

Revista Electrónica Nova Scientia

Diseño de una antena Bocina - lente RADANT con escaneo electrónico de haz para la Banda Ka Design of a Horn - RADANT Lens antenna with electronic beam scanning for Ka Band

A. Iturri-Hinojosa¹, A. E. Martynyuk² y J. L. López-Bonilla³

^{1,3}Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del Instituto Politécnico
Nacional

²Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México

México

Resumen

Se presenta el diseño de una antena bocina - lente RADANT con escaneo electrónico de haz para la banda de frecuencias Ka. El prototipo de la antena consiste de una lente Radant de 2 bits instalada para la abertura de una antena de bocina tipo sectorial E. Un par de rejillas, con estructura rectangular de abertura impresa sobre sustrato dieléctrico con conmutador diodo PIN como carga en cada nodo, genera 90° de desplazamiento de fase de la onda incidente, con coeficiente de reflexión inferior a -4.3 dB y coeficiente de transmisión superior a -0.34 dB. El desempeño de la lente diseñada con tres pares de rejillas, sobre una onda incidente con polarización en plano E, es verificada experimentalmente. Utilizando el modelo matemático de diseño se encuentra la geometría de la lente RADANT y la adecuada configuración de la polarización de los conmutadores, alcanzando resultados de escaneo electrónico de haz hacia las direcciones de 11.35° y 8.6° , ambos con valor de directividad superior a 14 dB.

Palabras Clave: Lente Radant, Antena de bocina sectorial E, escaneo electrónico de haz y conmutadores diodo p-i-n.

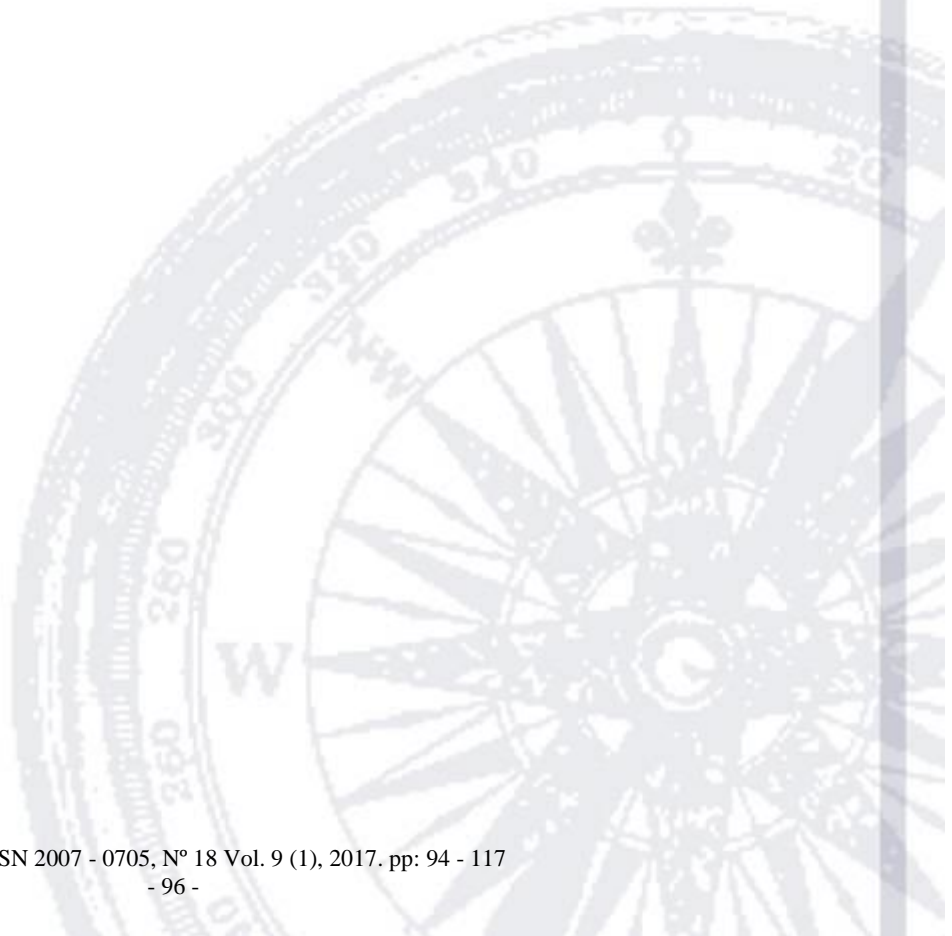
Recepción: 14-09-2016

Aceptación: 31-01-2017

Abstract

The design of a Horn-RADANT lens with electronic beam scanning for the Ka frequency band is presented. The prototype of the antenna consists of a 2bit Radant lens installed on the aperture of an E-sectorial horn antenna. A pair of grids, with rectangular slot antenna printed on dielectric substrate with PIN diode switch as load in each node generates 90° phase shift of the incident wave with reflection coefficient lower than -4.3 dB, and a transmission coefficient above -0.34 dB. The lens performance designed with three pair of grids, over an E-polarized plane wave, is experimentally verified. Using a mathematical model for the design, the RADANT lens geometry and the adequate configuration of the bias switches have been obtained, reaching electronic beam-steering angles of 11.35° and 8.6° , both of them with directivity greater than 14 dB.

Keywords: Radant lens, E-sectorial horn antenna, electronically beam scanning, and p-i-n diode switches.



Introducción

La lente RADANT pertenece al tipo de arreglos de antenas de fase. Este tipo de arreglos se consideran como las antenas de mayor uso en los sistemas de radar con escaneo electrónico y en los sistemas de comunicaciones de banda ancha, cumpliendo sus más exigentes requerimientos.

Los arreglos de antenas de fase son capaces de direccionar el lóbulo principal de radiación sin tener los problemas inerciales y mecánicos al girar el arreglo entero. El control de la dirección del haz de la antena es inmediato utilizando una red de alimentación adecuada y todos los haces pueden formarse simultáneamente.

Los arreglos con escaneo electrónico de haz (AEH) proporcionan significativas ventajas para los sistemas, de ahí que estos arreglos han recibido considerable atención en aplicaciones de la industria aeronáutica, militar, radares, espacial y telecomunicaciones. Los arreglos de fase activos tienen potenciales ventajas, como elevado desempeño, bajo costo, peso ligero, bajo consumo de potencia, arquitectura y circuitos de control inherentemente simples de fabricar y elevada confiabilidad [1-3].

El componente principal de un AEH es el conmutador de fase. Este componente con sus circuitos de control en conjunto con el número de elementos del arreglo, la red de alimentación y los módulos transmisor-receptor definen el costo de implementación del arreglo [4-5]. Los arreglos de antenas de fase introducen un desplazamiento de fase lineal a lo largo de la abertura del arreglo para poder transmitir o recibir una onda electromagnética con determinada dirección; los arreglos pasivos y activos funcionan de esta manera.

A continuación se presenta el principio de control electrónico del lóbulo principal de radiación, mayormente conocido como escaneo electrónico de haz.

Principio de escaneo electrónico de haz

Chekroun Claude y Herrick D. [6] en 1981 exponen el método de escaneo electrónico RADANT, un tipo de arreglo de antenas de fase. El método RADANT de dirigir electrónicamente el haz principal radiado se basa en el principio de modificar el índice de refracción de una lente fabricada con un dieléctrico artificial. Con esta técnica, se descarta utilizar conmutadores de fase discretos, y el control de fase ciertamente se distribuye dentro de la abertura de la lente. La lente se comporta como un dieléctrico artificial con un control de su índice de refracción por medio de conmutadores de microondas, sean diodos p-i-n o dispositivos

micro-electromecánicos MEMS. Este dieléctrico artificial consiste principalmente de rejillas con alambres, aberturas en láminas metálicas, o cintas metálicas de determinadas dimensiones, con conmutadores interconectando cada elemento. Los conmutadores varían entre los estados de alta y baja impedancia consiguiéndose el cambio deseado en el índice de refracción de la lente. El siguiente tema presenta el prototipo de antena bocina - lente RADANT diseñada para la banda de frecuencias de 30 GHz.

