio and the cross- polarization.*

*Key words: Aperture coupled microstrip antenna, circular polarization.*

## INTRODUCCIÓN

Podría calificarse de impresionante el desarrollo alcanzado por las comunicaciones inalámbricas en los últimos años, la aparición de equipamiento con mayores prestaciones, unido al descubrimiento de nuevas técnicas para optimizar el uso del

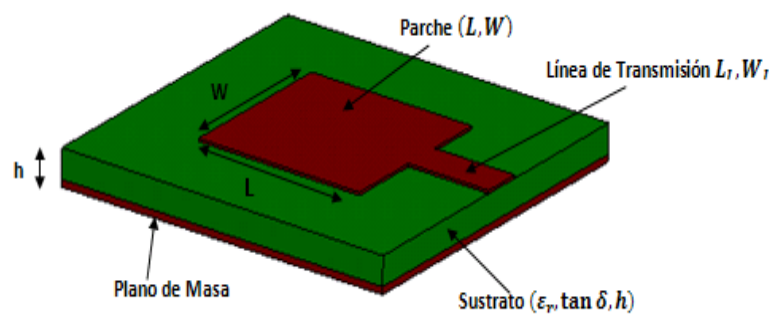
canal de radio y del espectro radioeléctrico han permitido brindar toda una gama de servicios que hasta hace muy poco eran impensables.

Significativo ha sido el desarrollo experimentado en el área de las comunicaciones móviles, las cuales han dejado de estar reservadas para la transmisión de voz pasando a brindar servicios que incluyen la transmisión de imágenes y datos. En este marco, y a pesar de no ser una invención reciente, es que las antenas de microcinta han ido ganando cada vez más seguidores. Entre las ventajas del empleo de este tipo de antenas se pueden encontrar que resultan de fácil integración con dispositivos de estado sólido de microondas, presentan un bajo costo de fabricación lo que hace posible su producción en serie, presentan un bajo peso y un volumen reducido y permiten la obtención de polarización lineal y circular con una única alimentación [1]. Las bondades de estas estructuras han hecho posible que se les pueda encontrar en aplicaciones tan disímiles como en la Identificación por Radiofrecuencia (por sus siglas en inglés, RFID), en el diseño de arrays retrodirectivos, reflectarrays y en la combinación espacial de potencia. En la literatura [2,3] se pueden encontrar trabajos que analizan la posibilidad de suprimir los armónicos de segundo y tercer orden de determinadas señales, mediante la inserción de pines y ranuras en el parche de microcinta lo cual permite eliminar la red de acoplamiento de salida de los transmisores con lo cual la estructura transmisora y la antena pudieran fundirse en una misma estructura formando una antena activa amplificadora, permitiendo elevar la eficiencia de los sistemas de radiocomunicaciones. La influencia de la incorporación de metamateriales a diversos diseños de antenas de microcinta también ha sido analizada en varios trabajos [4] posibilitando la obtención de mejoras significativas en el desempeño de estas estructuras radiantes.

La técnica de alimentación por apertura resulta de frecuente utilización en la bibliografía consultada sobre antenas de microcinta, desde los que hacen uso de una única alimentación para la obtención de polarización lineal, hasta los que emplean doble alimentación para obtener polarización circular [5]. Motivado por el creciente interés despertado en la comunidad científica internacional por el diseño de antenas de microcinta acopladas por apertura que permitan la obtención de polarización circular es que en el presente trabajo se realiza un análisis de los efectos que sobre determinados parámetros de este tipo de antenas pueden provocar las variaciones en la estructura de las mismas.

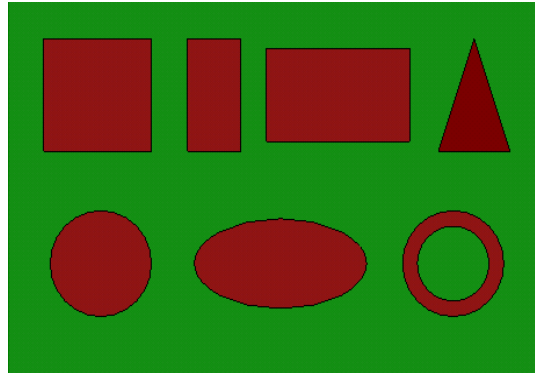
## BREVE ACERCAMIENTO A LA TEORÍA DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

Una antena microcinta, en su concepción más simple, está formada por un sustrato dieléctrico que presenta en una de sus caras un parche metálico radiante mientras que en la otra se encuentra el plano de tierra. Los parches de microcinta pueden tener cualquier forma, sin embargo las que se emplean con más frecuencia son la rectangular, cuadrada, circular, sector circular y en forma de anillo, las cuales resultan más fáciles de analizar y fabricar. En la Figura 1 se muestran los elementos que conforman una antena de microcinta.



