

Revista Electrónica Nova Scientia

Diseño y evaluación de un arreglo lineal de antenas miniaturizada para cubrimiento de pasillos

Design and evaluation of a miniaturized linear array antenna for walkways coverage

Jorge Enrique Ruíz García y Carlos Iván Páez-Rueda¹

¹Departamento de Electrónica, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá

Colombia

Carlos Iván Páez Rueda. Calle 40 No. 5-50. Edif. José Gabriel Maldonado, S.J., Departamento de Electrónica. Bogotá, D.C. E-mail: paez.carlos@javeriana.edu.co

Resumen

Este artículo describe el diseño y evaluación de un arreglo de dipolos impresos Broadside con alimentación en serie para aplicaciones WLAN. La técnica utilizada permite diseñar una antena de tamaño reducido ideal para radiar en pasillos, como los presentes en centros comerciales. La antena diseñada fue construida en tecnología tradicional conformada por substratos FR-4 y caracterizada por medio de una cámara anecoica, comprobando su efectividad para la banda de 2.4 GHz. Los resultados experimentales difieren solo 1.18 dBi con respecto a la ganancia máxima y 1.7% con respecto a la frecuencia de resonancia diseñada.

Palabras clave: Arreglo de antenas impresas, dipolos impresos, Balun, línea de transmisión

Recepción: 11-07-2011

Aceptación: 14-06-2012

Abstract

This paper describes the design and evaluation of a broadside printed dipole array for WLAN applications. The technique used allows to design a reduce antenna to radiate walkways and corridors, like those found in malls. The array was built in traditional technology consists of substrate FR-4 and characterized by an anechoic chamber, checking its effectiveness for 2.4 GHz band. The experimental results differs only 1.18 dBi from maximum gain and 1.7 % from design resonant frequency.

Keywords: printed dipole array, printed dipole, Balun, Transmission line

Introducción

El creciente desarrollo de los sistemas de comunicación inalámbrica tales como las redes WLAN, facilitan la movilidad de los usuarios mediante el uso de dispositivos inalámbricos como los PDA's, los computadores portátiles, los celulares de gama alta, entre otros. Una forma de interconectar estos dispositivos es mediante puntos de acceso inalámbricos (Access point ó AP) con tecnología 802.11a/b/g, los cuales tienen integrada una o varias antenas para lograr un determinada región de cubrimiento. Esta forma de radiación espacialmente eficiente permite un mejor aprovechamiento de la energía del dispositivo móvil incrementando su vida útil.

En general, la forma de radiación de una antena puede ser omnidireccional, en el caso que se desee cubrir una zona espacial amplia y uniforme, o puede ser direccional, en el caso que se requiera cubrir una zona específica del espacio. Éste es el caso particular de los pasillos o corredores encontrados en la mayoría de las edificaciones comerciales, cuya cobertura eficiente son todo un reto técnico pues requiere de una forma de radiación simétrica y particular. En la Figura 1, se puede detallar una forma de radiación típica de un arreglo de antenas con radiación Broadside, la cual cumple los requisitos de la dirección de radiación de la antena, salvo que requiere una separación de 0.5λ entre cada dipolo impreso para su operación. Esta distancia en conjunto con una operación en media o alta ganancia máxima, produce que la antena sea demasiado grande o larga, y por ende, inviable para una operación eficiente y mimetizada en su entorno.

En la literatura técnica se encuentra algunas técnicas donde se pretende obtener un patrón de radiación Broadside reduciendo el tamaño de la antena. Por ejemplo, en Antoniades & Eleftheriades (2006) se presenta el diseño y la fabricación de un arreglo de antenas Broadside que utiliza líneas de transmisión emulando un índice de refracción negativo. En Jidong & Shanhong (2010) se presenta un arreglo de antenas parche con alimentación paralelo que opera simultáneamente en dos bandas de frecuencia según los estándares 802.11a/b. También se han reportado arreglos Broadside con alimentación serie mediante la excitación de ondas superficiales (Sutinjo & Okoniewski, 2010), al igual que un arreglo de ranuras rectangular que solo utiliza dos placas metálicas sin necesidad de un dieléctrico para evitar la aparición de grating lobes (Alvarez et Al, 2002).



