

Revista Electrónica Nova Scientia

**Diseño de una antena multicapa tipo RADANT
con base en diodos PIN para la banda X
Design of a multilayer RADANT –type antenna
based on p-i-n diodes for the X-band**

**Alejandro Iturri Hinojosa¹, Alexander E. Martynyuk² y José
Luis López Bonilla¹**

¹ESIME Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional, México

²Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México

México

José Luis López Bonilla. E-mail: jlopezb@ipn.mx

Resumen

Se presenta el diseño de una antena multicapa RADANT con base en diodos PIN para la banda X. Se encuentra la geometría de celdas que conforman las rejillas y las respuestas de escaneo de haz en planos E y H de la antena multicapa de 3 bits. Un par de rejillas del arreglo de multicapa diseñado logra una diferencia de desplazamiento de fase de 3.5° en un ancho de banda de 400MHz, con coeficiente de reflexión inferior a 0.1 y pérdida de inserción mejor a -0.1dB. En el resultado de escaneo de onda en el plano E en un ancho de banda de 1 GHz las ondas emitidas hasta unos 20° tienen coeficientes de conversión superiores a 0.6. El resultado de escaneo de onda en el plano H tiene bajos coeficientes de conversión y bajos ángulos de escaneo debido a la fuerte interacción mutua de elementos.

Palabras clave: Antena multicapa RADANT, escaneo de haz, diodos PIN

Recepción: 23-11-2012

Aceptación: 29-08-2013

Abstract

A design of a multilayer RADANT -type antenna based on PIN diodes for the X band is presented. The geometry of cells that conforms the grids and the scanning responses in E and H planes of a 3-bit multilayered antenna are obtained. A designed pair of grids for a multilayer array antenna achieves a phase shift difference of 3.5° in a bandwidth of 400MHz, with reflection coefficient less than 0.1 and a better insertion loss of -0.1dB. The E-plane scanning results shows emitting waves with directions up to 20° with conversion coefficient greater than 0.6 with a bandwidth of 1GHz. The H-plane scanning result have low conversion coefficient and low scanning angles due to the strong mutual interaction between elements.

Keywords: Multilayer RADANT antenna, beam scanning, PIN diodes

Introducción

Actualmente, los arreglos multicapa son una propuesta interesante para reducir costos, tamaño, volumen y peso de las antenas. Los arreglos de antenas más adecuados para cumplir con estas exigencias son los arreglos con base en superficies periódicas de parches o aberturas de láminas metálicas impresas sobre sustrato dieléctrico, los cuales exhiben reflexión o transmisión de una onda electromagnética en el espacio. A estas estructuras periódicas, con la particularidad de controlar su comportamiento eléctrico a través de la geometría de sus elementos, se conocen como superficies selectivas en frecuencia (FSS) [1].

Para predecir la banda de reflexión o transmisión de la onda electromagnética transmitida por el arreglo, se han venido desarrollando técnicas de análisis eficientes capaces de modelar una amplia gama de configuraciones.

La geometría de cada elemento, sea parche o abertura, así como el espaciamiento entre rejillas contribuyen a la forma de los campos emitidos por el arreglo, sean reflejados o transmitidos. Por lo mismo, debido a la naturaleza finita del elemento, los campos exhiben resonancias con la variación de la longitud de onda de la señal de alimentación. Es decir, los campos son totalmente transmitidos (aberturas) o reflejados (parches) a una longitud de onda específica. Estas resonancias ocurrirán cuando el tamaño del elemento sea un número entero de media longitud de onda, y la respuesta en frecuencia será modificada por el arreglo infinito de elementos [2,5].

Los arreglos periódicos de parches o aberturas actúan como superficies que reflejan o transmiten las ondas y tienen la característica de un filtro supresor de banda y pasa banda, respectivamente. La frecuencia de resonancia y el ancho de banda de estos arreglos pueden controlarse variando la longitud, el espaciamiento y la impedancia de la carga de los dipolos [3].