Prototipo de antena de bocina - lente RADANT

Se diseñó la antena de bocina de tipo sectorial E con una lente RADANT de 2 bits instalada en su abertura. La antena de bocina se caracteriza por tener en su abertura una distribución de fase no lineal del campo eléctrico, con radiación de campo electromagnético de baja directividad [7].

El objetivo de la lente Radant instalada en la abertura de la antena, es lograr que el campo eléctrico en la abertura de la lente tenga una distribución de fase lineal. De esta manera, la lente logra modificar el patrón de radiación de la antena de bocina y al mismo tiempo mejora la directividad del haz transmitido.

Las características de radiación de la antena de bocina tipo sectorial E fueron calculadas a partir de expresiones matemáticas disponibles en la literatura de la teoría de antenas [9,10].

El patrón de radiación electromagnético de la configuración bocina - lente fue calculado a partir de los modos Floquet propagantes, encontrando los coeficientes de campo electromagnético y utilizando las ecuaciones de campo lejano de la antena de bocina sectorial E.

Cada rejilla de la lente contiene a 16 celdas unitarias, en una configuración fila – columna de 16x1. La lente instalada en la abertura de la antena de bocina, fue diseñada con un gradiente de fase con distribución prácticamente lineal, mejorando significativamente la directividad del patrón de radiación.

La configuración de los diodos (estados de baja y alta impedancia) de las celdas de las rejillas y la optimización de las distancias entre las rejillas de la lente siguieron el procedimiento descrito en [8].

El diseño de la antena bocina – lente RADANT es para la banda Ka, siendo el conector de guía de onda rectangular WR28 el utilizado para la frecuencia de operación de 30 GHz. La dimensión estandarizada de la abertura interna de la guía de onda WR28 es 7.2 mm × 3.6 mm (0.28 × 0.14 pulgadas), sugerida para las frecuencias en el intervalo de 26.5 GHz a 40 GHz. Esta dimensión

fue considerada para la fabricación de la antena de bocina y de la lente RADANT. La abertura pequeña de la antena de bocina, donde va conectada la guía de onda rectangular, tiene dimensión $7.2 \text{ mm} \times 3.6 \text{ mm}$, y la lente RADANT tiene celdas pequeñas de abertura de 3.6 mm de ancho. A continuación se presenta el diseño de la antena de bocina con parámetros dimensionales de acuerdo con [9].

Diseño de la antena de bocina tipo sectorial E:

La antena de bocina adecuada para nuestro análisis es la que se muestra en la figura 1.

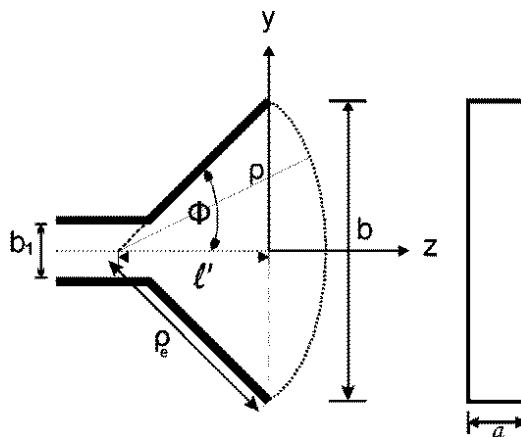


Figura 1.- Antena de Bocina tipo Sectorial E

La geometría de la antena de bocina se detalla en la figura 2. Las dimensiones están en milímetros.

Para estimar el diagrama de radiación de la antena de bocina, iniciamos encontrando los modos de intensidad de campo eléctrico transversales dominantes presentes en la antena. De acuerdo con Jull en [9] los modos transversales dominantes del campo en la antena de bocina tipo sectorial E, eléctrico ($i=1$) y magnético ($i=2$), están dados por la siguiente ecuación:

$$E_{\phi}^i = \left(\frac{\pi}{2}\right)^{1/2} \exp\left(-j\frac{3\pi}{4}\right) H_1^{(2)}(\beta\rho) \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (1)$$

donde:

$H_1^{(2)}(\beta\rho)$, es la función de Hankel de primer orden,

$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$, es la constante de propagación del modo dominante,

$\rho = \sqrt{l'^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}$, es la coordenada radial desde el origen y $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Los demás parámetros geométricos están definidos en la figura 1.

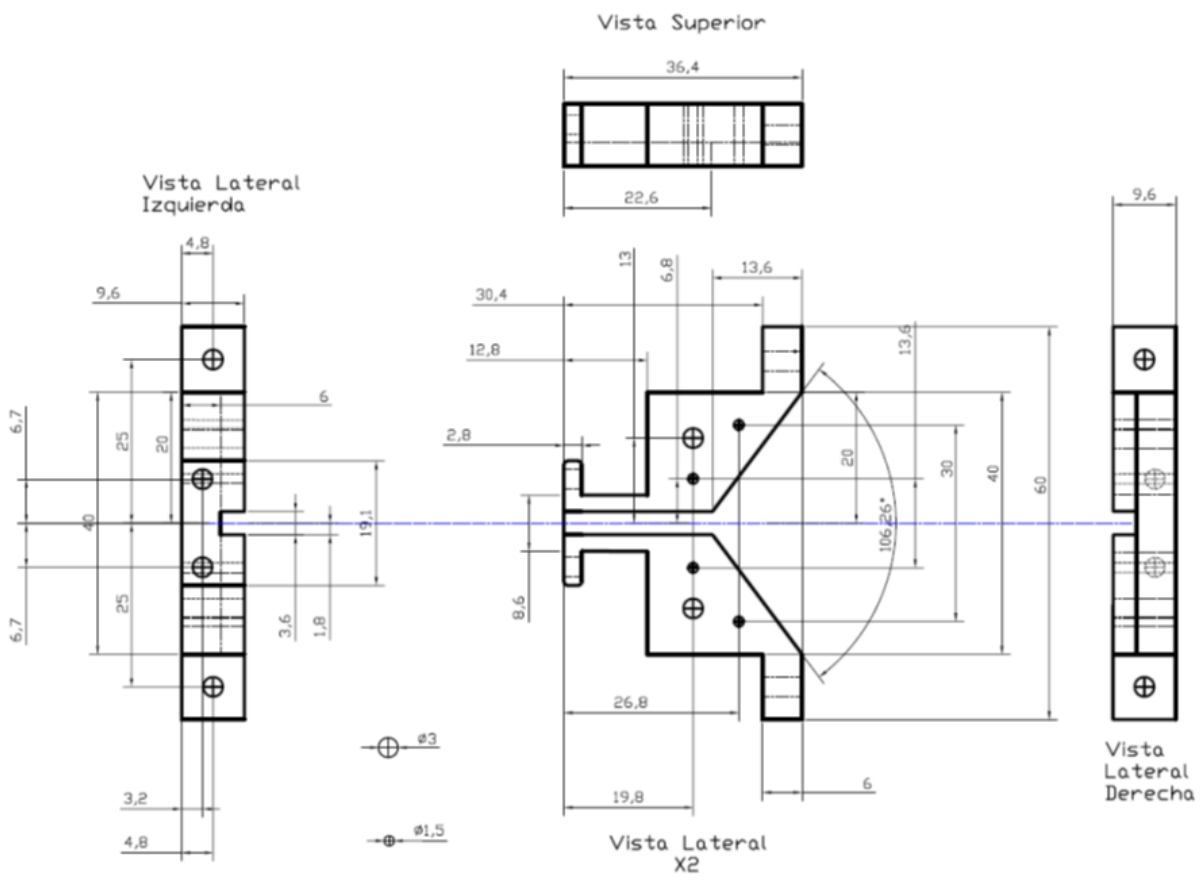


Figura 2.- Geometría de la antena de bocina tipo sectorial E, dimensiones en milímetros

De acuerdo con la teoría del vector de difracción de Kirchhoff, la intensidad de campo eléctrico lejos de la abertura, en función de los campos \vec{E}_A , \vec{H}_A de la abertura (A) se lo encuentra con:

$$\vec{E}(r) = \frac{-je^{-jkr}}{2\lambda r} \hat{R} \times \int_s [\hat{n} \times \vec{E}_A - Z_0 \hat{R} \times (\hat{n} \times \vec{H}_A)] \exp(-jk\vec{\rho}' \cdot \hat{R}) ds \quad (2)$$

donde $Z_0 = \sqrt{\varepsilon_0/\mu_0}$ es la impedancia de la onda en el espacio libre, con las coordenadas de acuerdo a la figura 1. Y \hat{R} la distancia de medición al potencial vector de campo lejano.