Figura 1. Fotografía de un pasillo y una radiación conceptual de tipo Broadside.

En la presente investigación se realizó el diseño y validación experimental de un arreglo de antenas Broadside para cubrir pasillos en edificaciones comerciales, operando para la tecnología WiFi en 2.4GHz, utilizando una alimentación serie y usando una técnica de reducción de líneas de transmisión con componentes concentrados planares paralelos (Morin et al, 2005) para disminuir el tamaño final de la antena. La parte restante del artículo se divide como sigue. En la sección del método se describe la técnica de diseño utilizada, en donde se descompone el problema en sus componentes constitutivos. En la sección de resultados se muestran las curvas experimentales obtenidas al caracterizar la antena en una cámara anechoica utilizando un estándar de calibración internacional. En esta sección se comparan los resultados entre la simulación y la experimentación. Finalmente, se presentan las conclusiones y prospectiva del trabajo presentado.

Método

Diagrama en bloques

En la Figura 2 se detalla el diagrama en bloques que resume los componentes de la antena y las diferentes etapas de diseño.

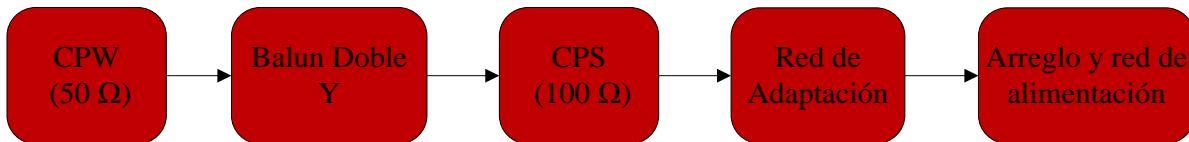


Figura 2. Diagrama en bloques de la antena propuesta

El primer bloque corresponde a la línea de transmisión en el puerto de entrada. Ya que el arreglo será alimentado mediante un cable coaxial por medio de un conector SMA de $50\ \Omega$, se escogió una línea de transmisión Coplanar Waveguide (CPW) cuya impedancia característica fue diseñada a $50\ \Omega$. Posteriormente, se encuentra un Balun de tipo doble Y, el cual actúa como un transformador entre el modo de propagación de la línea CPW y el modo balanceado requerido por la línea de transmisión Coplanar Stripeline (CPS) y los dipolos impresos radiadores. A la salida del Balun se usa una CPS de $100\ \Omega$. Ésta es utilizada ya que su forma de propagación facilita la alimentación de los dipolos impresos que conforman el arreglo de antenas. Posteriormente se diseña una red de adaptación para lograr la máxima transferencia de potencia hacia la antena. Finalmente, se encuentra la red de alimentación y el arreglo de antenas, la cual estará conformada por líneas de transmisión de cero grados eléctricos (0°) y de los dipolos impresos como elementos radiantes principales. El material utilizado para el arreglo de antenas fue un substrato estándar FR-4 ($\epsilon_r = 4.4$) con un grosor de 30 milésimas de pulgada (0.8 mm), escogido por su bajo costo y facilidad de fabricación en empresas de circuitos impresos latinoamericanos. La plataforma de simulación utilizada fue Ansoft HFSS, ya que permite la simulación de las diversas interacciones electromagnéticas de los diferentes componentes del arreglo.

Diseño de un arreglo con 5 elementos

Un arreglo Broadside se produce al alimentar con la misma fase y amplitud un conjunto de antenas lineales individuales separadas una distancia no mayor a 0.5λ (Balanis, 2005). Para el propósito de lograr una ganancia máxima aceptable en el arreglo, se realizó el diseño con cinco (5) dipolos impresos de forma independiente sobre el mismo substrato, como se detalla en la Figura 3.