El artículo presenta el diseño teórico de una estructura multicapa RADANT periódica e infinita con base en aberturas con carga y resultados de desempeño obtenidos a través de simulación. Se utilizan diodos PIN de tipo beam lead de microondas que al variar de estado electrónicamente, generan un desplazamiento de fase progresivo y lineal en la onda transmitida. Se presentan los resultados de escaneo en los planos E y H de una onda electromagnética incidente de polarización lineal vertical.

Principio de dispersión de haces

Chekroun-Herrick [2] exponen por primera vez el método de escaneo electrónico de la lente RADANT. Este proceso de escaneo electrónico 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 dispositivos que introducen desplazamientos discretos de fase, y el control de fase ciertamente se distribuye en la apertura de la lente. La lente se comporta como un dieléctrico artificial con un control de su índice de refracción por medio de conmutadores. Este dieléctrico artificial consiste principalmente de rejillas con alambres, aberturas metálicas, o cintas metálicas de determinadas dimensiones, con conmutadores diodo PIN interconectando cada uno de ellas, como se presenta en la figura 1. Conmutando los diodos entre los estados de alta y baja impedancia se consigue el cambio deseado en el índice de refracción.

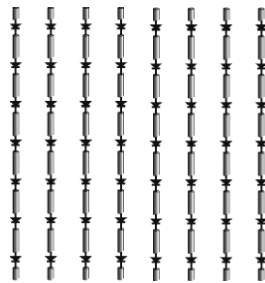


Fig. 1. Rejilla conformada por segmentos de alambre interconectados con diodos

Cada rejilla puede ser representada por una admitancia de la forma $Y = G + jB$. Si asumimos que esta admitancia es sin pérdidas, se tiene $Y = jB$. Si todos los diodos conducen, prácticamente es el caso de una rejilla con alambres continuos paralelos al campo eléctrico E de la onda incidente, con reactancia $X = 1/Y = 1/B$, y será inductiva y su valor dependerá de la longitud de onda, del diámetro de los alambres y del ángulo de incidencia de la onda plana.

Si todos los diodos están polarizados en inversa, prácticamente las rejillas las conforman segmentos de alambre, y la susceptancia equivalente B va a depender de las distancias entre alambres paralelos, del diámetro de los alambres y de la distancia co-lineal de los dipolos.

Por lo tanto, la rejilla de alambres puede tener comportamiento capacitivo o inductivo dependiendo si la longitud de los alambres es menor o mayor a media longitud de onda, respectivamente. La estructura alcanza resonancia si esta dimensión está cerca de media longitud de onda.

Conmutando el estado de los diodos entre alta y baja impedancia, el valor de la susceptancia cambia. Este cambio ocasiona un desplazamiento en la fase de transmisión de la onda incidente cuando ésta atraviesa por el plano del arreglo. La lente como dieléctrico artificial está

conformada por rejillas en paralelo, que son superficies en las cuales se encuentran los dispositivos para control electrónico de desplazamiento de fase [2,4].

Con el desplazamiento de fase se presenta un cambio en el coeficiente de reflexión. Es deseable la adaptación de la onda incidente al espacio libre para prevenir reflexiones (con relación de onda estacionaria igual a la unidad). Para lograr esto, se utilizan dos rejillas paralelas con polarización idéntica de diodos. Es posible definir la distancia entre las rejillas del par para la cual las susceptancias equivalentes se acoplen una con la otra, y lograr así un valor de reflexión aproximado a cero. Considerando un valor de susceptancia equivalente B_1 en las rejillas del par, cuando los diodos de las rejillas se encuentren en uno de sus dos estados de polarización, se tendrá una diferencia de fase de transmisión ϕ_1 en la onda incidente. Y con el otro estado de los diodos, las rejillas del par tendrán un valor de susceptancia equivalente B_2 , originando una diferencia de fase ϕ_2 . De esta manera, el desplazamiento de fase, con mínima reflexión en ambos estados de los diodos, estará dado por $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$.