La integración es en la abertura descrita por A , donde los campos del modo TE son:

$$\begin{aligned} \vec{E}_A &= (\hat{y} \cos \phi - \hat{z} \sin \phi) E_\phi, \\ \vec{H}_A &= \hat{x} H_x + (\hat{y} \sin \phi + \hat{z} \cos \phi) H_\rho \end{aligned} \quad (3)$$

Siendo (ρ, ϕ, x) las coordenadas cilíndricas en el eje de la antena de bocina. Considerando que en el eje del haz $\hat{R} = \hat{n} = \hat{z}$ y $\vec{\rho}' \cdot \hat{R} = l \cos \phi_0 = l'$ y como $r = R - l' \cong R$ en amplitud, se llega a la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \frac{-j \exp(-jkr)}{2\lambda r} \iint_{ab} [\hat{y}(E_\phi \cos \phi + Z_0 H_x) + \hat{x} Z_0 H_\rho \sin \phi] \cdot \\ &\cdot \exp(jk \cos \phi' \sin \theta' \hat{x}) \exp(jk \sin \phi' \sin \theta' \hat{y}) dx dy \end{aligned} \quad (4)$$

Amplitud de armónicos Floquet en la abertura de la antena de bocina

Los campos iluminantes \vec{E} y \vec{H} de la antena de bocina, relacionados por la impedancia Z_0 , están definidos por [10]:

Para la polarización "x":

$$\vec{E} = E_x \hat{x}, \vec{H} = H_y \hat{y} = \frac{E_x}{Z_0} \hat{y} \quad (5)$$

Y para la polarización en "y":

$$\vec{E} = E_y \hat{y}, \vec{H} = -\frac{E_y}{Z_0} \hat{x} \quad (6)$$

Las respectivas componentes de campo eléctrico en direcciones θ y ϕ para ambas polarizaciones, en función de E_x y E_y son:

Polarización en "x":

$$E_{\theta} = \frac{je^{-jkr}}{2\lambda r} \left(1 + \frac{\eta}{Z_0} \cos \theta\right) \cos \phi \iint_S E_x e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} dx dy \quad (7a)$$

$$E_{\phi} = -\frac{je^{-jkr}}{2\lambda r} \left(\frac{\eta}{Z_0} + \cos \theta\right) \sin \phi \iint_S E_x e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} dx dy \quad (7b)$$

Polarización en "y":

$$E_{\theta} = \frac{je^{-jkr}}{2\lambda r} \left(1 + \frac{\eta}{Z_0} \cos \theta\right) \sin \phi \iint_S E_y e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} dx dy \quad (8a)$$

$$E_{\phi} = \frac{je^{-jkr}}{2\lambda r} \left(\frac{\eta}{Z_0} + \cos \theta\right) \cos \phi \iint_S E_y e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} dx dy \quad (8b)$$

Recordemos que las componentes de campo eléctrico E_x y E_y de (7) y (8) están en función de los modos Floquet, es decir:

$$E_x = \sum_n A_n \vec{\Psi}_{nx}, E_y = \sum_n A_n \vec{\Psi}_{ny} \quad (9)$$

De igual manera, podemos reescribir los modos Floquet de entrada a la lente de 2 bits:

Para modo TE:

$$\vec{\Psi}_n^i = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{k_{yn}^i}{k_{rn}^i} e^{j(k_{xn}^i x + k_{yn}^i y)} \hat{x} - \frac{k_{xn}^i}{k_{rn}^i} e^{j(k_{xn}^i x + k_{yn}^i y)} \hat{y} \right) \quad (10a)$$

Para modo TM:

$$\vec{\Psi}_n^i = \sqrt{\frac{1}{bd}} \left(\frac{k_{xn}^i}{k_{rn}^i} e^{j(k_{xn}^i x + k_{yn}^i y)} \hat{x} + \frac{k_{yn}^i}{k_{rn}^i} e^{j(k_{xn}^i x + k_{yn}^i y)} \hat{y} \right) \quad (10b)$$

Donde $b = N \cdot 7.2 \text{ mm}$ y $d = M \cdot 2.5 \text{ mm}$. $N=1$ y $M=16$ son el número de celdas de las rejillas de la lente, en direcciones "x" y "y", respectivamente. i representa al caso modo TE o modo TM.

Reemplazando (1) en (3) encontramos las amplitudes de los modos Floquet A_n presentes en (9) en la abertura de la antena de bocina, en dirección “y”:

Para el modo TE:

$$A_n = -\frac{1}{\sqrt{ab}} \frac{k_{xn}^i}{k_{rn}^i} \sqrt{\pi/2} e^{-j3\pi/4} I_{che} I_{cek} \quad (11a)$$

Para el modo TM:

$$A_n = \frac{1}{\sqrt{ab}} \frac{k_{yn}^i}{k_{rn}^i} \sqrt{\pi/2} e^{-j3\pi/4} I_{che} I_{cek} \quad (11b)$$

donde:

$$I_{che} = \int_{-b/2}^{b/2} \cos\left(\tan^{-1} \frac{y}{l'}\right) H_1^{(2)}(\beta\rho) e^{jk_y y} dy, \text{ la cual se resuelve numéricamente en Matlab.}$$

Por otro lado,

$$I_{cek} = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{jk_x x} dx = \begin{cases} a/2 & \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 = k_x^2 \\ \frac{2\pi}{a} \cos\left(k_x \frac{a}{2}\right) & \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \neq k_x^2 \\ \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - k_x^2 & \end{cases}$$

Componentes de campo eléctrico a la entrada de la lente

Para el cálculo de las componentes del campo E_θ y E_ϕ a la entrada de la lente, reemplazamos las amplitudes de los modos Floquet de (11) en (7) y (8), resultando:

Para el modo TE:

$$E_\theta = C_{\theta 1} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_y}{k_r} A^{TE} + C_{\theta 2} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \left(-\frac{k_x}{k_r}\right) A^{TE} \quad (12a)$$

$$E_\phi = C_{\phi 1} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_y}{k_r} A^{TE} + C_{\phi 2} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \left(-\frac{k_x}{k_r}\right) A^{TE} \quad (12b)$$

Para el modo TM:

$$E_{\theta} = C_{\theta 1} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_x}{k_r} A^{TM} + C_{\theta 2} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_y}{k_r} A^{TM} \quad (12c)$$

$$E_{\phi} = C_{\phi 1} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_x}{k_r} A^{TM} + C_{\phi 2} I_{e1} I_{e2} \frac{1}{\sqrt{bdM}} \frac{k_y}{k_r} A^{TM} \quad (12d)$$

donde:

$$C_{\theta 1} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(1 + \frac{120\pi}{Z_0} \cos \theta \right) \cos \phi$$

$$C_{\phi 1} = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(\frac{120\pi}{Z_0} + \cos \theta \right) \sin \phi$$

$$C_{\theta 2} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(1 + \frac{120\pi}{Z_0} \cos \theta \right) \sin \phi$$

$$C_{\phi 2} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(\frac{120\pi}{Z_0} + \cos \theta \right) \cos \phi$$

La impedancia modal del modo Floquet fundamental ($n=0$) es:

$$\text{Para el modo TE: } Z_0^{TE} = \frac{\omega\mu}{\Gamma},$$

$$\text{Para el modo TM: } Z_0^{TM} = \frac{\Gamma}{\omega\varepsilon}.$$

La constante de propagación con dirección “z” está representada por Γ . Las integrales de la ecuación (12) resultan:

