



Dyna

ISSN: 0012-7353

dyna@unalmed.edu.co

Universidad Nacional de Colombia
Colombia

Suárez-Fajardo, Carlos Arturo; Méndez-Marín, Diego Rafael; Pineda-Rodríguez, Alexander; Puerto-Leguizamón, Gustavo Adolfo
Antena de parche con sentido de giro reconfigurable para aplicaciones en satélites
CubeSat
Dyna, vol. 83, núm. 199, 2016, pp. 157-164
Universidad Nacional de Colombia
Medellín, Colombia

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=49648868021>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org



Patch antenna with reconfigurable sense of rotation for CubeSat satellite applications

Carlos Arturo Suárez-Fajardo, Diego Rafael Méndez-Marín, Alexander Pineda-Rodríguez & Gustavo Adolfo Puerto-Leguizamón

Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. csuarezf@udistrital.edu.co,
drmendezm@correo.udistrital.edu.co, alpinedar@correo.udistrital.edu.co, gapuerto@correo.udistrital.edu.co

Received: August 10th, 2015. Received in revised form: January 25th, 2016. Accepted: July 25th, 2016.

Abstract

A shorted annular ring (SAR) antenna design with circular polarization and reconfigurable sense of rotation improving the axial ratio by means of a 90° hybrid coupler is presented in this paper. The whole structure dimensions are 76mm x 76mm x 3mm, therefore it can be integrated in to one side of a CubeSat 1U satellite. The proposed design shows a wide impedance bandwidth of 33.33 % from 1.9GHz to 2.66GHz frequency band, with reflection coefficient inferior to -10dB and maximal gain of 6.1dBi at a central frequency of 2.35 GHz.

Keywords: Shorted annular ring antenna, CubeSat, Reconfigurable antenna, Circular polarization.

Antena de parche con sentido de giro reconfigurable para aplicaciones en satélites CubeSat

Resumen

En este artículo se presenta el diseño de una antena tipo parche en anillo circular cortocircuitado con polarización circular y sentido de giro reconfigurable, con mejoramiento de la relación axial mediante el uso de un acoplador híbrido de 90°. La estructura total presenta dimensiones de 76 mm x 76 mm x 3 mm, por lo que puede ser integrada en una de las caras de un satélite CubeSat 1U. El diseño propuesto muestra un amplio ancho de banda de impedancia del 33.33 % en el rango de frecuencias de 1.9GHz a 2.66GHz para un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB y una ganancia máxima de 6.1dBi a una frecuencia central de 2.35GHz.

Palabras clave: Antena de Anillo Circular Cortocircuitado, CubeSat, Antena Reconfigurable, Polarización Circular.

1. Introducción

Los satélites en estándar CubeSat son sistemas relativamente sencillos de construir a precios bajos, lo cual ha permitido a instituciones educativas de algunos países incursionar en la exploración del espacio exterior. También el sector privado ha sido partícipe de sus beneficios, ya que gracias a este tipo de satélites, empresas ligadas con el área espacial han ganado experiencia y les ha permitido comprobar el funcionamiento de nuevas tecnologías para el espacio [1]. Es por esta razón que actualmente se han lanzado cerca de 200 misiones CubeSat con diversos objetivos entre los que se

encuentran investigaciones atmosféricas, investigaciones biológicas, predicción de terremotos, telemetría, estudios de la actividad magnética solar y de las tormentas geomagnéticas, estudio de la turbulencia del plasma en la ionósfera, prueba en ambiente espacial de partes y circuitos, por otra parte, los CubeSat se proyectan como candidatos atractivos para la exploración de asteroides y planetas como Marte [2].

Por otra parte, el CubeSat visto como un estándar, proporciona una serie de características físicas básicas, como tamaño, peso y forma, y requisitos de seguridad que deben ser cumplidos por los diseñadores de satélites CubeSat [3]. Estos requisitos imponen limitaciones en los sistemas que componen el satélite y se presentan como un reto para la ingeniería en

How to cite: Suárez-Fajardo, C. A., Méndez-Marín, D. R., Pineda-Rodríguez, A. & Puerto-Leguizamón, G. A. Antena de parche con sentido de giro reconfigurable para aplicaciones en satélites CubeSat DYNA 83 (199) pp. 157-164, 2016



cuanto a su eficiencia, efectividad y practicidad. En este sentido, tal vez uno de los sistemas más críticos es el de las comunicaciones, encargado de enlazar los segmentos terrestre y satelital para poder enviar desde la estación terrena los comandos de control y recibir los datos de telemetría y de carga útil del satélite.

Una parte imprescindible del sistema de comunicaciones es la antena, la cual típicamente funciona en las bandas de VHF/UHF para los satélites CubeSat, haciendo uso de dipolos o monopolos entre otros, sin embargo, este rango de frecuencias sólo permite transmisiones a una tasa de bit baja y generalmente las antenas poseen únicamente polarización lineal, aparte que su tamaño supera con creces las dimensiones del CubeSat, por lo que es necesario implementar un sistema de despliegue de antenas para incorporarlas en el satélite.

Teniendo en cuenta lo anterior, algunos investigadores han decidido explorar en el diseño de radios y antenas que operen a frecuencias superiores a las bandas de VHF/UHF, particularmente en la banda S ($2\text{GHz} - 3\text{GHz}$). En este sentido, en [4] se presenta el diseño de una antena tipo parche con polarización circular basada en dos anillos que actúan uno como elemento excitador y otro como parásito, logrando un ancho de banda de impedancia ($S_{11} < -10 \text{ dB}$) de 19.5 %. En [5] se propone una antena tipo parche con geometría rectangular alimentada por un híbrido de 90° , esto permite que la antena presente polarización circular y un ancho de banda de impedancia de 28 %. Por otra parte, en [6] se presenta el diseño de una agrupación de antenas tipo parche para aplicaciones satelitales, compuesta por 36 elementos. La agrupación final presenta un ancho de banda de impedancia de 8.7 %.