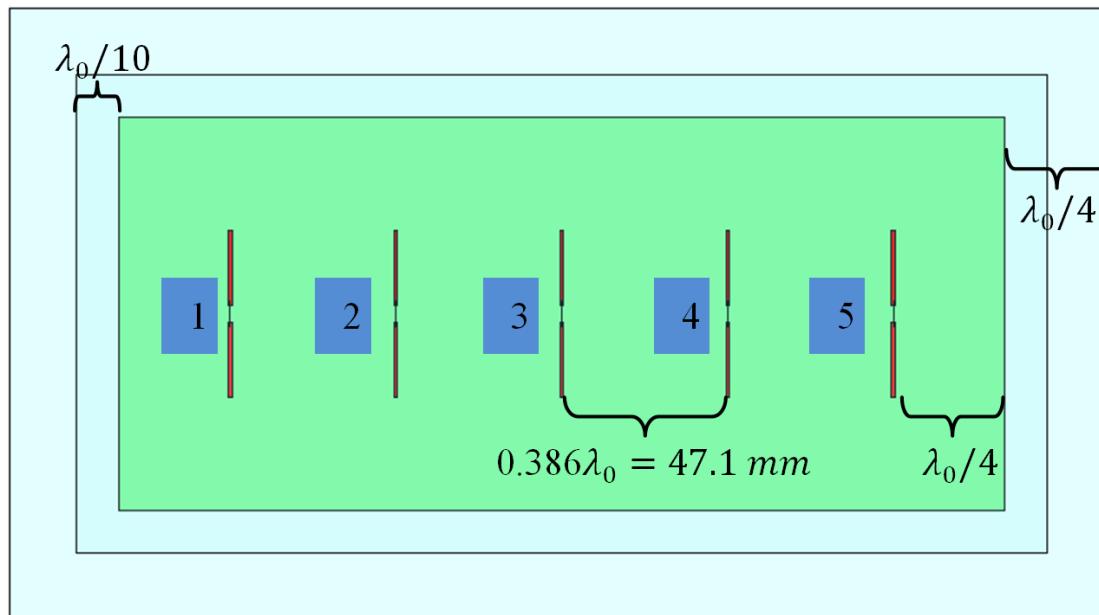


Figura 3. Dipolos impresos colocados sobre un substrato FR-4 sin red de alimentación.

Para poder diseñar la alimentación en serie, se determinó en la Tabla 1 la impedancia de entrada de cada dipolo impreso, la cual incluye el fenómeno de acoplamiento mutuo entre los diferentes dipolos impresos.

Tabla 1. Impedancias de entrada de cada dipolo

$Z_{enti} ; i = 1,2,3,4,5$	
Z_{ent1}	$62.2 - j1 \Omega$
Z_{ent2}	$61.2 + j0.86 \Omega$
Z_{ent3}	$60 - j3.6 \Omega$
Z_{ent4}	$61.2 + j0.5 \Omega$
Z_{ent5}	$61.6 - j3.7 \Omega$

En el proceso de diseño se mantuvo una distancia de $\lambda/4$ entre cualquier elemento radiante y los bordes del substrato, con el objeto de reducir los efectos de radiación de segundo orden como las producidas por la difracción de las ondas superficiales en el substrato. En la Figura 4 se detalla la forma de radiación simulada del arreglo idealizado Broadside en el plano E y el plano H. Este patrón es idealizado ya que no contiene la red de alimentación serie y fue simulado por medio de cuatro fuentes ideales con igual fase y amplitud.