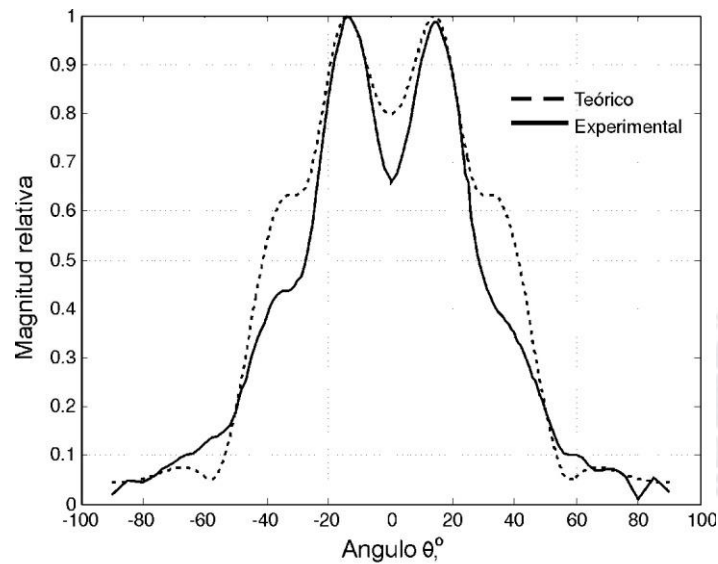
$$I_{e1} = \int_{-b/2}^{b/2} e^{j(k_x + k \sin \theta \cos \phi)x} dx = \frac{2 \sin[(k_x + k \sin \theta \cos \phi) b/2]}{k_x + k \sin \theta \cos \phi}$$

$$I_{e2} = \int_{-Md/2}^{Md/2} e^{j(k_y + k \sin \theta \sin \phi)x} dx = \frac{2 \sin[(k_y + k \sin \theta \sin \phi) Md/2]}{k_y + k \sin \theta \sin \phi}$$

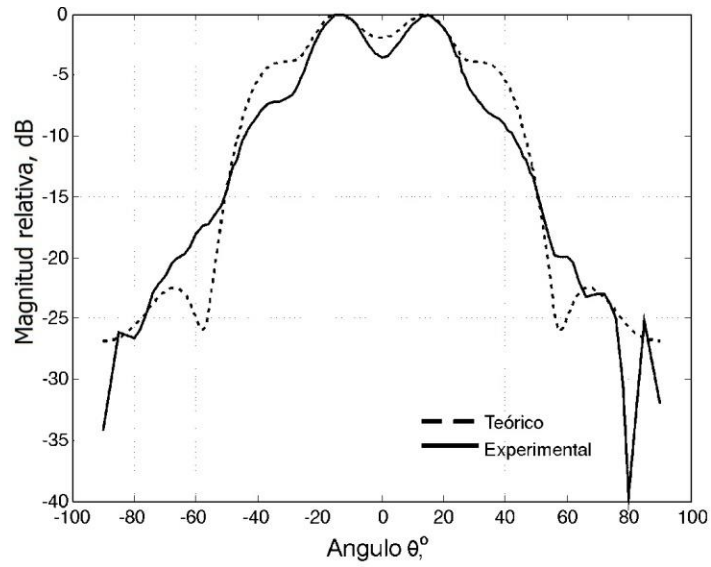
Patrón de radiación de la antena de bocina

El patrón de radiación teórico de la antena de bocina tipo sectorial E, sin tener la lente conectada en su abertura, fue estimado utilizando la ecuación (12) con las amplitudes (A_n^i) de los modos Floquet de la ecuación (11). El patrón de radiación experimental fue obtenido con mediciones de intensidad de campo eléctrico en laboratorio, con ayuda de un analizador de redes a la frecuencia de operación de 30 GHz, y una segunda antena de bocina. Los resultados de patrón de radiación se muestran en la figura 3. Se puede observar buena aproximación entre los resultados teóricos y experimentales obtenidos.

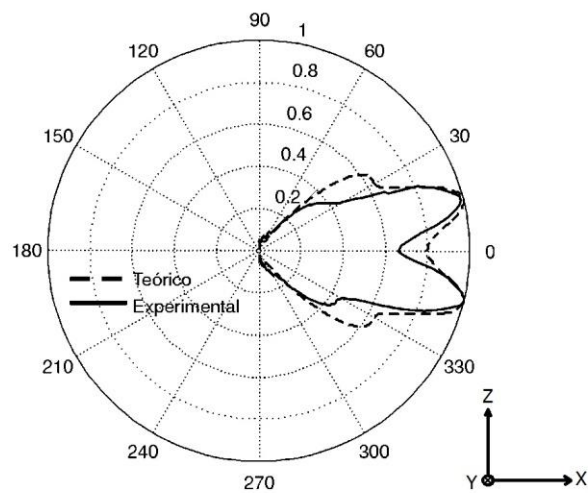
La directividad calculada para la distribución de campo eléctrico generada por la antena de bocina tipo sectorial E es de 7.5 dB.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.- Patrón de Radiación de la antena de bocina en plano E

Diseño de las celdas de la lente RADANT de 2 bits

Se optimizaron las dimensiones de “celda pequeña” y los parámetros de la lente de 2 bits en el modelo matemático de diseño, con el objetivo de una característica de fase lineal del campo

eléctrico en la abertura de la lente conectada a la antena de bocina. Se alcanzó la máxima linealidad de la distribución de fase del campo eléctrico en la abertura de la lente.

Se encontró que el arreglo multicapa (conforme a la figura 8), adecuado para instalarse en la abertura de la antena de bocina, consiste de 6 rejillas, cada una con 16 “celdas pequeñas” con sus respectivos diodos en configuración 16x1. Se encontraron las dimensiones de “celda pequeña” que permiten introducir un desplazamiento de fase progresivo en la onda transmitida, con incrementos de 90 grados, introducidos por cada par de rejillas.

La figura 4 presenta las dimensiones de “celda pequeña” y la geometría de la abertura.

Un alambre fue instalado en la abertura simulando al conmutador diodo p-i-n en estado de baja impedancia. La abertura sin el alambre simula al conmutador en alta impedancia.

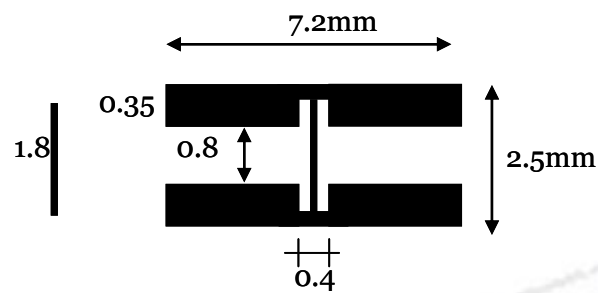


Figura 4.- “Celda pequeña” y geometría de la abertura de la lente de 2 bits con conmutador en conducción

La lente de 2 bits está compuesta de 3 pares de rejillas, con aberturas de Celda pequeña con geometría de la figura 4 en sus 16 nodos. Cada par de rejillas está diseñado para generar un desplazamiento de fase de 90° en la onda electromagnética incidente. La respuesta de desempeño de un par de rejillas de la lente respecto a la frecuencia de operación de 30 GHz se presenta en la figura 5.

Las respuestas de desempeño para la banda Ka corresponde a un par de rejillas espaciadas 2.6 milímetros. La geometría de las celdas unitarias permite obtener, en un ancho de banda de 400 MHz en la banda Ka, un desplazamiento de fase de 92° con variación de 2.7° en la banda. El coeficiente de transmisión es superior a 0.93, el coeficiente de reflexión es inferior a 0.36 y la pérdida de inserción es inferior a -0.000038 dB.

Diseño de la lente Radant de 2 bits

Una vez encontradas las dimensiones de la “celda pequeña” para la lente de 2 bits, se diseñaron tres diferentes pares de rejillas, de acuerdo a los resultados obtenidos por optimización. Cada rejilla con 16 “celdas pequeñas” en la configuración 16x1.