Más recientemente, en [7] se propone el diseño de una antena de parche con geometría cuadrada y excitación sobre el eje y , que incluye un parche parásito acoplado capacitivamente y geometría en anillo cuadrado, el cual es ubicado en la periferia del parche radiante y es separado en dos partes de igual longitud. Mediante los tramos de anillo cuadrado se logra reconfigurar la polarización de la antena de lineal a RHCP, LHCP o elíptica. La antena hace uso de un sustrato con constante dieléctrica de $\epsilon_r = 9$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.002$ y el tamaño del plano de masa posee un diámetro de 10Cm, así mismo, la antena presenta en el mejor de los casos una ganancia de 4.9dBi y un ancho de banda de relación axial de 28MHz respecto a 3dB.

En [8] se propone el diseño de un parche cuadrado con polarización circular y doble resonancia en $2.35\text{GHz}/2.73\text{GHz}$ y transparencia del 70%, usando para tal fin un parche de tamaño de $35.75 \times 35.75 \text{mm}^2$ con las esquinas truncadas, impreso sobre un plano de masa de $50 \times 40 \text{mm}^2$. La transparencia se logra cortando agujeros cuadradas de un tamaño de $4.8 \times 4.8 \text{mm}^2$ tanto en el parche como en el sustrato formando una malla. La antena incluye bobinas (serpentín) y condensadores impresos sobre el mismo sustrato para controlar la diferencia en fase de los modos ortogonales del parche. Las ganancias máximas obtenidas son de 4.4/4.8dBi y los anchos de banda de impedancia en las dos resonancias para una magnitud del coeficiente de reflexión inferior a -10dB son de 2.33GHz - 2.42GHz y de 2.69GHz a 2.74GHz .

Finalmente, en [9] se presenta el diseño de una antena con polarización circular que hace uso de un parche truncado con geometría en forma de hexágono y un excitador en serpentín. La antena es elaborada sobre 5 capas apiladas de sustrato de 1.57mm de espesor, mediante lo cual se obtiene un ancho de banda de impedancia del 42.3% para pérdidas de retorno de 10dB en el rango de 4.24GHz y 6.76GHz y un ancho de banda de relación axial del 16.8% para una referencia de 3dB, la ganancia máxima obtenida fue de 6.6dBi.

En este artículo se presenta el diseño de una antena con polarización circular y sentido de giro comutable entre circular a derechas y circular a izquierdas (RHCP-LHCP), mediante el uso de un acoplador híbrido de 90° . La geometría propuesta permite que la antena pueda ser fijada a una de las caras de un pico-satélite, ocupando un espacio máximo de $76 \text{ mm} \times 76 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$, para lo cual se explora la antena tipo parche con geometría en anillo circular, con su radio interior cortocircuitado con el plano de masa. La metodología de diseño parte de una geometría base con dimensiones determinadas mediante modelo, para luego llevar a cabo análisis paramétrico variando tres medidas de la geometría de la antena, a saber: el radio interior, el radio exterior y los radios de alimentación, todo esto con el fin de optimizar parámetros como ganancia, diagrama, relación axial e impedancia de la antena.

Los resultados relacionados en este documento muestran que la antena presenta un ancho de banda de impedancia del 33.4 % para una magnitud del coeficiente de reflexión de $S_{11} < -10 \text{ dB}$, en el rango de 1.9GHz a 2.65GHz . La ganancia máxima de la antena es de 6.1dBi a una frecuencia de 2.35GHz y una relación axial de 0.93 dB a la misma frecuencia.

2. Metodología de diseño de la antena

La Fig. 1 muestra la geometría propuesta para la antena en anillo circular cortocircuitado, la cual está compuesta por dos sustratos apilados con espesores y características electromagnéticas diferentes. El primero de los sustratos está destinado para la antena, el cual posee un espesor de $h = 1.524 \text{ mm}$, una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 3$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0014$.

El segundo sustrato, destinado para el acoplador híbrido de 90° , tiene un espesor de $h = 0.508 \text{ mm}$, una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.17$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0009$.

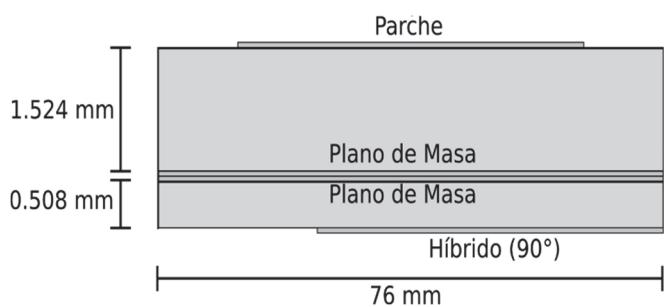


Figura 1. Vista lateral de la antena en anillo circular cortocircuitado.
Fuente: Los Autores.

Como se observa en la Fig. 1, los planos de masa de la antena y del híbrido se unen en un plano común y la excitación de la antena se lleva a cabo mediante dos terminales metálicos que parten de los puertos de salida del híbrido pasando por dos orificios practicados en los sustratos, atravesando los planos de masa tanto de la antena como del híbrido, evitando contacto entre los terminales y los planos de masa. En las secciones siguientes se describe con más detalle el diseño de la antena y del híbrido.

2.1. Diseño inicial de la antena y análisis paramétrico

La literatura especializada reporta diversas estrategias orientadas a reducir el tamaño de antenas de parche con polarización circular, particularmente en [10] se estudian algunas técnicas como el diseño de geometrías especiales, carga de parches mediante ranuras, uso de materiales dieléctricos de alta permitividad, técnicas basadas en metamateriales, alimentación múltiple de la antena, terminales de corto entre planos de masa y radiante y combinación de algunas de las técnicas anteriores. A este respecto, en [11] se propone incluir terminales que unen la superficie de un parche circular con el plano de masa, logrando una reducción del área de la antena de 66 %. Otros trabajos han explorado el efecto que tiene la cantidad de terminales cortocircuitados y la ubicación relativa entre ellos, resultando que es posible ajustar la frecuencia de resonancia con estos terminales [12]. En el caso de una antena de parche en forma de anillo con radio interior a y radio exterior b , algunos trabajos han mostrado que el uso de terminales de corto entre la superficie del parche y el plano de masa en el radio interior a , y la selección apropiada del radio exterior b , minimiza la excitación de ondas de superficie y por lo tanto inhibe la excitación del modo TM_0 causante de las ondas de superficie [13, 14].