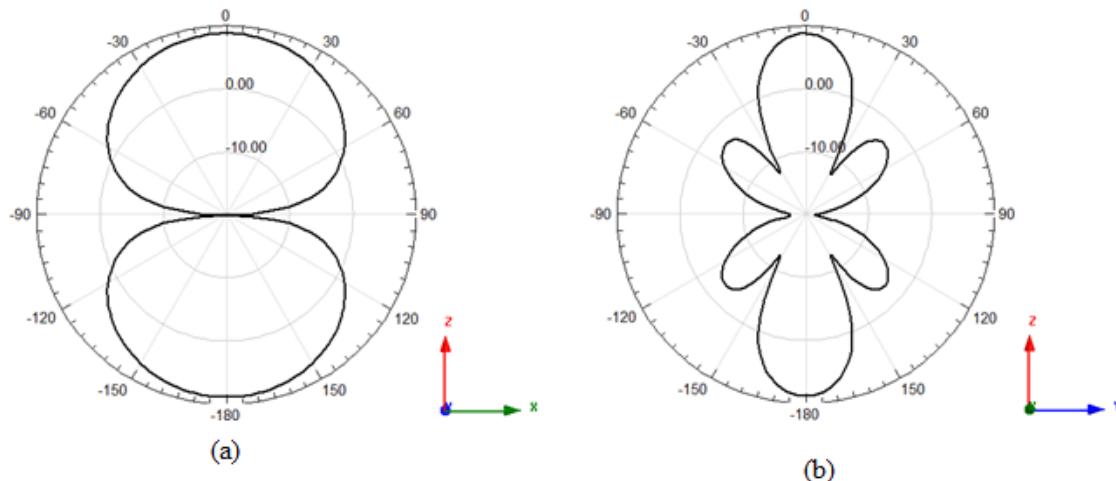


Figura 4. Ganancia de la antena idealizada. (a) Plano E. (b) Plano H.

Interconexión de los dipolos impresos por medio de líneas reducidas

Para alimentar apropiadamente el arreglo, se debe diseñar una red de alimentación que garantice una fase y amplitud uniforme en la entrada de cada dipolo impreso. Una solución que facilita el diseño de red de alimentación, es una interconexión en serie con una línea de transmisión de 360° (60°) eléctricos. Sin embargo, esta solución adolece de tres problemas. El primero, es que dicha longitud eléctrica resulta demasiado grande en el contexto de arreglo de antenas conformado de varias antenas lineales. El segundo, es que con tal longitud las pérdidas de la línea de transmisión no permitirían garantizar la misma amplitud para los elementos radiantes. La tercera, es que con tal longitud de separación entre los elementos radiantes no se produce una radiación Broadside sin lóbulos secundarios relevantes.

Como solución al problema, se emuló una línea de transmisión de 360° (ó 0°) eléctricos por medio de la técnica de reducción utilizando componentes parásitos en paralelo reportado por Morin et al (2005) y cuya aplicación al problema particular, genera el circuito de la Figura 5.

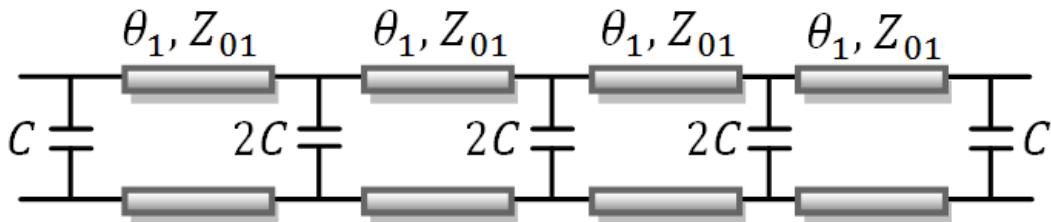


Figura 5. Técnica de reducción de tamaño de la red de alimentación

En este modelo, la línea de transmisión propuesta que emula el comportamiento buscado tiene una impedancia característica dada por (1) y el valor de condensador en paralelo dado por (2).