**Figura 1:** Elementos del parche de microcinta.

El sustrato dieléctrico generalmente tiene un espesor ( $h$ ) dentro del rango de  $0.01\lambda_0$  a  $0.05\lambda_0$ , siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el espacio libre. Es usado fundamentalmente para proveer el espaciamiento correcto y soporte mecánico entre el parche y su plano de tierra. Es también a menudo usado con un material de constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) alta, para cargar el parche y reducir su tamaño. El material del sustrato debe ser bajo en pérdidas de inserción con una pérdida tangencial menor que 0.005, fundamentalmente para aplicaciones de grandes arreglos [6]. Las antenas de microcinta pueden dividirse en cuatro categorías básicas: antenas de parches de microcintas, dipolos de microcintas, antenas de ranura impresa, antenas de microcinta de onda viajera, siendo los parches de microcinta los de mayor utilización. Algunas de las formas de parches de microcinta que más se emplean son las que se pueden observar en la Figura 2.



**Figura 2:** Geometría de los parches de microcintas.

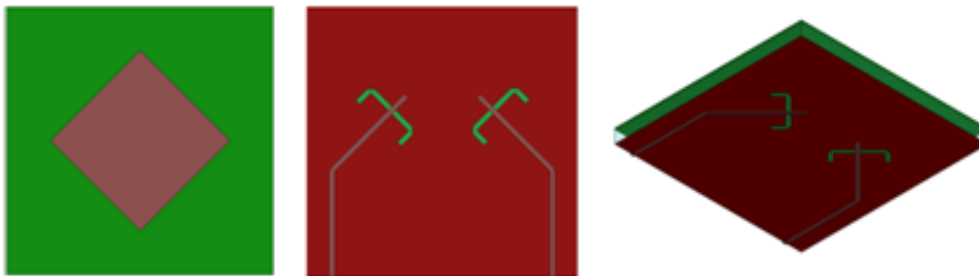
Los parches rectangulares tienden a tener un mayor ancho de banda porque son más grandes que las otras formas. Los parches circulares y elípticos son otra manera de configurar las antenas de microcintas, estos parches al ser más pequeños, tienen una ganancia y un ancho de banda ligeramente más bajos que su equivalente rectangular.

Las técnicas de alimentación que se utilizan para este tipo de antenas se pueden clasificar en técnicas de contacto directo, entre las cuales se pueden encontrar: la alimentación a través de una línea de microcinta y la alimentación por cable coaxial y en técnicas de contacto no directo, entre las cuales se pueden encontrar: la alimentación por proximidad y la alimentación por ranura.

La gran cantidad de formas de parche, técnicas de alimentación, la existencia de un sustrato no homogéneo y condiciones de contorno no homogéneas hacen del análisis de las antenas de microcinta un proceso complejo para el cual se han creado diferentes modelos o técnicas de análisis entre las que se encuentran el modelo de la línea de transmisión, el modelo de cavidad, el método de los momentos, el método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (por sus siglas en inglés, FDTD) y el Método de los Elementos Finitos (por sus siglas en inglés, FEM).

## **ALGUNAS CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO DE LA ESTRUCTURA RADIANTE**

La estructura radiante diseñada se presenta en la Figura 3. Como se puede apreciar se trata de una antena de microcinta acoplada por apertura con doble alimentación, formada por dos placas de sustrato dieléctrico las cuales se encuentran separadas por una capa de aire. La misma fue diseñada para trabajar a la frecuencia de 2GHz.



**Figura 3:** Antena diseñada.

El tipo de parche seleccionado para el diseño de la antena fue el cuadrado, el cual es frecuentemente empleado para el logro de polarización circular. El hecho de que sus lados adyacentes tengan igual longitud hace posible que modos ortogonales puedan ser excitados simultáneamente a la misma frecuencia obteniéndose mayor pureza de polarización circular.

En la metodología seguida para el cálculo de las dimensiones del parche el valor de la longitud ( $L$ ) del mismo se calcula en un proceso de iteración. El primer paso consiste en determinar un valor inicial para  $L$ , el cual se obtiene de la siguiente expresión:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $f_0$  es la frecuencia de resonancia y  $\epsilon_r$  es la permitividad dieléctrica. A continuación se procede al cálculo de la permitividad efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ), la cual se obtiene de la siguiente expresión:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/L}} \right) \quad (2)$$

Donde  $h$  es la altura del sustrato dieléctrico. Una vez obtenido el valor de  $\epsilon_{eff}$ , se procede al cálculo de  $\Delta L$ , el cual tiene en cuenta el efecto de desbordamiento de los campos en la periferia del parche.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.300)(L/h + 0.262)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(L/h + 0.813)} \quad (3)$$

Con el valor de  $\Delta L$  se determina el valor de  $L$  según la siguiente expresión:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} - \Delta L \quad (4)$$