En este artículo se explora el diseño de una antena tipo parche con geometría en anillo, que hace uso de un radio interior a y un radio exterior b , como se muestra en la Fig. 2. El tamaño total de la antena y por ende del plano de masa está determinado por el espacio disponible de $76 \text{ mm} \times 76 \text{ mm}$ en una de las caras de un CubeSat. En el diseño propuesto se practica un agujero de radio a en el centro de la antena y la pared expuesta se cortocircuita totalmente con el plano de masa. La antena se excita mediante los terminales de salida del acoplador híbrido de 90° en dos puntos ubicados sobre un radio p desde el centro del parche y en ángulos de 45° y 135° con respecto al eje horizontal positivo.

Haciendo uso de las ec. (1) - (2) relacionadas en [15], las cuales consideran los efectos de borde, se calcula el radio real exterior b de la antena a una frecuencia de resonancia $f_r = 2.35 \text{ GHz}$. Así mismo, se selecciona el sustrato de mayor constante dieléctrica disponible para esta investigación con los datos ya mencionados anteriormente, buscando de esta manera reducir el tamaño del radio exterior b , esto considerando el hecho que las dimensiones del plano de masa disponibles son de $76 \text{ mm} \times 76 \text{ mm}$, aspecto que puede influir en el nivel de los lóbulos laterales y por ende en la ganancia máxima de la antena.

$$b = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (1)$$

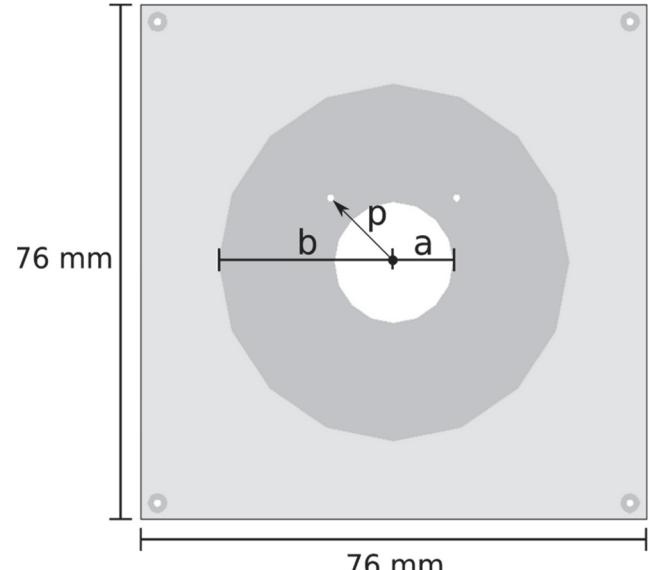


Figura 2. Vista frontal de la antena en anillo circular cortocircuitado.
Fuente: Los Autores.

Donde h es el espesor del sustrato, ϵ_r la constante dieléctrica y F se define cómo:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

Por otra parte, el radio exterior equivalente b_e se relaciona en [15] como en la ec. (3), el cual es necesario para determinar el radio de excitación p .

$$b_e = b \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r b} \left[\ln \left(\frac{\pi b}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (3)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, solucionando la ec. (4) para una impedancia de entrada $R_{in}(p) = 50\Omega$, se determina el radio p de alimentación [15].

$$R_{in}(p) = \frac{1}{G_t} \frac{J_1^2(kp)}{J_1^2(kb_e)} \quad (4)$$

Donde G_t es la conductancia total debido a radiación, conducción y dieléctrico calculada mediante las expresiones relacionadas en [15]. Por otra parte, la expresión en (5) es denominada la ecuación característica para una cavidad con una pared magnética en $r = b_e$, siendo b_e el radio exterior efectivo, y una pared eléctrica en $r = a$, teniendo en cuenta que la prima ('') indica la derivada de la función de Bessel respectiva.

$$\frac{J_n(k_1 a)}{Y_n(k_1 a)} = \frac{J'_n(k_1 b_e)}{Y'_n(k_1 b_e)} \quad (5)$$

Haciendo uso de las ec. (1) - (5) se determina una geometría base inicial, la cual se optimizará mediante análisis paramétricos llevados a cabo sobre los tres principales

parámetros geométricos de la antena a saber: el radio interior a , el radio exterior b y el radio de excitación p . La optimización de la antena se llevó a cabo mediante el código comercial de análisis electromagnético "HFSS" [16] y con la metodología usada en [17].

La Fig. 3 muestra las simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para la antena descrita, variando la longitud del radio exterior b de 26.1mm a 26.4mm y dejando fijas las dimensiones del radio interior $a = 9\text{ mm}$ y el radio de excitación $p = 13.4\text{ mm}$. Allí se evidencia que un pequeño aumento en el radio exterior b produce una reducción notoria en la frecuencia de resonancia de la antena.

La Fig. 4 muestra las simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para la antena, variando la longitud del radio interior a de 8.5mm a 9.5mm y dejando fijas las dimensiones del radio exterior $b = 26.3\text{ mm}$ y el radio de excitación $p = 13.4\text{ mm}$. En este caso se observa que un aumento en la dimensión del radio interior a proporciona un aumento en la frecuencia de resonancia de la antena.

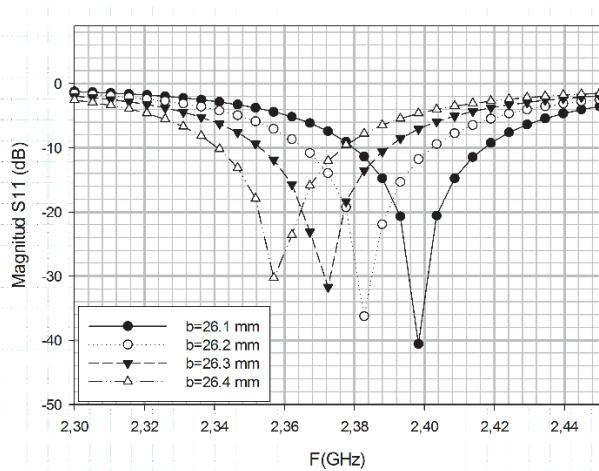


Figura 3. Efecto en la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para diferentes valores del radio exterior b , con $a=9\text{ mm}$ y $p=13.4\text{ mm}$.
Fuente: Los Autores.