Ahora, considerando que los diodos de los elementos de una sección de filas están conduciendo y la otra mitad no conducen, se presenta una discontinuidad en la fase de la onda transmitida, como se observa en la figura 2.

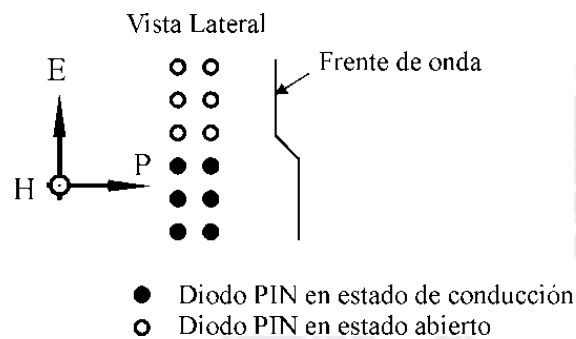


Fig. 2. Gradiente de fase introducido por un par de rejillas con polarización distinta en los diodos de las filas

La lente RADANT se construye utilizando N paneles o pares de rejillas idénticas al de la figura 3. Si todos los paneles (dos rejillas) son idénticos, $\Delta\phi$ será elegido como un múltiplo de 2π . Y es igual a $\Delta\phi = \frac{2\pi}{N+1}$. De esta manera, es posible conseguir desplazamientos de fase desde 0 a 2π , en $\Delta\phi$ veces.

Si el desplazamiento de fase varía por $\Delta\phi$ de una sección a otra dentro de los paneles, el frente de la onda dejará de ser paralelo al plano de la onda incidente. La onda resultante, será emitida en

una dirección definida por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo acimutal ϕ_0 , tal como se aprecia en la figura 3. De esta manera, se establecen celdas grandes distribuidas a lo largo de los paneles, las cuales contienen a un número de celdas pequeñas con idéntica polarización de sus conmutadores.

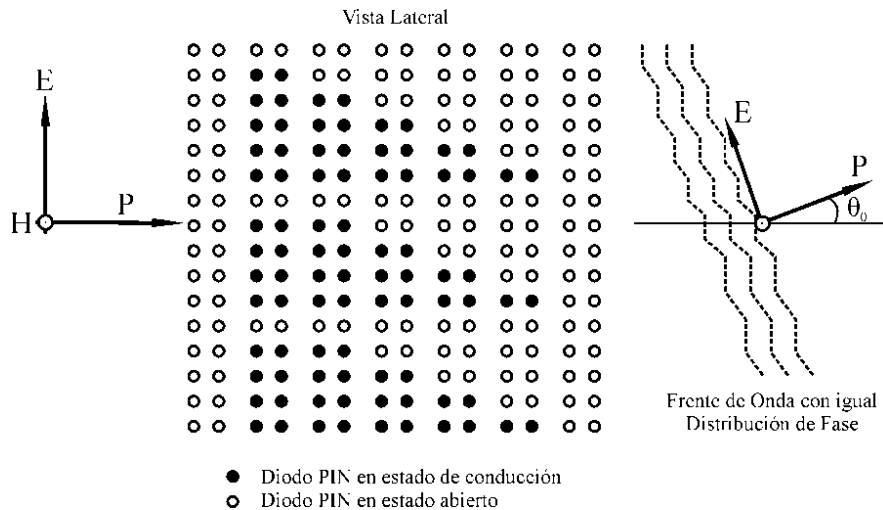


Fig. 3. Cambio del ángulo de escaneo a través de la lente RADANT [6]

La inserción de incrementos de fase, ψ_{xm} en dirección “x” ($= 2\pi/\lambda \text{ sen } \theta_0 \text{ cos } \phi_0$) y ψ_{ym} en dirección “y” ($= 2\pi/\lambda \text{ cos } \theta_0 \text{ sen } \phi_0$), linealmente distribuidos sobre la onda transmitida, se consigue con la adecuada polarización de los elementos conmutadores, sean diodos PIN o dispositivos micro-electromecánicos (MEMS).