El valor de  $L$  obtenido en este punto se sustituye en la expresión de  $\epsilon_{eff}$  y se comienza un proceso de iteración hasta que los valores obtenidos difieran muy poco. Para facilitar el cálculo se introdujeron las ecuaciones anteriores en MATLAB, pudiéndose detectar luego de realizar unas pocas iteraciones que los valores convergían a 56.27mm. La alimentación se realiza mediante la técnica de acoplamiento por apertura, la cual consiste en energizar al parche a través de un orificio en el plano de tierra que se encuentra, en este caso, entre la alimentación y el parche. Entre las bondades de este tipo de alimentación se encuentran las de permitir que el diseño de la antena sea independiente del de la línea de alimentación y la reducción de la distorsión por intermodulación pasiva, debido a la aparición de otras frecuencias armónicas creadas por dispositivos no lineales presentes en el circuito. Para el sustrato de la alimentación y como sustrato de radiación que permite brindar estabilidad y soporte al parche de microcinta se seleccionó un Duroid, cuyas propiedades de mayor interés aparecen reflejadas en la siguiente tabla.

**Tabla 1:** Propiedades del Duroid.

Material	Duroid
Altura del sustrato dieléctrico	0,762mm
Altura del cobre	0,0175mm
Permitividad dieléctrica	2,5 ± 0,04

También se decidió emplear como sustrato de radiación una capa de aire para separar el sustrato superior del plano de tierra lo cual permite aumentar la altura del dieléctrico de la antena con el objetivo de lograr un incremento en la ganancia y el ancho de banda de la misma. El tipo de ranura seleccionada es en forma de U ya que la misma permite una distribución de campo uniforme lo cual produce un aumento del acoplamiento sin que aumente la radiación hacia atrás. Para determinar la longitud del stub de

sintonía que permite acoplar la parte reactiva de la impedancia de entrada de la antena se tomó como punto de partida  $0.22\lambda_{eff}$  [7]. El procedimiento seguido para el cálculo de las líneas de alimentación es el que aparece en [8].

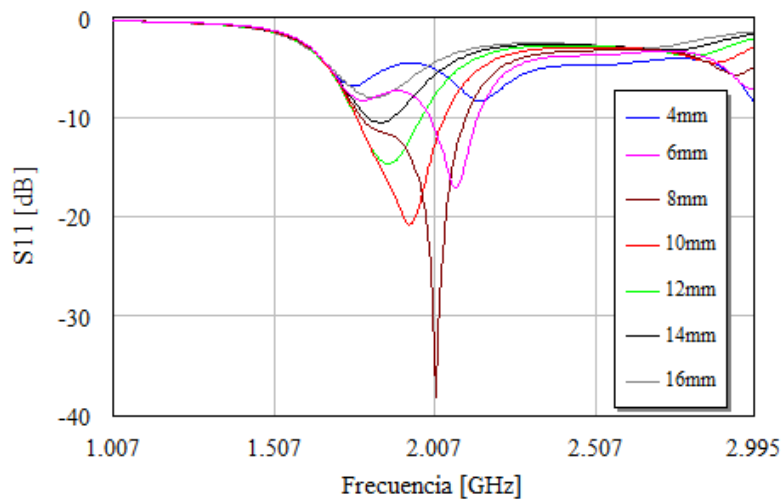
## RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN

Una vez completado el diseño de la estructura radiante se procedió a la simulación de la misma haciendo uso del software HFSSv12. En las secciones que aparecen a continuación se muestran y analizan algunos de los resultados obtenidos, los cuales permiten apreciar la variación que experimentan algunos de los parámetros más significativos de la antena, cuando son variados elementos tales como el grosor de la capa de aire que separa al plano de tierra del parche radiante y la posición de las ranuras respecto al parche.

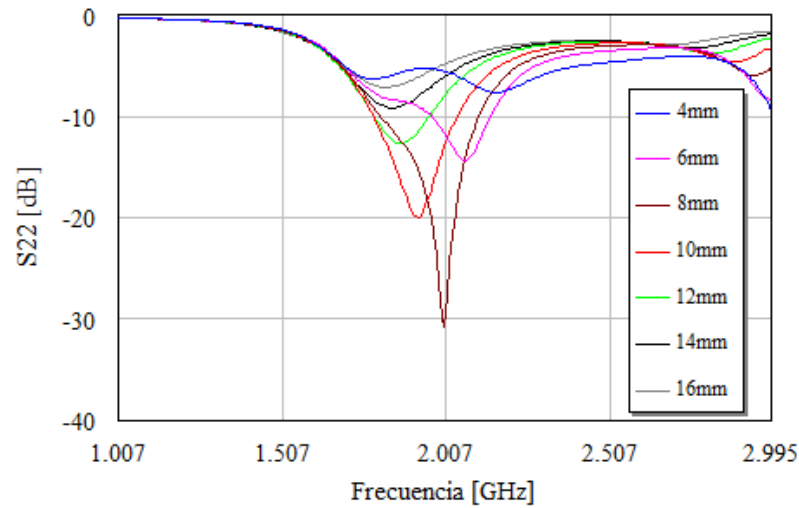
## INFLUENCIA DEL GROSOR DE LA CAPA DE AIRE

Como se puede apreciar en las Figuras 4 y 5 el espesor de la capa de aire introducida a la estructura ejerce una considerable influencia en las pérdidas de retorno que pueden ser alcanzadas por cada alimentación. Nótese además que existe una tendencia a la disminución de la frecuencia de resonancia en la medida en que aumenta el grosor de la capa de aire.