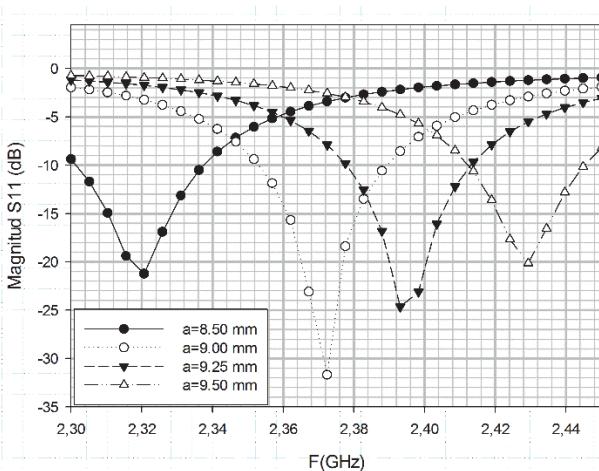


Figura 4. Efecto en la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para diferentes valores del radio interior a , con $b=26.3\text{ mm}$ y $p=13.4\text{ mm}$.
Fuente: Los Autores.

La Fig. 5 muestra las simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para la antena, variando las dimensiones del radio de excitación p , de $p = 13.2\text{ mm}$ a $p = 13.8\text{ mm}$, manteniendo constantes las dimensiones de los radios interior $a = 9\text{ mm}$ y exterior $b = 26.3\text{ mm}$. A diferencia del efecto del cambio en las dimensiones de los radios exterior e interior, el radio de excitación no afecta la frecuencia de resonancia f_r pero sí la adaptación de la antena, esto debido a que la impedancia de entrada de la antena depende del radio p de excitación.

En lo que hace referencia al efecto que tiene la variación de las dimensiones de los tres parámetros geométricos a , b y p en el comportamiento de la ganancia y la relación axial de la antena, la Fig. 6 muestra las simulaciones del comportamiento de la ganancia de la antena frente al cambio de las dimensiones del radio exterior b . Como se observa en la Fig. 6, la ganancia máxima mantiene un nivel de aproximadamente 6 dBi para cada valor del parámetro b , sin embargo a medida que esta dimensión aumenta, la frecuencia en que ocurre dicho máximo disminuye. Por otra parte, en la medida en que se aumente el valor del radio interior a , la

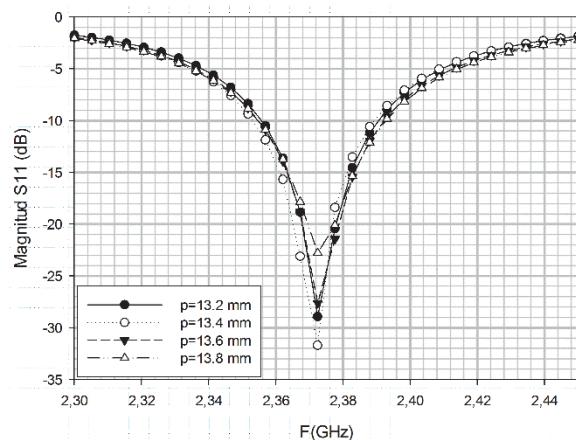


Figura 5. Efecto en la magnitud del coeficiente de reflexión S_{11} para diferentes valores del radio de excitación p , con $a=9\text{ mm}$ y $b=26.3\text{ mm}$.
Fuente: Los Autores.

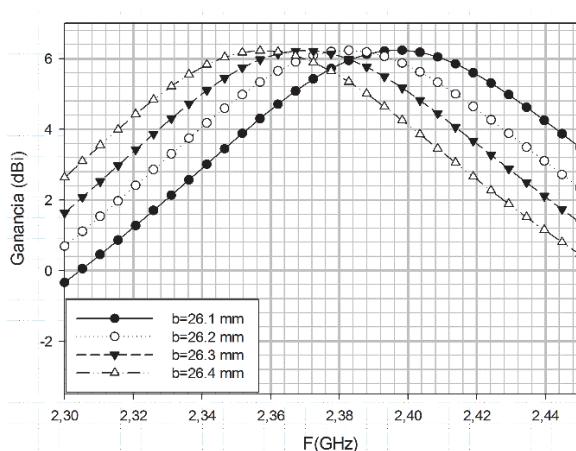


Figura 6. Efecto en la magnitud de la ganancia para diferentes valores del radio exterior b , con $a=9\text{ mm}$ y $p=13.4\text{ mm}$.
Fuente: Los Autores.

frecuencia de resonancia aumenta y el valor máximo de ganancia se mantiene en un valor aproximado de 6 dBi , esta vez de una manera menos sensible al caso anterior, por tal motivo no se incluye la figura respectiva.

Por otra parte, en la Fig. 7, se muestra el efecto de la variación del radio interior a sobre la relación axial de la antena. Cabe resaltar que este parámetro se mantiene en valores inferiores a 1dB y al igual que en el caso de la ganancia, las variaciones en las dimensiones del radio exterior b poco afectan el comportamiento de la relación axial.

A partir de los resultados de los análisis paramétricos llevados a cabo anteriormente, se seleccionó la geometría de antena que presentó el mejor comportamiento en las simulaciones de los parámetros de adaptación, ganancia y relación axial a la frecuencia deseada. Las dimensiones finales de ésta son: radio interior $a = 9\text{ mm}$, radio exterior $b = 26.3\text{ mm}$ y radio de excitación $p = 13.4\text{ mm}$.

2.2. Diseño del acoplador híbrido de 90°

La metodología seleccionada para mejorar la relación axial y al mismo tiempo permitir cambiar el sentido de giro de la polarización de la antena, es la de hacer uso de un acoplador híbrido de 90° , para tal fin, la Fig. 8 muestra la vista superior del dispositivo diseñado para este trabajo.