El primer par de rejillas con dos celdas con alambre. El segundo par de rejillas con seis celdas con alambre y el tercer par de rejillas con diez celdas con alambre. La ubicación de las “celdas pequeñas” con alambre, que son aberturas con carga en estado de baja impedancia, de las tres configuraciones de pares de rejillas se muestra en la figura 6.

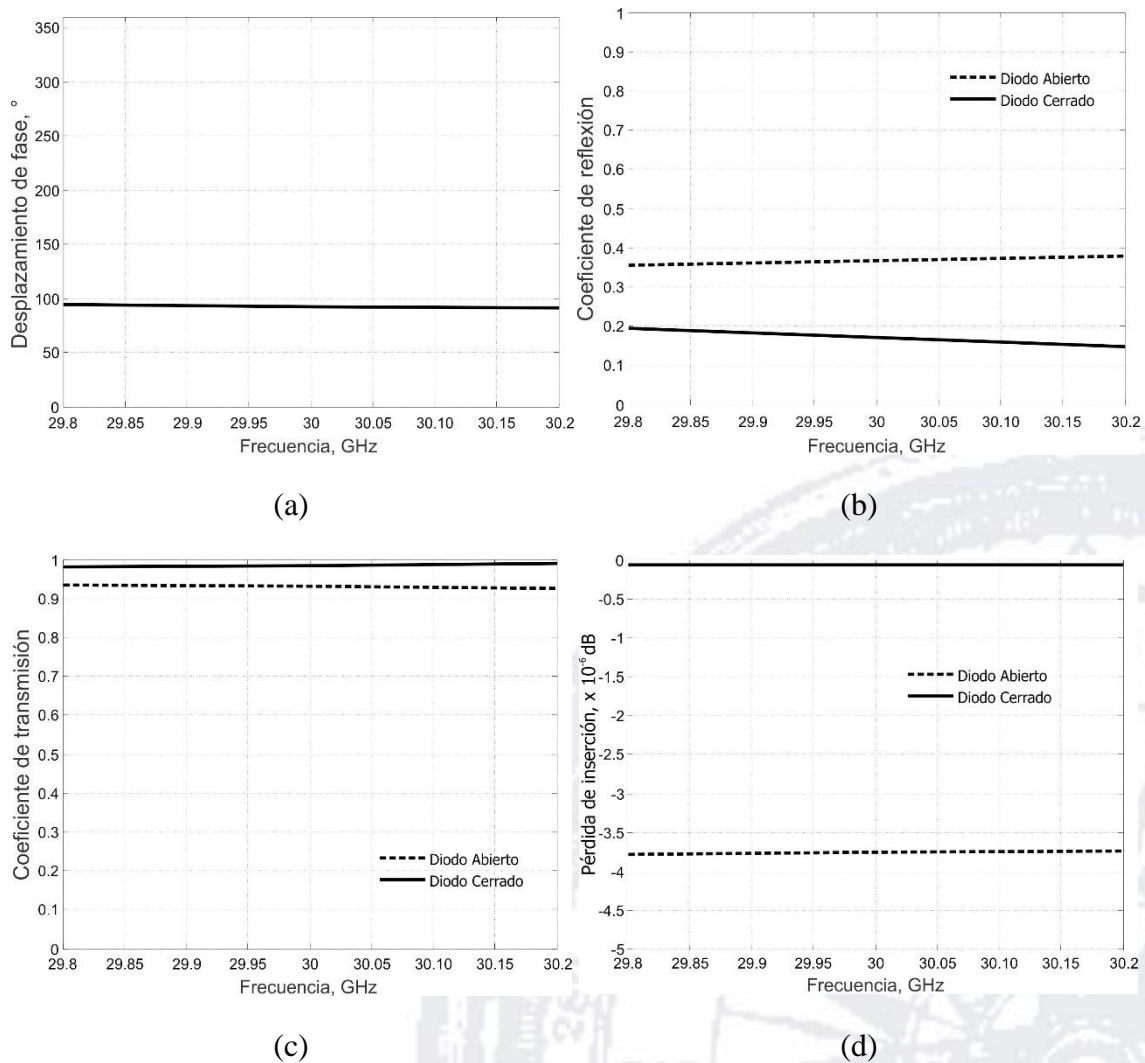


Figura 5.- Respuestas de desempeño de un par de rejillas de la lente RADANT, (a) desplazamiento de fase, (b) coeficiente de reflexión, (c) coeficiente de transmisión y (d) pérdida de inserción.

Los separadores fabricados para la lente de 2 bits son de aluminio, con parámetros dimensionales presentes en la figura 7, mantienen a 2.6 mm de distancia a las rejillas de cada par y a 1.5 mm de distancia a los pares de rejillas de la lente.

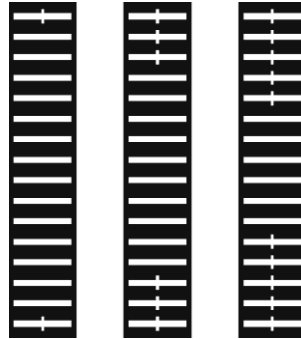
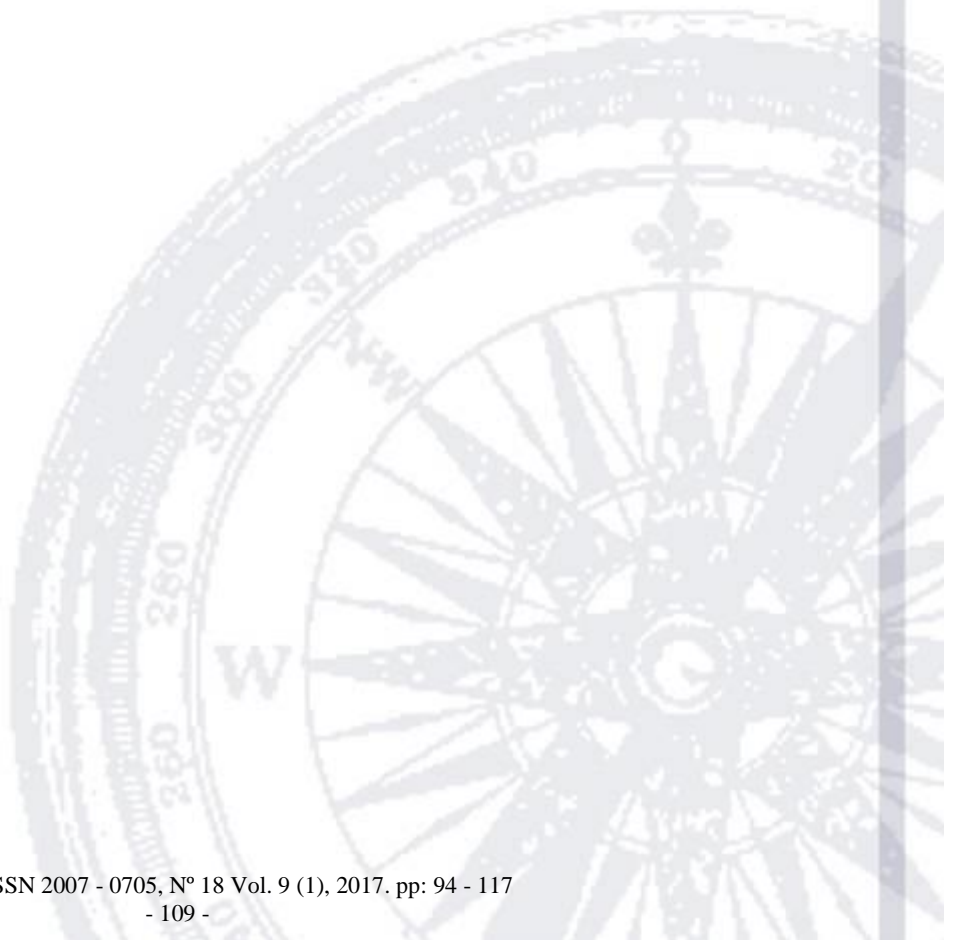


Figura 6.- Disposición de celdas en cada par de rejillas de la lente

La figura 7 presenta los dos tipos de separadores utilizados en el sistema de prueba. Las dimensiones están en milímetros.