Es interesante además constatar el impacto de la variación de esta magnitud en el ancho de banda de la estructura, tomando como referencia la línea de -10 dB, de este modo la parametrización revela su incuestionable importancia.

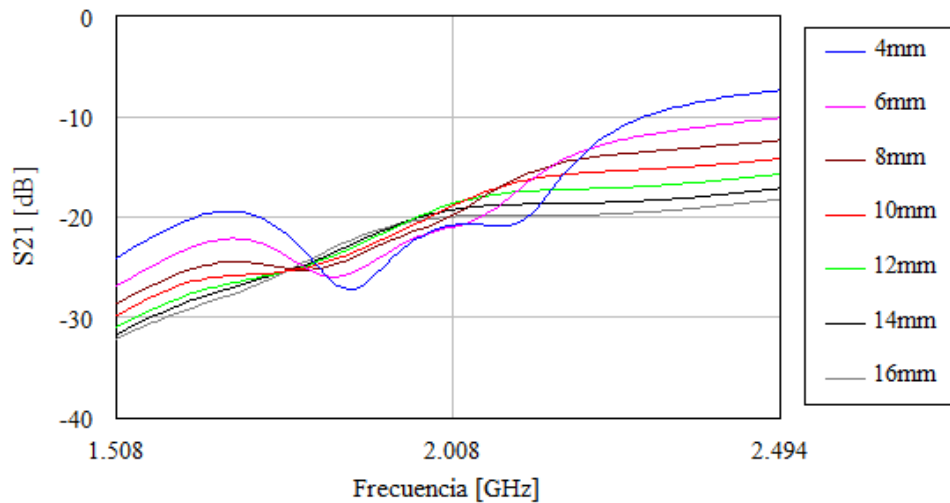


**Figura 4:** Comportamiento de las pérdidas de retorno para la alimentación 1.



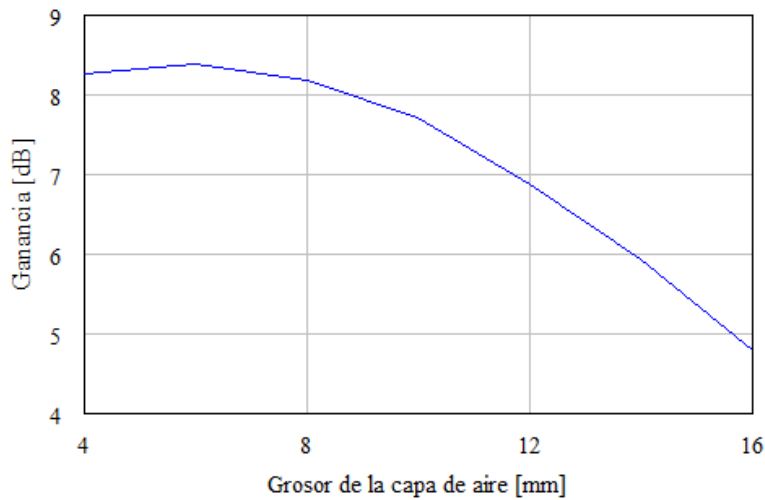
**Figura 5:** Comportamiento de las pérdidas de retorno para la alimentación 2.

El aislamiento entre las alimentaciones resulta un aspecto de obligatorio análisis cuando se cuenta con una estructura multipuerto como la que se presenta en este trabajo. Se puede apreciar en la Figura 6 que en la medida en que aumenta el grosor de la capa de aire se produce un aumento en el nivel de aislamiento entre las alimentaciones en los extremos de la banda de frecuencias analizadas, manteniéndose el mismo con poca variación a la frecuencia de trabajo.



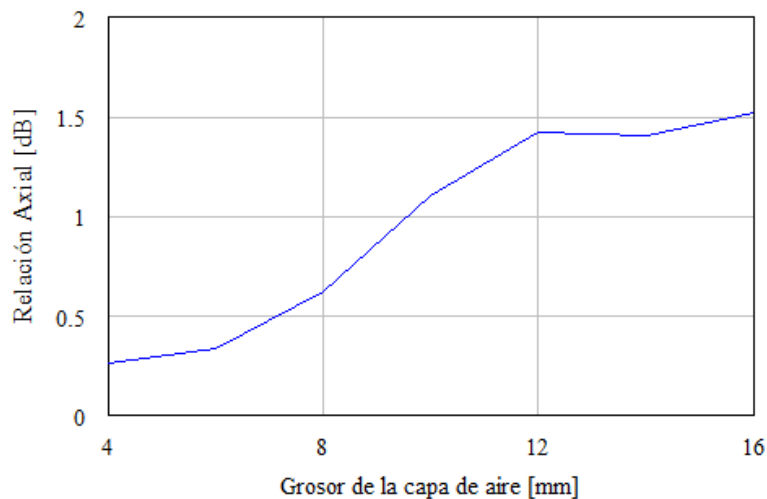
**Figura 6:** Comportamiento del aislamiento entre alimentaciones.