El diseño inicial del acoplador híbrido de 90° hace uso del modelo presentado en [18] y su posterior optimización se llevó a cabo mediante el código comercial [16]. Como resultado del proceso de optimización, las secciones de línea de transmisión con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$ resultaron ser de ancho $W = 1.5374\text{ mm}$ y para las secciones de línea de transmisión con impedancia característica de $Z_0 = 35.35\Omega$ se determinó un ancho de $W = 2.5307\text{ mm}$. En la Fig. 9 se muestran los resultados de las simulaciones de los parámetros de dispersión para el híbrido de 90° óptimo.

3. Resultados y discusión

Una vez finalizada la optimización de las geometrías tanto de la antena como del híbrido de 90° y del conjunto de los dos,

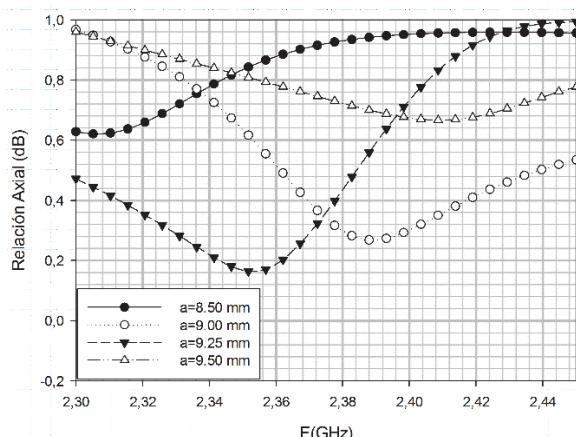


Figura 7. Efecto en la magnitud de la relación axial para diferentes valores del radio interior a , con $b=26.3\text{ mm}$ y $p=13.4\text{ mm}$.

Fuente: Los Autores.

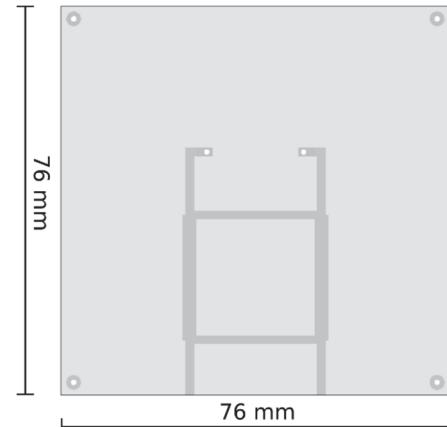


Figura 8. Vista superior del híbrido de 90° con un plano de masa de $76\text{ mm} \times 76\text{ mm}$.

Fuente: Los Autores.

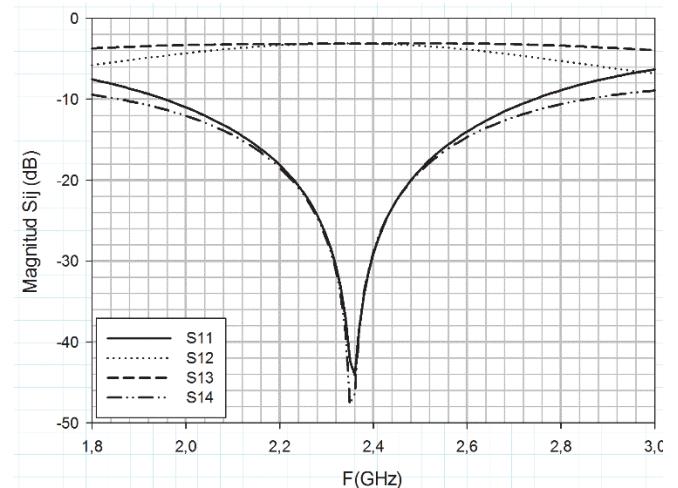


Figura 9. Resultados de las simulaciones de los parámetros de dispersión S_{11} , S_{12} , S_{13} y S_{14} para el híbrido de 90° .

Fuente: Los Autores.

se procedió a fabricar los prototipos de los mismos, para luego integrarlos en una sola unidad, adicionado a este conjunto apilado, conectores SMA a los puertos de entrada del acoplador. La Fig. 10 muestra las fotografías de las caras frontal y posterior de la antena en anillo circular cortocircuitado ensamblada.

La Fig. 11 muestra los resultados de las medidas y simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión (S_{11}) para el puerto 1 (lado izquierdo de la antena vista de frente). Se evidencia que los resultados de las medidas presentan un comportamiento similar a los resultados de las simulaciones, sin embargo, las medidas exhiben una mejor adaptación del puerto respecto a las simulaciones. También se observa que la antena posee un amplio ancho de banda en el rango de 1.9GHz a 2.66GHz para $S_{11} < -10\text{ dB}$, esto representa un ancho de banda de impedancia porcentual del 33.33 %.

La Fig. 12 muestra los resultados de las medidas y simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión (S_{22}) para el puerto 2. De igual manera, las medidas y simulaciones presentan un comportamiento similar. Por otra parte, se observa

que la antena posee un ancho de banda amplio, comprendido en el rango de frecuencias aproximado de 1.9GHz a 2.64GHz para $S_{22} < -10\text{ dB}$, lo cual representa un ancho de banda de impedancia porcentual del 32.59 %, cuyo resultado es similar al obtenido en el puerto 1.

Por otra parte, en la Fig. 13 se muestran los resultados de las medidas frente a las simulaciones para el parámetro de acoplamiento entre los puertos 1 y 2 (S_{12}). En esta figura se aprecia que la frecuencia de resonancia es de aproximadamente 2.35GHz , valor que coincide con el esperado en el diseño realizado. Es importante aclarar que el parámetro de dispersión S_{21} es prácticamente idéntico al parámetro S_{12} por lo tanto no se incluye en este documento.

Cabe aclarar que el sentido de giro deseado se determina mediante la selección del puerto de entrada, es decir: si se desea obtener una polarización RHCP, se debe excitar el puerto ubicado al lado izquierdo de la antena vista de frente (ver Fig. 10), mientras que el puerto restante se termina con una carga de 50Ω y viceversa si se desea una polarización LHCP.