$$Z_{01} = Z_0 / \sin \theta_1 \quad (1)$$

$$C = \frac{\cos \theta_1}{\omega Z_0} \quad (2)$$

Los valores iniciales para la impedancia de entrada es $Z_0 = 100\Omega$ y un ángulo eléctrico de $\theta_1 = 30^\circ$, produciendo una impedancia característica de $Z_{01} = 200\Omega$ y un capacitor de $C = 0.563 \text{ pF}$. Como conclusión, el circuito de la Figura 5 conserva la misma longitud eléctrica de la línea original al igual que la misma impedancia característica, pero con una longitud física menor. Para implementar el circuito real de esta topología, se utilizó la tecnología de líneas de transmisión CPS y se emuló los capacitores por medio de líneas interdigitales (IDC o Interdigital Capacitor). En la Figura 6 se aprecia el circuito equivalente que emula la línea de transmisión de 360° (ó 0°) eléctricos con esta tecnología.

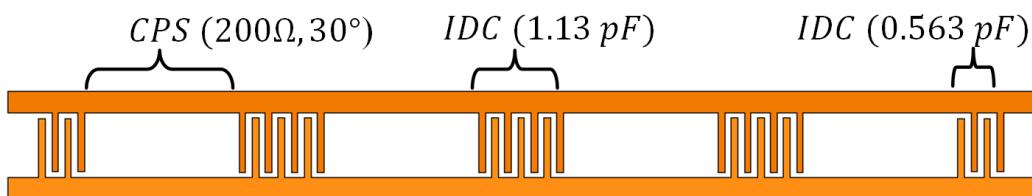


Figura 6. Línea de transmisión de tamaño reducido

Se determinó mediante la simulación que el desfase de la línea propuesta es 0.05° , el coeficiente de transferencia $|S_{21}| = 0.93$ y unas pérdidas de retorno de -30.25 dB en la frecuencia de interés. Esta línea se utilizó sistemáticamente para conectar todos los dipolos impresos como se detalla en la Figura 7.

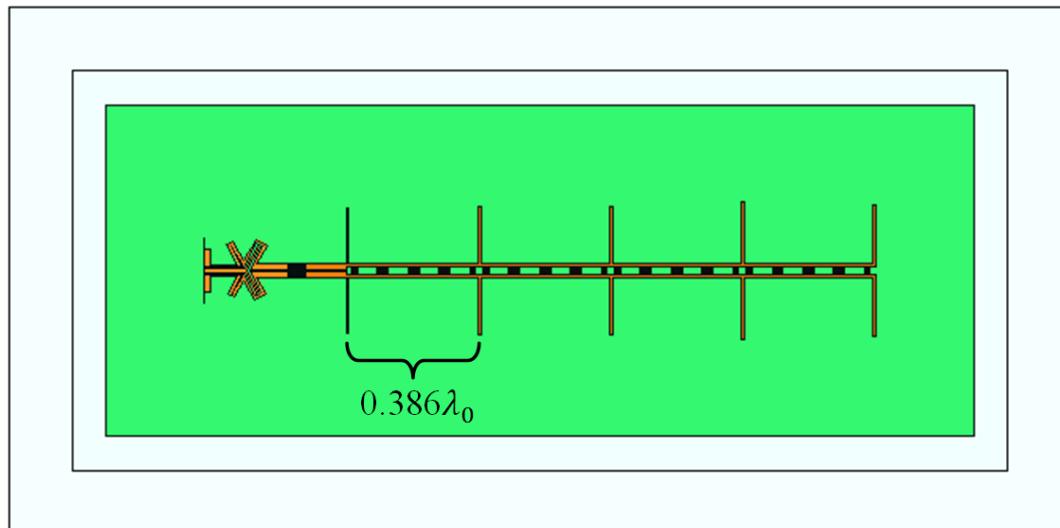


Figura 7. Antena final diseñada

Diseño del stub

Al interconectar todos los dipolos impresos por medio de las líneas de transmisión reducidas, la impedancia de entrada del arreglo no permite máxima transferencia de potencia, ya que su valor en simulación fue de $Z_{in,arreglo} = 28.6 - j19.6 \Omega$. Por tal razón, se diseñó una red de adaptación compuesta por un stub de una rama utilizando una carga serie, como se detalla en el esquemático de la Figura 8.