Así, $2^n - 1$ pares de rejillas metálicas idénticas con un determinado tipo de dispositivos conmutadores se conoce como lente RADANT de n-bits. La geometría de cada par de rejillas es sintonizada para proporcionar un desplazamiento de fase igual a $2\pi/2^n$. En el diseño de la lente RADANT, es $n = 3$ y cada par de rejillas de la lente diseñado para desplazamientos de fase de $45^\circ (\pi/4)$.

Diseño de la geometría de celda pequeña

Para el diseño de la geometría de las celdas se utilizó el modelo matemático descrito y verificado experimentalmente en [6]. Aproximando la respuesta de reflexión de una rejilla a partir del modelo matemático con la correspondiente obtenida del circuito eléctrico equivalente se encontró la geometría de las celdas pequeñas con 15 mm de dimensión en dirección “x”, 5.2 mm de

dimensión en dirección “y”, 1.5 mm de separación entre las cintas metálicas y 0.69 mm de longitud para un extremo del conmutador diodo PIN. La geometría de celda pequeña para la lente de 3 bits se muestra en la figura 4.

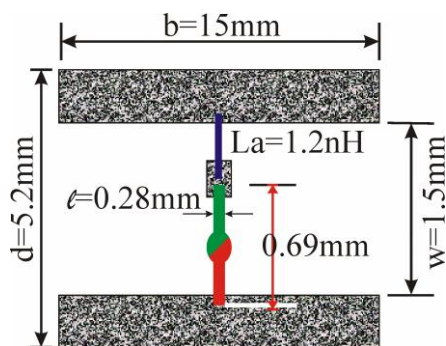


Fig. 4. Geometría de “celda pequeña” para la antena multicapa de 3 bits

Con el modelo matemático se encuentra la eficiencia de conversión de la onda incidente en la onda plana propagándose en dirección deseada. Se utiliza un alambre de inductancia L_a en serie con los conmutadores para mejorar las respuestas de escaneo de onda.

Igualmente, después de una serie de pruebas se eligió el diodo PIN de tipo beam lead HPND4005 como carga reactiva de las celdas que conforman cada rejilla. Este diodo PIN tiene una resistencia serie de 3 Ohms, resistencia y capacitancia de unión de polarización inversa de 25KOhms y 0.0185pF, respectivamente y está indicado para operar con señales de frecuencias hasta los 18GHz con pérdida de inserción menor a 0.4 dB. Se observó a través de simulación que este diodo PIN introduce menor pérdida de inserción en el diseño. Consideramos el sustrato dieléctrico estándar PTFE Rogers de 0.102mm y 2.4 de permitividad relativa, sobre el cual están impresas las láminas metálicas de las celdas pequeñas.

Las respuestas de coeficiente de reflexión para una rejilla con los estados de los diodos en alta y baja impedancia, correspondientes al circuito equivalente y al modelo matemático utilizado se muestran en la figura 5.