La ganancia de la antena diseñada muestra una tendencia al ascenso para valores pequeños del grosor de la capa de aire, sin embargo, cuando esta última comienza a tomar valores elevados, la ganancia de la antena tiende a disminuir aceleradamente como se puede apreciar en la Figura 7.



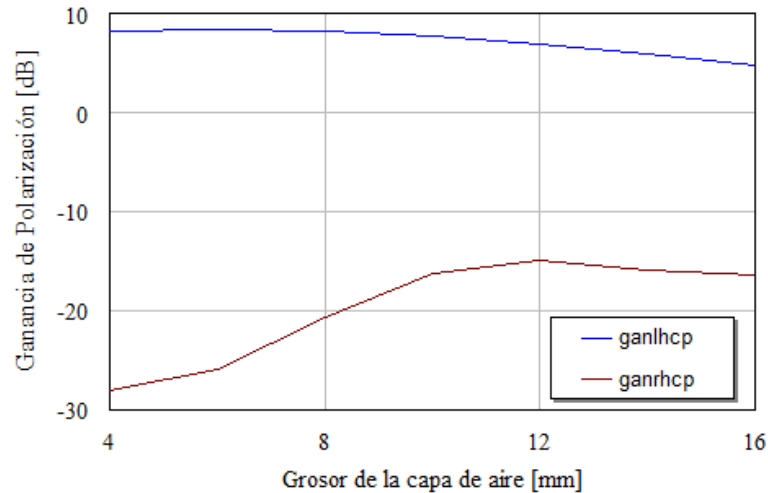
**Figura 7:** Comportamiento de la ganancia.

El indicador utilizado para analizar el tipo de polarización con que radía una antena es la relación axial. En teoría la polarización circular se obtiene cuando la relación axial es 1 (0dB), sin embargo en la práctica esto resulta imposible de alcanzar debido al acoplamiento que sufren ambas alimentaciones por lo que solo pueden ser obtenidos valores cercanos a 0dB. En la literatura consultada [9, 10, 11] los autores consideran que valores inferiores a los 3dB resultan indicativos de la existencia de polarización circular. Como se puede apreciar en la Figura 8 existe una tendencia al aumento de la relación axial en la medida en que aumenta el grosor de la capa de aire.



**Figura 8:** Comportamiento de la relación axial.

Como se puede apreciar en la Figura 9 en la medida en que aumenta el grosor de la capa de aire se produce un aumento de la ganancia de polarización circular a la derecha (por sus siglas en inglés, RHCP) y una disminución de la ganancia de polarización circular a la izquierda (por sus siglas en inglés, LHCP) lo cual resulta indicativo de un aumento de la polarización cruzada.



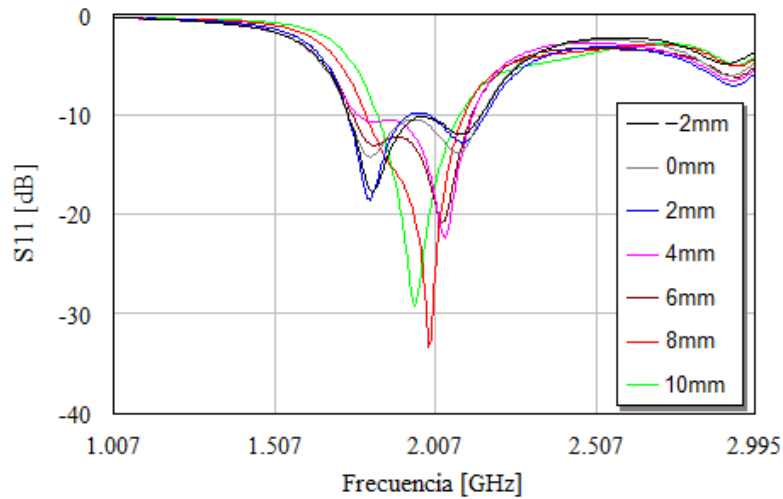
**Figura 9:** Comportamiento de la polarización cruzada.

Los resultados obtenidos hasta este momento permiten concluir que es posible mejorar el nivel de aislamiento entre alimentaciones aumentando el grosor de la capa de aire que separa al plano de tierra del parche radiante, sin embargo, el aumento del espesor de esta capa puede producir un aumento de la relación axial y de la polarización cruzada, así como una disminución de la ganancia de la antena, encontrándose en este caso una relación de compromiso.