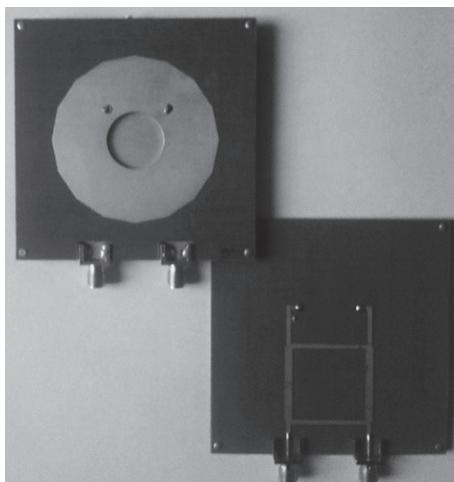


Figura 10. Fotografía de las vistas frontal y posterior de la antena de anillo circular cortocircuitada donde se observa la antena y el híbrido.

Fuente: Los Autores.

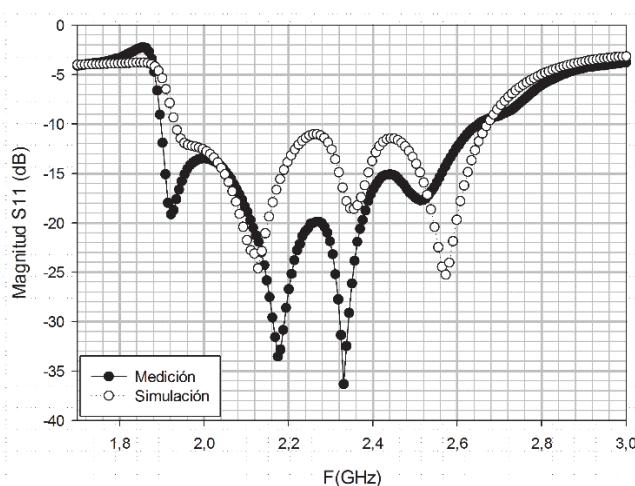


Figura 11. Resultados de las medidas comparadas con las simulaciones para la magnitud del coeficiente de reflexión del puerto 1 (S_{11}).

Fuente: Los Autores.

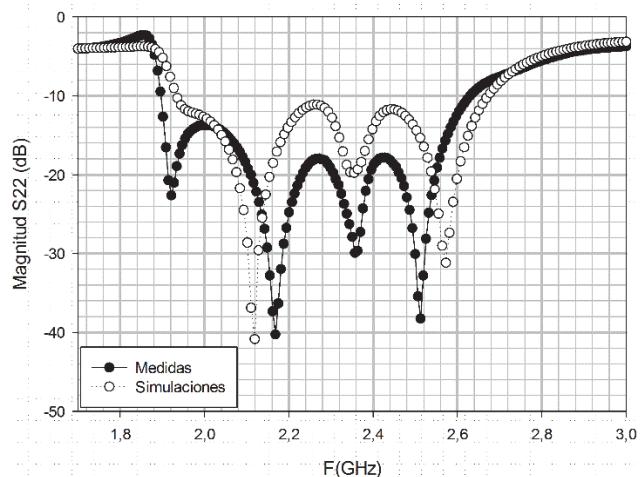


Figura 12. Resultados de las medidas comparadas con las simulaciones de la magnitud del coeficiente de reflexión S_{22} del puerto 2.

Fuente: Los Autores.

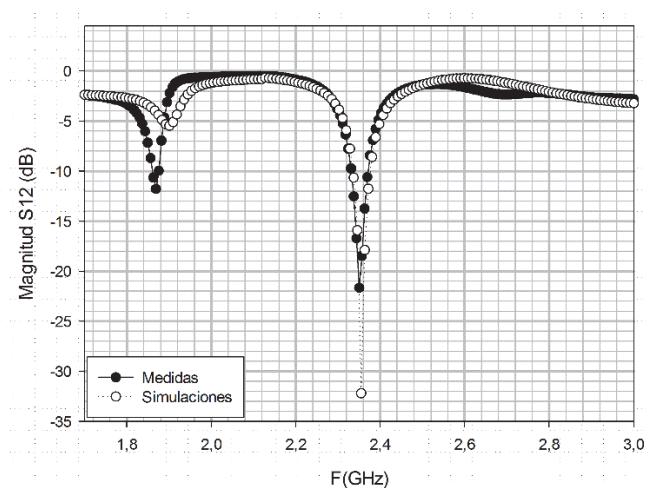


Figura 13. Resultados de las medidas comparadas con las simulaciones de la magnitud del parámetro de acoplamiento entre los puertos 1 y 2 (S_{12}).

Fuente: Los Autores.

En cuanto a la ganancia de la antena, en la Fig. 14 se presenta el resultado de las medidas frente a las simulaciones para este parámetro. En la gráfica se observa que al igual que en los otros parámetros, se obtiene un comportamiento similar entre las dos curvas, por otra parte, el nivel máximo de ganancia es de 6.1dBi a la frecuencia de 2.35GHz .

La Fig. 15 muestra los resultados de las simulaciones comparados con las medidas para los diagramas de radiación en el plano XY a la frecuencia central de 2.35GHz . En esta figura se nota que la antena presenta un diagrama de radiación directivo, con algunas diferencias entre los valores esperados en las simulaciones frente a los valores medidos, lo cual se explica por los errores en la medida debidos a los mecanismos de soporte y a la cámara anechoica utilizados para este proceso.

Finalmente, la Fig. 16 muestra los resultados de las medidas de los diagramas de radiación Copolar y Crosspolar en el plano XY, para una frecuencia de 2.35GHz .

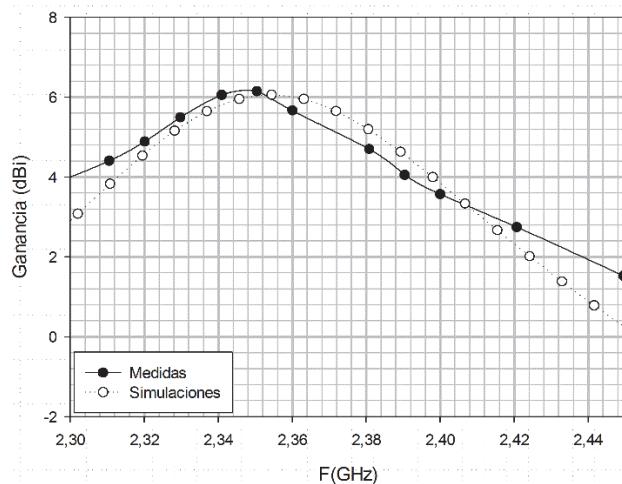


Figura 14. Resultados de las medidas comparadas con las simulaciones para la ganancia de la antena en la dirección $\theta = 0$ y $\phi = 0$.
Fuente: Los Autores.