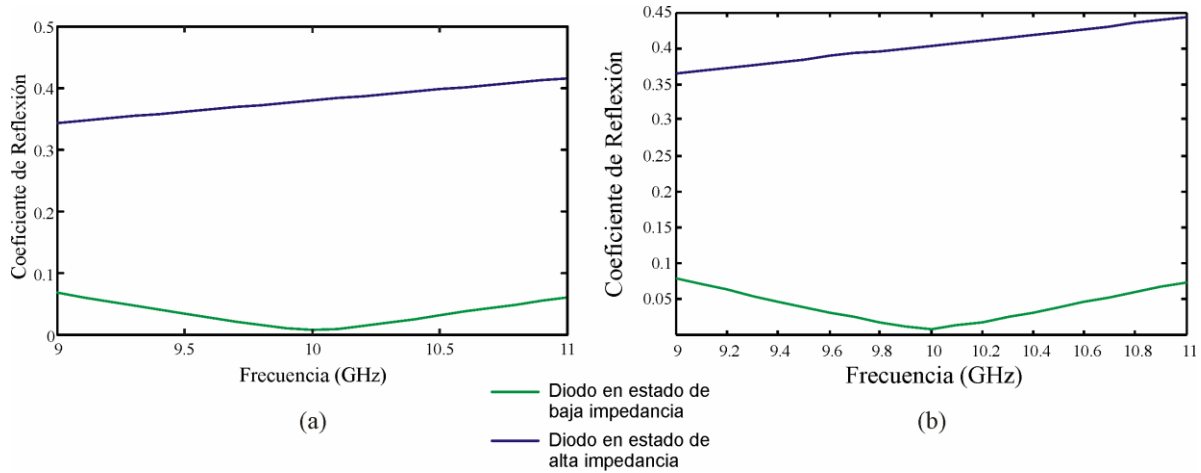


Fig. 5. Respuestas de coeficiente de reflexión para una rejilla de un par de rejillas desplazadoras de fase de 45 grados en la banda de frecuencias de 10 GHz. (a) obtenidos del circuito equivalente, (b) obtenidos con el modelo matemático de [6].

Optimizando los parámetros eléctricos correspondientes a la separación entre rejillas, capacitancia equivalente entre cintas metálicas de la abertura e inductancia adicional L_a en el circuito equivalente de un par de rejillas y buscando asemejar las respuestas capacitivas (diodos de la rejilla en alta impedancia) e inductivas (diodos de la rejilla en baja impedancia) de la estructura obtenida del modelo matemático, se encuentra la distancia óptima de 5.6mm entre rejillas y la inductancia de 1.2 nH del alambre. Los objetivos de optimización fueron un desplazamiento de fase de 45° en un amplio ancho de banda, mínimos coeficiente de reflexión y pérdidas de inserción.

La figura 6 presenta las respuestas de coeficiente de reflexión, transmisión y pérdidas de inserción de un par de rejillas con la geometría de celda pequeña encontrada.