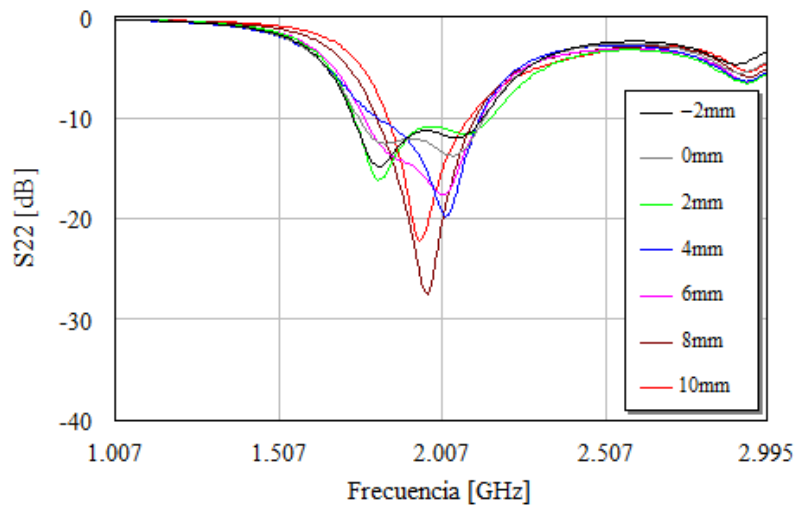
## INFLUENCIA DE LA POSICIÓN DE LAS RANURAS

Para el análisis de la influencia de la posición de las ranuras respecto al parche se procedió a desplazar las mismas de la zona central del parche hasta que cerca del 50% de las ranuras, se encontrara fuera del área ocupada por el parche. Inicialmente las ranuras se colocaron de forma tal que el borde exterior de las mismas se encontrara a 2mm de uno de los lados del parche radiante y se fueron desplazando hasta que el borde exterior de las ranuras se encontrara 10mm fuera del lado del parche tomado como referencia, punto en que las líneas de alimentación quedaban también fuera del área ocupada por el parche. Como se puede observar en las figuras 10 y 11 la posición de las ranuras ejerce una marcada influencia en las pérdidas de retorno que pueden alcanzar ambas alimentaciones. Además se puede apreciar que la variación de la posición de las ranuras produce un corrimiento en la frecuencia de resonancia.



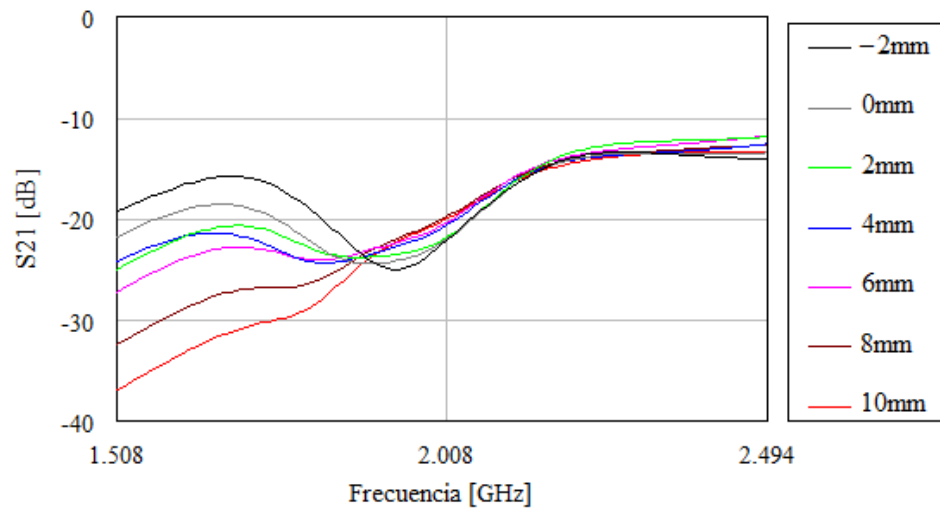


**Figura 10:** Comportamiento de las pérdidas de retorno para la alimentación 1.



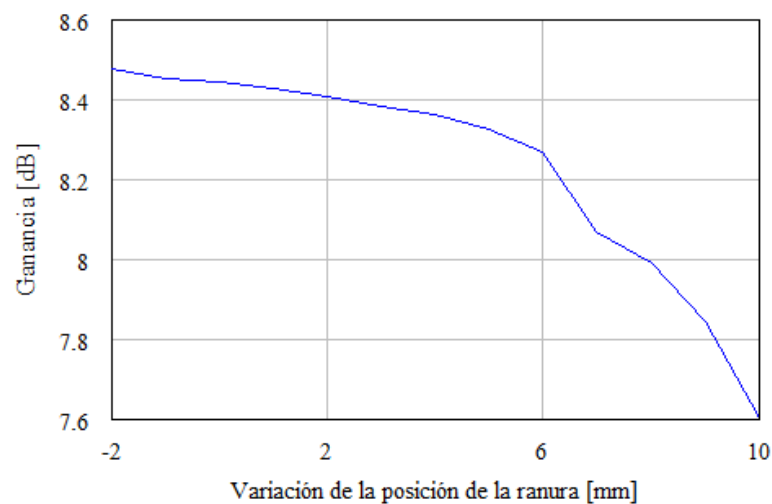
**Figura 11:** Comportamiento de las pérdidas de retorno para la alimentación 2.