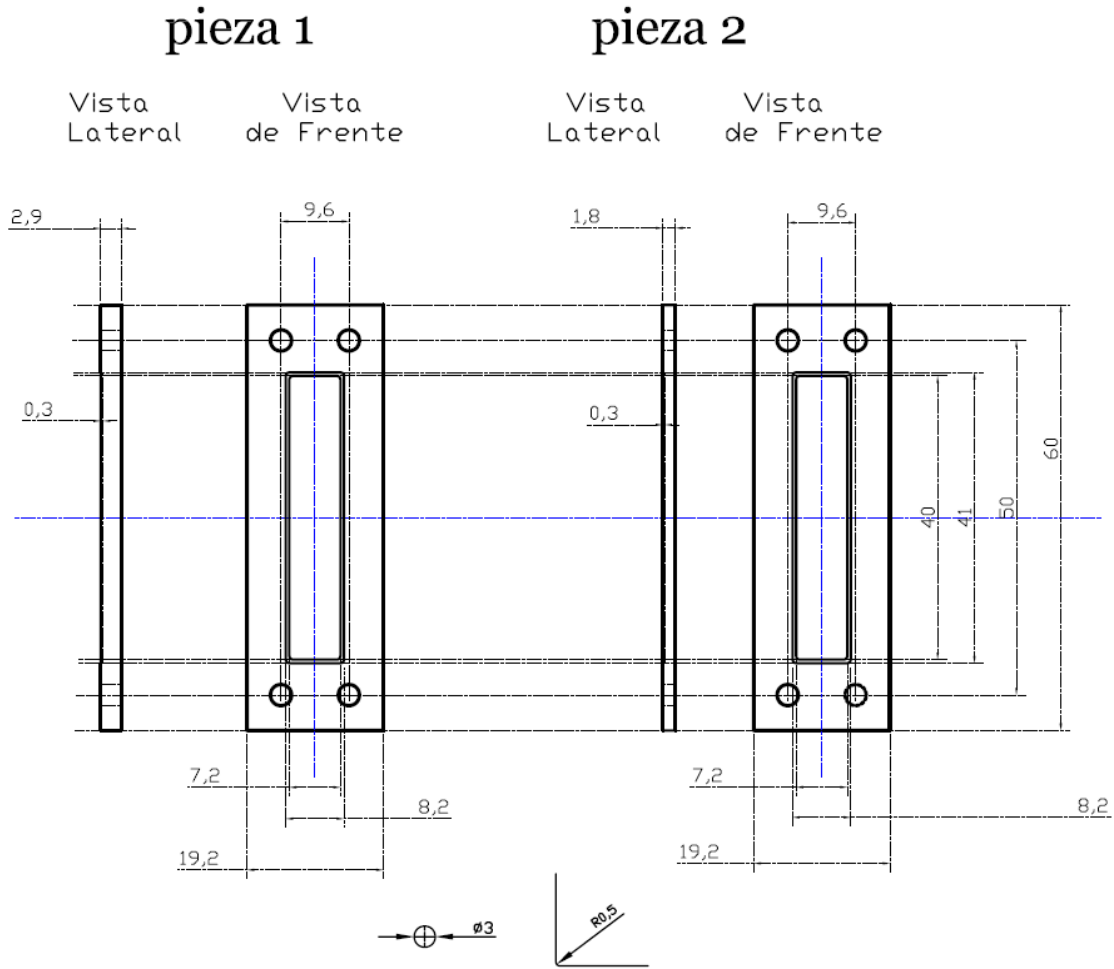
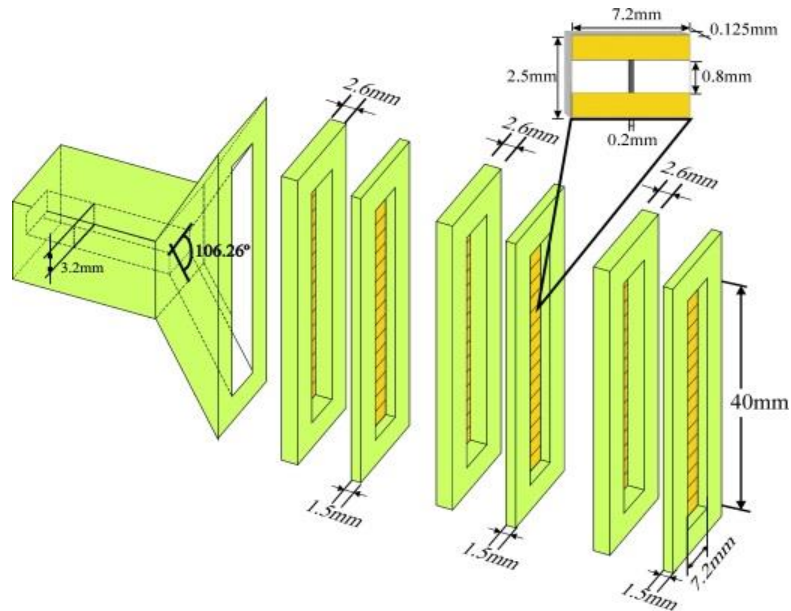


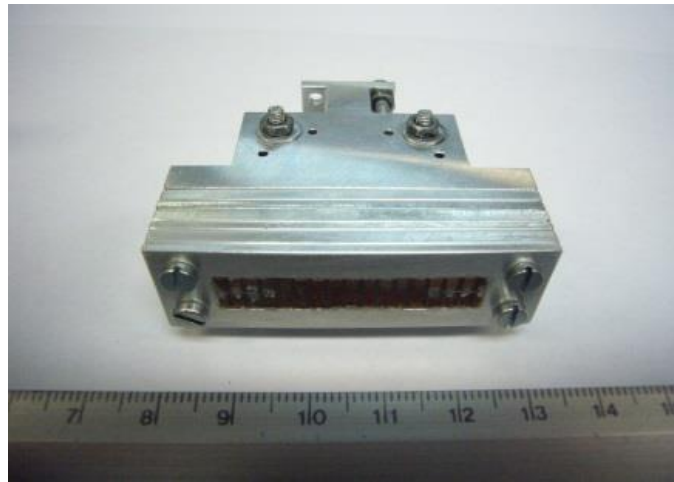
Figura 7.- Separadores para las rejillas de la lente de 2 bits

Arquitectura antena de Bocina - lente RADANT

En la figura 8 se muestra el prototipo de la lente de 2 bits instalada en la antena de bocina sectorial de plano E. En la figura 8a se muestran los parámetros, y en la figura 8b, la fotografía de la lente fabricada.



(a)



(b)

Figura 8.- Lente de 2 bits conectada a la antena de bocina. (a) dimensiones, (b) fotografía

Distribuciones del campo eléctrico

En esta sección se presentan los resultados de distribución del campo eléctrico en la abertura de la antena de bocina y en la abertura de la lente instalada en la antena de bocina. Al mismo tiempo

de presentar los resultados experimentales obtenidos de los patrones de radiación de campo eléctrico, se los compara con los resultados teóricos esperados.

La desviación de fase del campo eléctrico en la abertura determina el patrón de radiación de campo lejano, y su nivel de directividad.

En la figura 9 están presentes las distribuciones de amplitud y fase del campo eléctrico, plano E, obtenidos en la abertura de la antena de bocina. Se puede observar una diferencia de fase, entre máximo y mínimo, significativa de 240 grados en la abertura de la antena de bocina.