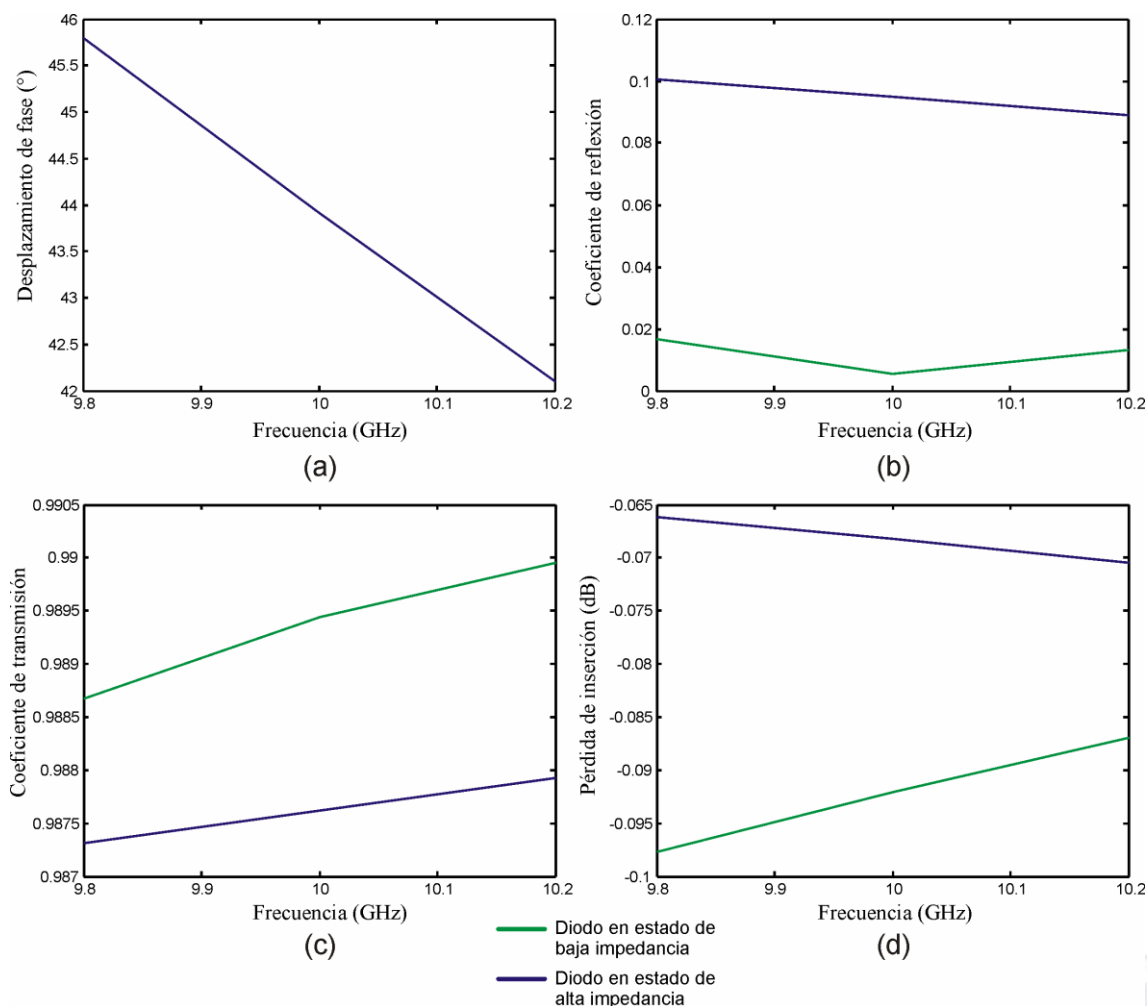


Fig. 6. Respuestas de (a) desplazamiento de fase, (b) coeficiente de reflexión, (c) coeficiente de transmisión y (d) pérdida de inserción de un par de rejillas

Como se puede observar, hay una variación del desplazamiento de fase de la onda de 3.5° en el ancho de banda de 400 MHz. La magnitud de coeficiente de reflexión obtenido fue menor a 0.1 y la pérdida de inserción resultó mejor a -0.1dB.

Resultados de escaneo del haz en el plano H

Como se mencionó anteriormente, con la polarización idéntica y periódica de los diodos de un conjunto de celdas pequeñas (celda grande) se puede introducir un gradiente de fase con distribución uniforme a lo largo de la apertura de la lente, y así direccionar el lóbulo principal de la onda transmitida un ángulo determinado [7]. La celda grande contiene N_x celdas dispuestas horizontalmente ó N_y celdas dispuestas verticalmente para el escaneo de la onda en el plano H o en el plano E, respectivamente.

Las distancias entre las rejillas de la lente fueron optimizadas buscando valores elevados de coeficientes de conversión con mínimos coeficientes de reflexión, correspondientes a ciertas configuraciones de celda grande. En este caso de escaneo de onda en el plano H, las distancias encontradas entre las rejillas de cada par y entre los pares de rejillas de la lente son 5.29 mm y 5.37 mm, respectivamente. La figura 7 muestra los resultados de escaneo de onda efectuada por la lente de 3 bits.