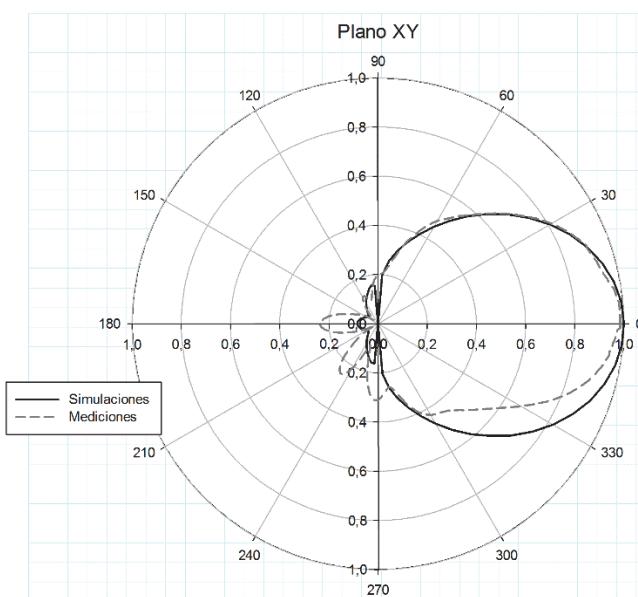


Figura 15. Resultados de las medidas comparados con las simulaciones de los diagramas de radicación normalizados para el corte en el plano XY.
Fuente: Los Autores.

4. Conclusiones

En este artículo se presentan los resultados del diseño de una antena de parche con geometría en anillo circular cortocircuitado para ser adosada en el espacio disponible ($76 \text{ mm} \times 76 \text{ mm}$) de una de las caras de un satélite CubeSat 1U. A pesar de las limitaciones de espacio, el diseño propuesto logra una ganancia máxima de 6.1 dBi a la frecuencia central de 2.35 GHz . La relación axial obtenida fue de 0.93 dB a la misma frecuencia, hecho que se atribuye al uso de un acoplador híbrido de 90° que alimenta la antena en dos puntos, el cual permite de igual manera el cambio en el sentido de giro de RHCP a LHCP y viceversa. Así mismo, los resultados de las medidas del ancho de banda de

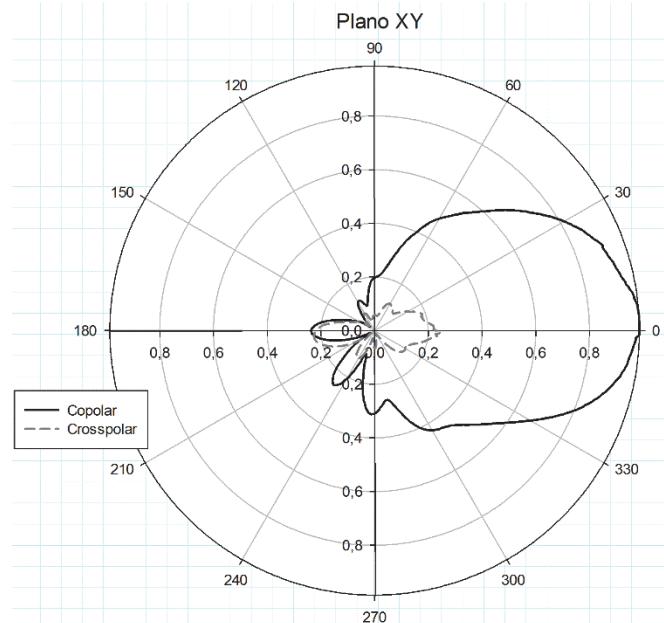


Figura 16. Resultados de las medidas de los diagramas de radicación Copolar y Crosspolar en el plano XY.
Fuente: Los Autores.

impedancia son del 33.4 % para una magnitud del coeficiente de reflexión de $S_{11} < -10 \text{ dB}$, en el rango de 1.9 GHz a 2.65 GHz . Por último, los resultados de las medidas comparadas con las simulaciones son similares, sin embargo se aprecia una pequeña diferencia en las medidas del diagrama de radiación, debidos a las limitaciones de la cámara anechoica disponible para tal fin.

Agradecimientos

Los autores agradecemos al Departamento Administrativo de Ciencia Tecnología e Innovación COLCIENCIAS y a la Universidad Distrital Francisco José de Caldas por la financiación de este proyecto en el marco del programa de Jóvenes investigadores 2014.

Referencias

- [1] Arnold S.S., Nuzzaci, R. and Gordon-Ross, A., Energy budgeting for cubesats with an integrated FPGA, Proceeding of IEEE Aerospace Conference, pp. 1-14, 2012. DOI: 10.1109/AERO.2012.6187240
- [2] Yu, X. and Zhou J., CubeSat : A candidate for the asteroid exploration in the future, Proceeding of International conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale (3M-NANO), pp. 261-265, 2014. DOI: 10.1109/3M-NANO.2014.7057349
- [3] Puig-Suari, J. and Turner, C., Development of the standard cubesat deployer and a cubesat class PicoSatellite, Proceeding of IEEE Aerospace Conference, pp. 347-353, 2001. DOI: 10.1109/AERO.2001.931726
- [4] Zhang, Y., Li, J., Gao, S., Wei, G. and Xu, J., Broadband circularly polarized patch antenna for small satellites applications, Proceeding of International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), pp. 1-3, 2012. DOI: 10.1109/CSNDSP.2012.6292641
- [5] Kumar-Sharma, A., Singh, R. and Mittal, A., Wide band dual circularly polarized aperture coupled microstrip patch antenna with bow tie shaped apertures, Proceeding of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 3749-3752, 2004. DOI: 10.1109/APS.2004.1330162