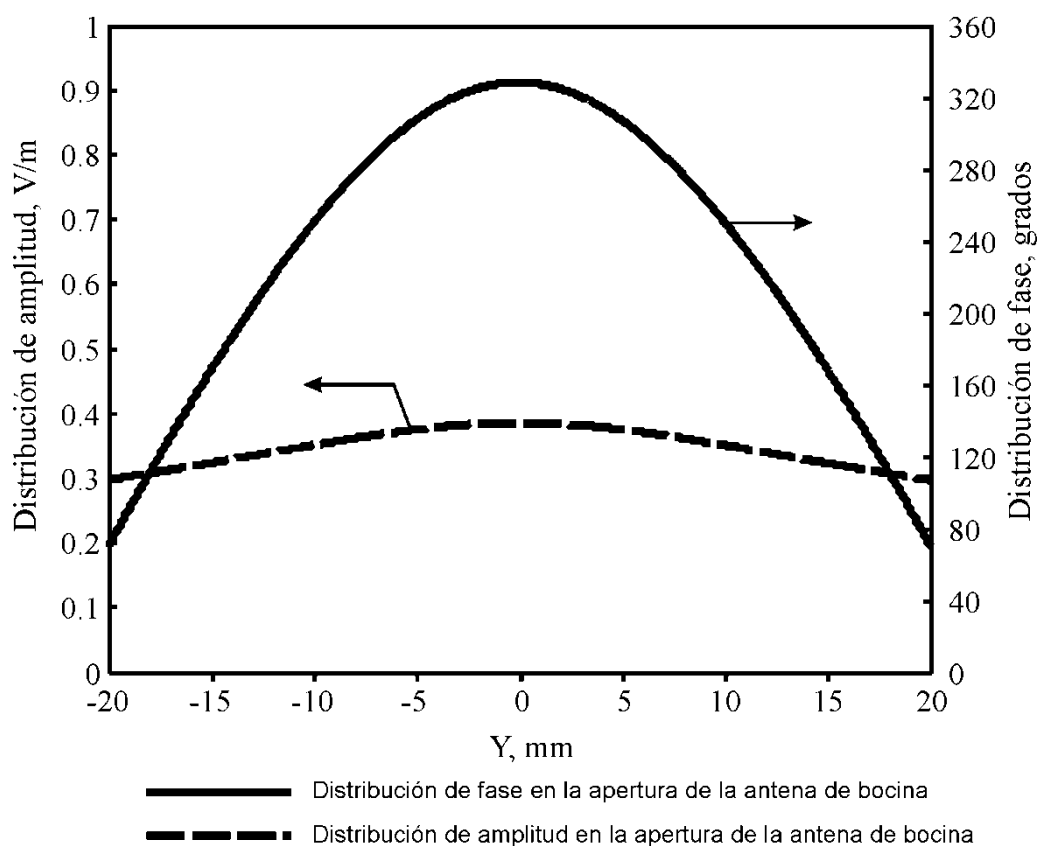


Figura 9.- Distribución del campo eléctrico en la abertura de la antena de bocina

Los resultados de distribución de amplitud y fase del campo eléctrico en la abertura de la lente de 2 bits se muestran en la figura 10.

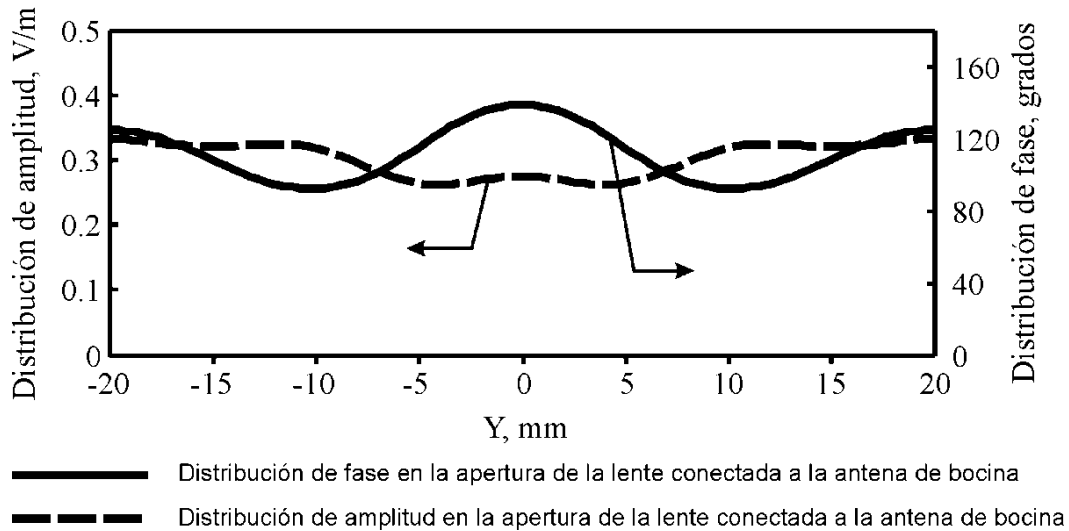


Figura 10.- Distribución del campo en la apertura de la lente de 2 bits

La lente de 2 bits instalada en la abertura de la antena de bocina mejoró la desviación de fase unos 47 grados aproximadamente. De igual manera a la respuesta de fase, la respuesta de amplitud del campo eléctrico es mejorada con la lente instalada en la abertura de la antena de bocina. La distribución de amplitud en la abertura de la lente es mejorada 0.05 V/m aproximadamente. El mejoramiento en las distribuciones de amplitud y fase generan un mejoramiento del patrón de radiación. A continuación, se presentan los resultados de patrón de radiación en plano E, con la lente instalada en la antena de bocina.

Patrón de radiación en plano E

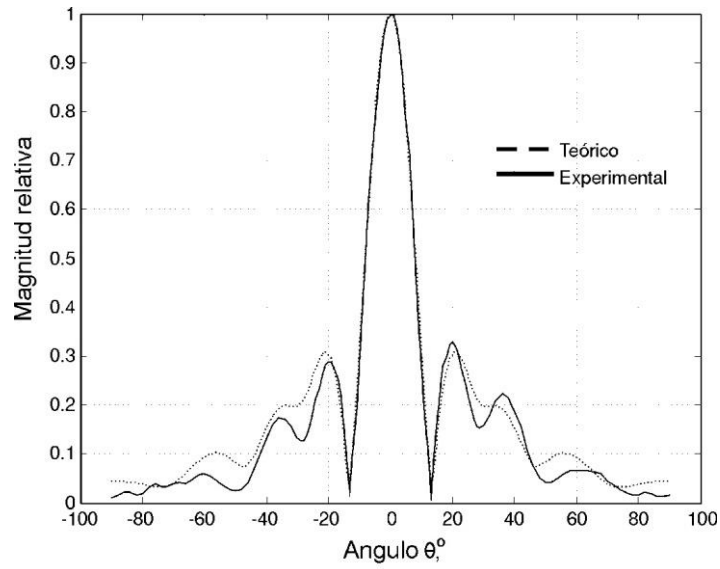
En esta sección se presentan los resultados de patrones de radiación teóricos y experimentales obtenidos por la antena bocina - lente RADANT. El patrón de radiación teórico fue estimado utilizando la ecuación (12) con las amplitudes (A_n^i) iguales a:

$$A^i = S_{21} \times A_n^i$$

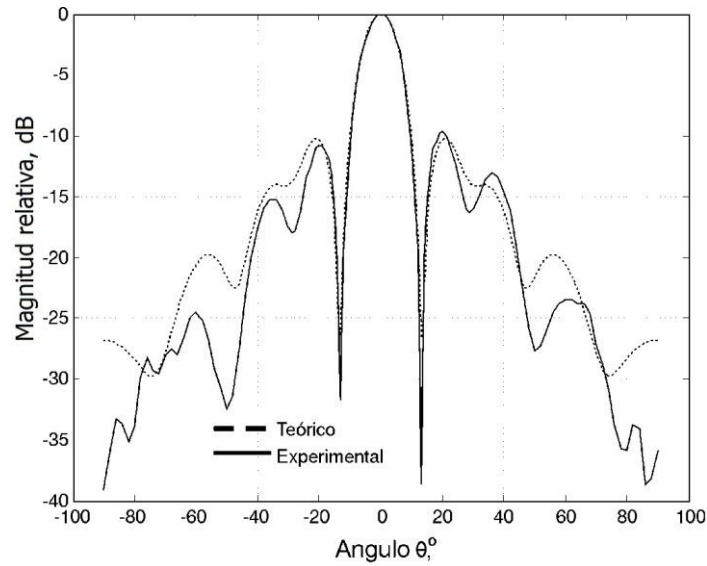
donde S_{21} es la matriz de dispersión de transmisión de la lente RADANT, A_n^i son las amplitudes de los modos Floquet de la ecuación (11) e i representa al caso de modo TE o modo TM.