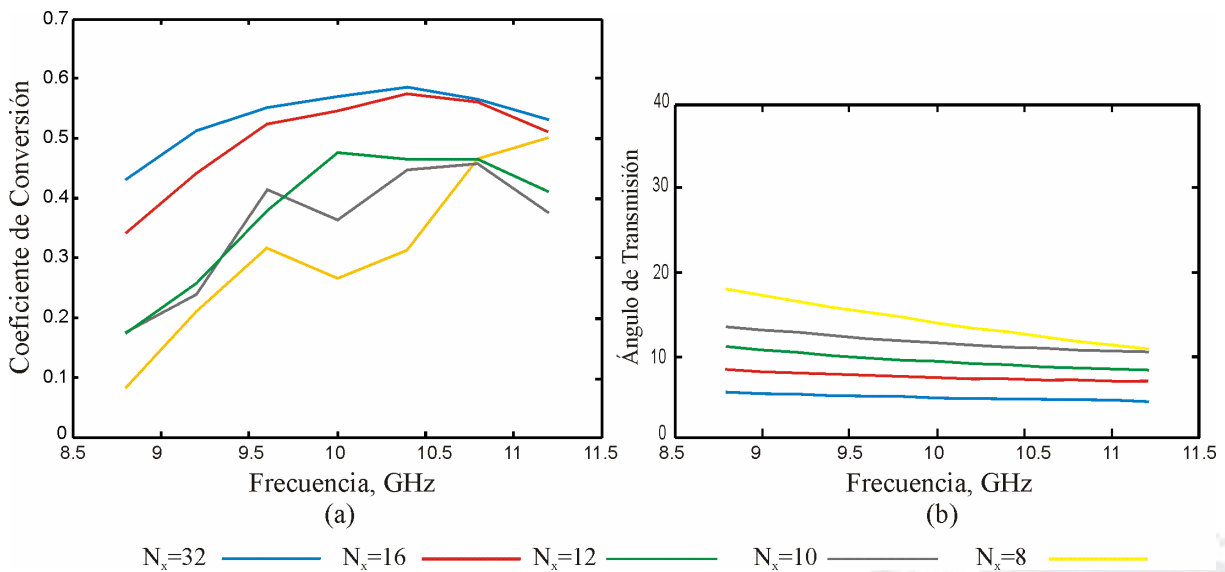


Fig. 7. Resultados de (a) coeficiente de conversión y (b) dirección de propagación del escaneo en plano H para la lente de 3 bits con conmutador diodo PIN

En un ancho de banda de 1 GHz, las ondas emitidas hasta unos 8° tienen coeficientes de conversión superiores a 0.5, es decir, mayor a los -3dB.

Resultados de escaneo del haz incidente en el plano E

Se encontraron las características de escaneo en el plano E de la antena multicapa de 3 bits con las distancias entre rejillas especificadas en la sección anterior. Los resultados de coeficiente de conversión y ángulo de transmisión obtenidos se muestran en la figura 8.