- [6] Zomchek, G. and Laxpati, S., S-band phased patch array design for satellite applications, Proceeding of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 338-342, 2005. DOI: 10.1109/APS.2005.1551319
- [7] Byun, G. and Choo, H., Antenna polarization adjustment for microstrip patch antennas using parasitic elements, IEEE Electronics Letters, 51(14), pp. 1046-1048, 2015. DOI: 10.1049/el.2015.0611
- [8] Ryan, C.G.M. and Eleftheriades, G.V., Single- and Dual-Band transparent circularly polarized patch antennas with metamaterial loading, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 14, pp. 470-473, 2015. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2368115
- [9] Quan, W.L., Hang, W., Xiu, Y.Z. and Hau, W.L., Printed Meandering probe-fed circularly polarized patch antenna with wide bandwidth, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13, pp. 409-414, 2014. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2314141.
- [10] Gao, S., Luo, Q. and Zhu, F., Circularly polarized antennas, Chichester, England: John Wiley & Sons, 2014.
- [11] Waterhouse, R., Small microstrip patch antenna, Electronics Letters, 31(8), pp. 604-605, 1995. DOI: 10.1049/el:19950426
- [12] Sanad, M., Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas, Proceeding of Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S), pp. 794-797, 1994. DOI: 10.1109/APS.1994.407972
- [13] Jackson, D.R., Williams, J.T., Bhattacharyya, A.K., Smith, R.L., Buchheit, S.J. and Long S.A., Microstrip patch designs that do not excite surface waves, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 41(8), pp. 1026-1037, 1993. DOI: 10.1109/8.244643
- [14] Basilio, L.I., Williams, J.T., Jackson, D.R., and Khayat, M.A., A comparative study of a new GPS reduced-surface-wave antenna, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 4, pp. 233-236, 2005. DOI: 10.1109/LAWP.2005.851105
- [15] Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design. New York: Wiley Interscience, 2005.
- [16] ANSYS, Ansoft High Frequency Structure Simulator v15 User's Guide, ANSYS Inc. United States, 2015.
- [17] Suárez-Fajardo, C.A., Rodríguez-León, R.A. and Antonino-Daviú, E., Wideband PIFA antenna for higher LTE band applications, DYNA, 82(189), pp. 84-89, 2015. DOI: 10.15446/dyna.v82n189.42103.
- [18] Pozar, D.M., Microwave Engineering. New York: John Wiley & Sons, 2012.

C.A. Suárez-Fajardo, es Ing. Electrónico y Licenciado en Matemáticas. En el año 2002 se integra al grupo de radiación electromagnética (GRE) de la Universidad Politécnica de Valencia España y en el año 2006 obtiene su título de Dr. en Telecommunicaciones por la misma universidad. Actualmente ocupa el cargo de Profesor Titular en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. Es autor de más de 45 artículos en revistas indexadas y en congresos internacionales. Es par evaluador de proyectos de Colciencias y de revistas como: Revista Ingeniería Universidad de Antioquia, Revista Ingeniería de la Universidad Javeriana, Revista Ingeniería y Desarrollo de la Universidad del Norte, revista Chilena de Ingeniería (Ingeniare), Journal of Antennas and Propagation (JAP) y revista DYNA Universidad Nacional. Sus intereses de investigación incluyen elementos radiantes y agrupaciones, desarrollo de elementos y circuitos de microondas, subsistemas para aplicaciones en satélites de reducido tamaño. ORCID ID: 0000-0002-1460-5831

D.R. Méndez, es estudiante de la Universidad Distrital Francisco José de caldas en Bogotá, Colombia, donde está cerca de conseguir su pre grado en Ingeniería Electrónica. En 2014 él se unió al Laboratorio de Ingeniería de Microondas, Electromagnetismo y Radiación (LIMER) como ejecutor del proyecto titulado “desarrollo de un módulo de despliegue de antena con polarización circular reconfigurable para la banda s” con el que está desarrollando su trabajo de final de carrera. Actualmente está participando en un Proyecto de investigación en convenio con la Universidad Distrital y Colciencias como joven investigador. Sus intereses en la investigación incluyen diseño y optimización de antenas. ORCID ID: 0000-0001-9944-1153

A. Pineda, es Tecnólogo en Mecatrónica y es estudiante de la Universidad Distrital Francisco José de caldas en Bogotá, Colombia, donde está cerca de

conseguir su pre grado en Ingeniería Electrónica. En 2014 se unió al Laboratorio de Ingeniería de Microondas, Electromagnetismo y Radiación (LIMER) como ejecutor del proyecto titulado “desarrollo de un módulo de despliegue de antena con polarización circular reconfigurable para la banda s” con el que está desarrollando su trabajo de final de carrera. Actualmente está trabajando en la Empresa de Telecomunicaciones de Bogotá ETB como coordinador en el manejo de equipos e instrumentos de medición. Sus intereses en la investigación incluyen diseño y optimización de antenas. ORCID ID: 0000-0002-0696-2134

G.A. Puerto-Leguizamón, es Ing. de Telecomunicaciones. En 2003 se vinculó al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas de la Universidad Politécnica de Valencia, España. Dr. en Telecomunicaciones en 2008 e investigador posdoctoral en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia de la misma universidad hasta 2011. Desde 2012 es Profesor Asistente de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. A la fecha ha publicado más de 45 artículos en revistas y congresos internacionales en el campo de redes ópticas, es par evaluador de Colciencias y de las revistas IEEE Journal on Lightwave Technologies, IEEE Photonic Technology Letters y Optics Express. Sus intereses de investigación incluyen sistemas de radio sobre fibra, networking óptico y redes de acceso ópticas. ORCID ID: 0000-0002-6420-9693



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

SEDE MEDELLÍN
FACULTAD DE MINAS

Área Curricular de Ingeniería
Eléctrica e Ingeniería de Control

Oferta de Posgrados

Maestría en Ingeniería - Ingeniería Eléctrica

Mayor información:

E-mail: ingelcontro_med@unal.edu.co
Teléfono: (57-4) 425 52 64