La directividad calculada para la distribución del campo eléctrico de la antena bocina - lente es de 14.2 dB. Se caracteriza por un ancho de haz de media potencia de 12° .

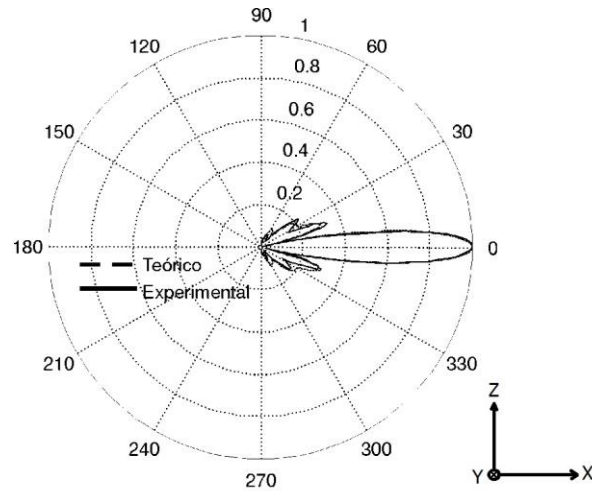
La figura 11 presenta los patrones de plano E teórico y experimental del campo transmitido por la abertura de la lente de 2 bits.



(a)



(b)



(c)

Figura 11.- Patrones de radiación plano E de la antena bocina - lente

Comparando los resultados obtenidos de patrones de radiación de las figuras 3 y 11, se puede concluir que el mejoramiento de la directividad en el eje de la antena es de 7.5 dB, cuando la lente de 2 bits es instalada en la antena de bocina. Este efecto se debe a que la lente logra mejorar considerablemente la distribución de fase en la abertura de la antena de bocina. De igual manera, se observa una similitud en los patrones obtenidos, teóricos y experimentales, para los campos radiados por la antena de bocina y por la lente RADANT.

Escaneo electrónico de haz

Con la optimización de las distancias entre rejillas de la lente Radant y considerando una antena de bocina de mayor longitud ($\rho = 15\text{cm}$) se logró encontrar respuestas óptimas de escaneo de haz hacia 11.35° y 8.6° , ambos con valor de directividad de 14.7dB. Las distancias entre las rejillas de la lente encontradas son 6.3, 1.5, 3.2, 7.3, 1.3, y 1.0 milímetros. Ambos escaneos tienen distinta configuración de conmutadores en conducción y en corte en las celdas unitarias de cada rejilla, los cuales pueden conseguirse con un control electrónico sobre los conmutadores. En esta simulación se consideran alambres de 20 micrómetros de diámetro cada uno simulando al conmutador en estado de conducción y sin alambre simulando al conmutador en estado abierto.

La figura 12 presenta los resultados de simulación de escaneo electrónico de haz hacia las direcciones mencionadas.

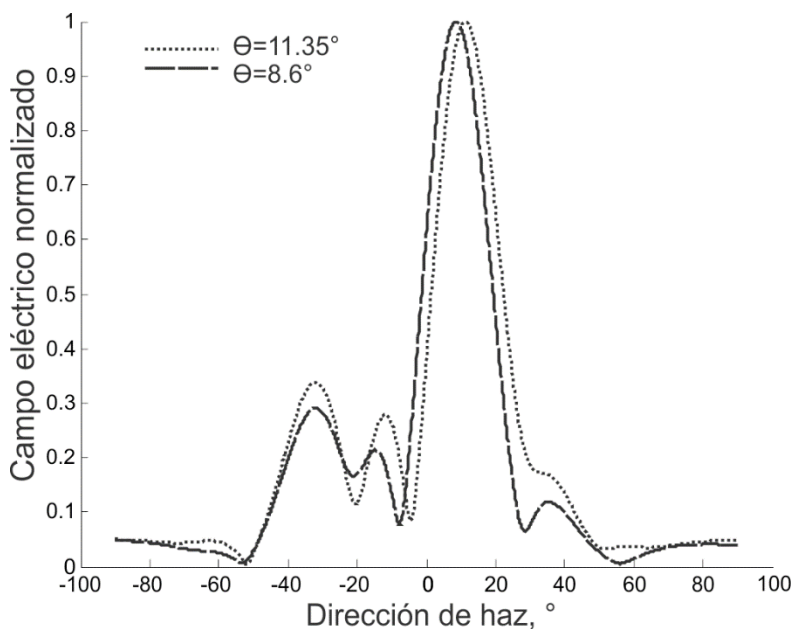


Figura 12.- Escaneo electrónico de haz en plano E

Conclusiones

Se presenta el prototipo de una antena bocina - lente RADANT de 2 bits con propiedades de escaneo electrónico de haz para la banda Ka. Se comprueba el diseño de la lente experimentalmente. La lente de 2 bits tiene diseño satisfactorio en 400 MHz de ancho de banda, pues las respuestas de desempeño de un par de rejillas alcanzan 2.7° de diferencia de fase, el coeficiente de reflexión es inferior a -4.3 dB, el coeficiente de transmisión es superior a -0.34 dB y la pérdida de inserción tiene valor máximo de -3.8×10^{-6} dB. La lente de 2 bits instalada en la abertura de la antena de bocina mejoró la desviación de fase en 47° . Así, las distribuciones de amplitud y fase en la abertura de la antena de bocina son mejoradas con la lente de 2 bits, logrando alcanzar un ancho de haz de media potencia de 12° y una directividad de 7.5 dB superior a la que corresponde a la antena de bocina sectorial E. Se presentan los escaneos de haz hacia las direcciones de 8.6° y 11.35° con directividades superiores a 14 dB.

Agradecimiento

Los autores agradecen los recursos recibidos del proyecto SIP20170621 del Instituto Politécnico Nacional.

Referencias

- [1] Don Parker y D.C. Zimmermann. (2002). Phased Arrays – Part I, Theory and Architectures. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, pp. 678-686.
- [2] WANG, Xiaoling; ZHANG, Chuanfang. (2013). “Analysis of two-dimensional wide-angle scanning phased array antenna element in Ka-band”. En Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE), 2013 IEEE International Conference on. IEEE, p. 288-290.
- [3] ALSATH, M. Gulam Nabi; LAWRENCE, Livya; KANAGASABAI, Malathi. (2015). “Bandwidth-Enhanced Grid Array Antenna for UWB Automotive Radar Sensors”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no 11, p. 5215-5219.
- [4] H. R. Phelan. (1976). “Spiraphase-a New, Low Cost, Lightweight Phased Array, Part I Theory and concept”, *Microwave Journal*, Vol. 19, No 12. pp. 41-44.
- [5] Don Parker y D.C. Zimmermann. (2002). Phased Arrays – Part II, Implementations, Applications, and Future Trends. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, pp. 688-698.
- [6] C. Chekroun, D. Herric, Y. Michel, R. Pauchard y P. Vidal. (1981). RADANT: new method of electronic scanning, IEEE Microwave Journal. v. 24, pp. 45-53.
- [7] C.A. Balanis. (1982). Antenna Theory – Analysis and Design. Wiley.
- [8] Alejandro Iturri Hinojosa, Alexander E. Martynyuk y José Luis López Bonilla. (2013). Diseño de una antena multicapa tipo RADANT con base en diodos PIN para la banda X. Nova Scientia, N° 11 Vol. 6 (1).
- [9] L. E. Allan y E. V. Jull. (1974). Gain of an E-Plane Sectoral Horn – A Failure of the Kirchhoff Theory and a New Proposal. IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 22, No. 2, pp. 221-226.
- [10] Angel Cardama A., Lluís Jofre Roca, Juan M. Rius Casals, Jordi Romeu Robert y Sebastián Blanch Boris. (2000). Antenas. Alfaomega.