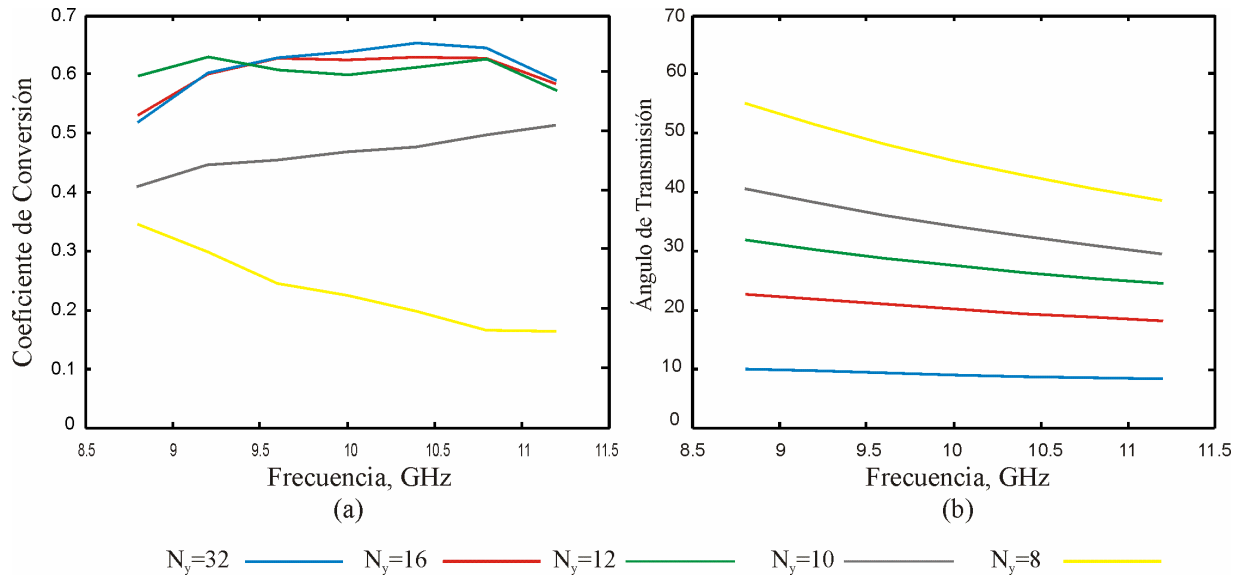


Fig. 8. Resultados de escaneo de haz en plano E para tamaños de “celda grande” de 8, 10, 12, 16 y 32 “celdas pequeñas” de (a) coeficiente de conversión y (b) ángulo de transmisión

Las ondas que se transmiten hacia direcciones con ángulos pequeños tienen coeficientes de conversión elevados. Por ejemplo, las lentes con celda grande de 32 y 16 elementos, direccionan la onda a ángulos de 9° y 20° , y tienen coeficiente de conversión de 0.64 y 0.62, respectivamente. Se puede observar que tamaños pequeños de celda grande introducen gradientes de fase mayores, lo cual origina que la onda se transmita con ángulos mayores. Por ejemplo, las lentes con celda grande de 8 y 10 elementos transmiten la onda hacia direcciones de 47 y 35 grados, respectivamente. Aunque su característica de coeficiente de conversión es muy baja, como de 0.23 y 0.45, respectivamente.

Conclusiones

Se encontró la geometría de las celdas que conforman una antena multicapa de 3 bits, la cual dirige la onda electromagnética transmitida hasta unos 8 grados en el plano H y hasta unos 20 grados en el plano E con coeficientes de conversión superiores a 0.5 y 0.62, respectivamente. La respuesta de escaneo de onda en el plano H es menor debido a la fuerte interacción mutua que existe entre celdas en dirección horizontal.

Agradecimientos

Los autores agradecen el apoyo recibido del proyecto de investigación SIP20131043.

Referencias

- [1] Lau, J.Y. and Hum, S.V., “Reconfigurable Transmitarray Design Approaches for Beamforming Applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 12, December 2012.
- [2] C. Chekroun, D. Heric, Y. Michel, R. Pauchard, and P. Vidal, “Radant: New method of electronic scanning,” Microw. J., vol. 24, no. 2, pp. 45–53, Feb. 1981.
- [3] Benedikt A. Munk, Robert G. Kouyoujian, and Leon Peters, “Reflection Properties of Periodic Surfaces of Loaded Dipoles”, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. AP-19, NO. 5, September 1971.
- [4] Lau, J.Y. and Hum, S.V., “Analysis and Characterization of a Multipole Reconfigurable Transmitarray Element”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 12, December 2012.
- [5] R. Kastner and R. Mittra, “Iterative analysis of finite sized planar frequency selective surfaces with rectangular patches of perforations”, IEEE Trans. Antennas Propag. Vol. 35, pp. 372-377, 1987.
- [6] Iturri-Hinojosa, A.; Martínez-López, J.I.; Martynyuk, A.E., “Analysis and Design of E-Plane Scanning Grid Arrays”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, Volume: 58, Issue: 7, Page(s): 2266 – 2274. July 2010.
- [7] J. Mazotta, M. DeLisio, and J. C. Chiao, “Quasi-optical discrete beam steering grids”, in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., vol. 4, Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 1825–1828.
- [8] C. Wan and J. A. Encinar, “Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures”, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 43, no. 11, pp. 1233–1242, Nov. 1995.