El aislamiento entre alimentaciones experimenta una ligera tendencia a la disminución en la medida en que las ranuras se alejan de la zona central del parche como se puede apreciar en la Figura 12. El aislamiento óptimo de las ranuras se produce cuando las mismas se encuentran perpendicularmente en la zona central del parche. Esta tendencia a la disminución en el nivel de aislamiento entre alimentaciones pudiera estar relacionada al aumento de la asimetría de la estructura.



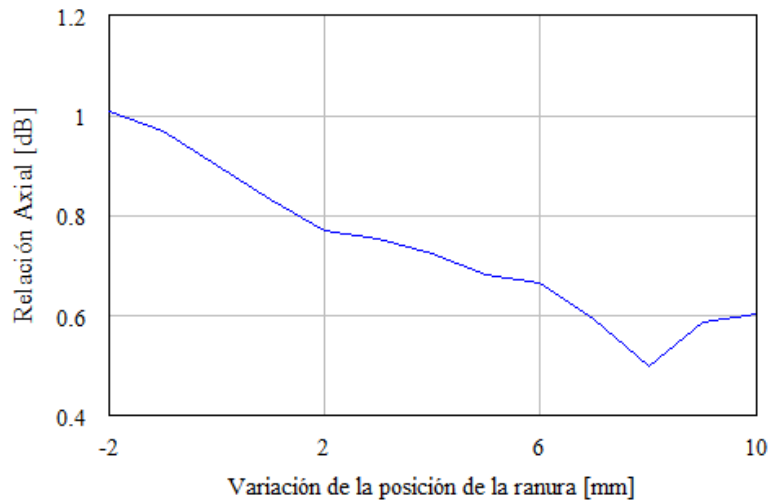
**Figura 12:** Comportamiento del aislamiento entre alimentaciones.

La ganancia de la antena muestra una tendencia a la disminución en la medida en que aumenta el grosor de la capa de aire como puede ser apreciado en la Figura 13.



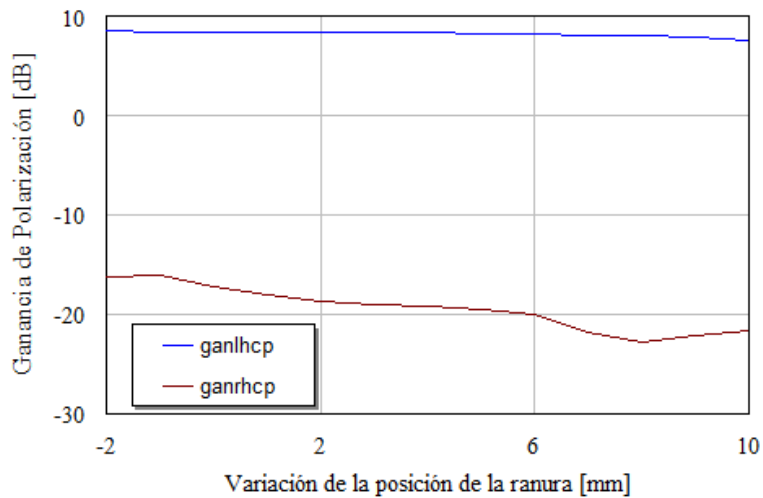
**Figura 13:** Comportamiento de la ganancia.

La relación axial muestra una tendencia a la disminución en la medida en que las ranuras se alejan de la zona central del parche llegando a alcanzar valores próximos a los 0.5dB, momento a partir del cual comienza a aumentar como se puede apreciar en la Figura 14.



**Figura 14:** Comportamiento de la relación axial.

Como se puede apreciar en la Figura 15, en la medida en que las ranuras se alejan de la zona central del parche se produce una disminución de la ganancia de polarización circular a la derecha, mientras que la ganancia de polarización circular a la izquierda sufre poca variación lo cual resulta indicativo de una disminución de la polarización cruzada.

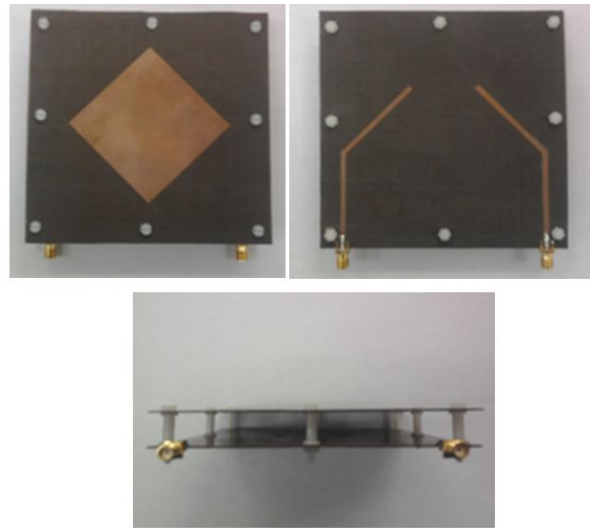


**Figura 15:** Comportamiento de la polarización cruzada.

Los resultados obtenidos con anterioridad permiten constatar que un desplazamiento de las ranuras de la zona central del parche puede producir una disminución de la relación axial y de la polarización cruzada, sin embargo también puede ocasionar una disminución en el nivel de aislamiento entre alimentaciones y de la ganancia de la antena.

## IMPLEMENTACION DE LA ESTRUCTURA RADIANTE

Una vez determinada la influencia de la variación del grosor de la capa de aire y de la posición de las ranuras se procedió a la construcción de la estructura diseñada, atendiendo a los criterios y relaciones de compromiso detectadas con anterioridad. En la Figura 16 se puede observar la antena construida.



**Figura 16:** Antena implementada.

Las mediciones practicadas a la antena permiten constatar que la misma presenta unas pérdidas de retorno inferiores a los  $-28\text{dB}$  para ambas alimentaciones, adecuado nivel de aislamiento entre alimentaciones en el intervalo de frecuencias de interés, un ancho de banda para  $-10\text{dB}$  de pérdidas de retorno de  $217\text{MHz}$  lo cual representa un  $10.25\%$  y que la antena radía con polarización circular a la frecuencia de trabajo.

## CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos a lo largo del presente trabajo han permitido lograr un mayor entendimiento de la influencia que la variación de algunos de los elementos que componen una antena de microcinta acoplada por apertura con polarización circular pueden ejercer sobre parámetros de la antena como son: las pérdidas de retorno, el aislamiento entre alimentaciones, la ganancia, la relación axial y la polarización cruzada, así como detectar la existencia de relaciones de compromiso que se presentan en el diseño de estas estructuras. La antena diseñada permite la realización de la combinación espacial de señales lo cual hace posible prescindir de un combinador de potencia permitiendo así reducir las pérdidas de potencia que tienen lugar en los transmisores que hacen uso de arquitecturas de amplificación lineal con componentes no lineales (por sus siglas en inglés, LINC), las cuales afectan la eficiencia total de estos sistemas.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Garg, R., et al., *Microstrip Antenna Design Handbook*. 2001, London: ArtechHouse, Inc. 2.
2. Castellanos NV. "Rechazo de armónicos en antenas de microcinta de banda ancha para sistemas inalámbricos emergentes que operan alrededor de  $900\text{MHz}$ ." La Habana: Cujae; 2012.
3. Alarcón ZH. Rechazo de armónicos en antenas de microcinta para sistemas inalámbricos emergentes que operan alrededor de  $900\text{MHz}$ ." La Habana: Cujae; 2012.
4. Rodríguez PMA, Pérez LPS. Diseño de antenas de microcinta empleando CSRRs para la banda de  $2.4\text{GHz}$ . La Habana: Cujae; 2012.
5. Rodríguez EG, Prieto IR. Diseño y construcción de una antena con polarización circular para sistemas LINC. La Habana: CUJAE; 2012.
6. Balanis, C.A., *Modern Antenna Handbook*. 2008: John Wiley 158-160 p
7. Sullivan, P.L. and D.H. Schaubert, Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, AUGUST 1986. VOL. AP-34, NO. 8: 982 p.
8. Pozar, D.M., *Microwave Engineering* 2ed. 2005, Hoboken, New Jersey: John Wiley.

9. Targonski, S.D. and D.M. Pozar, Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION., FEBRUARY 1993 VOL. 41, NO. 2.
10. Aloni, E. and R. Kastner, Analysis of a Dual Circularly Polarized Microstrip Antenna Fed by Crossed Slots, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, AUGUST. 1994 VOL. 42, NO. 8: p. 1053-1058.
11. Baharuddin, M., et al., Equilateral Triangular Microstrip Antenna For Circularly-Polarized Synthetic Aperture Radar. Progress In Electromagnetics Research C, 2009. VOL.8.

## AUTORES

**Eric Gómez Rodríguez**, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, 2012. ETECSA, División Territorial, Matanzas, eric.gomez@etecsa.cu.

**Israel Rodríguez Prieto**, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, 2012. MININT, La Habana.

**Francisco R. Marante Rizo**, Ing. en Telecomunicaciones, 1974. Doctor en Ciencias Técnicas, 1984. Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, marante@electrica.cujae.edu.cu.

**Leysi Rizo Salas**, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, 2007. Máster en Sistemas de Telecomunicaciones, 2010. Dpto. de Telecomunicaciones y Telemática, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, leysi@electrica.cujae.edu.cu.