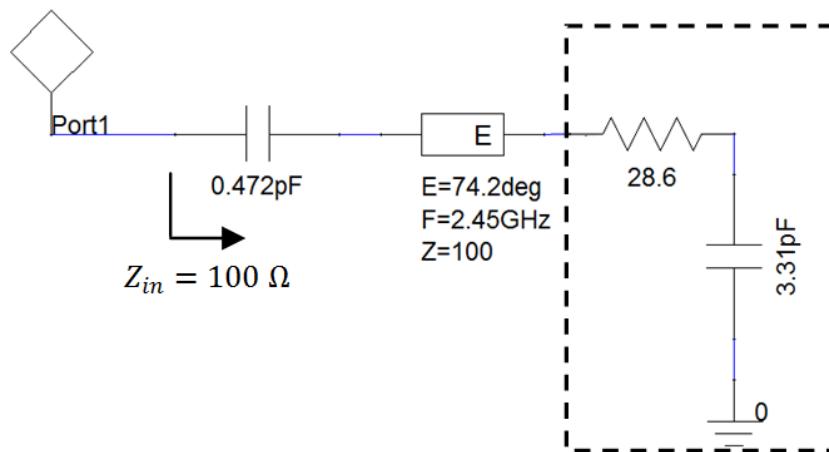


Figura 8. Circuito equivalente en el puerto de entrada de la antena

El circuito equivalente que emula este stub con tecnología planar CPS e IDC (Interdigital Capcitor), se detalla en la Figura 9.

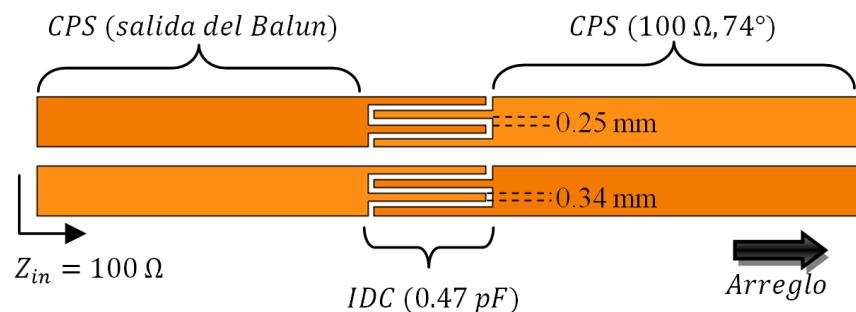


Figura 9. Acoplador stub de una rama con carga serie.

Los resultados de simulación de la red de adaptación permite obtener una impedancia de entrada de $96.8-j2 \Omega$ y unas pérdidas de retorno de -34.3 dB a la frecuencia de interés.

Diseño del Balun

Debido a que la línea de transmisión CPS tiene un modo de propagación par de los campos electromagnéticos, se requiere de un Balun que transforme la forma de propagación impar típica del cable coaxial y de la línea de transmisión CPW. Se tomó la decisión de diseñar un Balun doble Y (Huifang & Ke, 1999), debido a su simetría, la no necesidad de un plano truncado para su funcionamiento y la facilidad de integración con la tecnología CPS utilizada. Este Balun

consiste de una red de 6 puertos, cuya configuración en la tecnología planar CPW-CPS viene dada por la Figura 10. Para lograr la transmisión del puerto 1 (modo impar CPW) al puerto 4 (modo par CPS), los puertos 2 y 5 deberán terminar en corto circuito (CC), mientras los puertos 3 y 6 deben terminar en circuito abierto (CA).

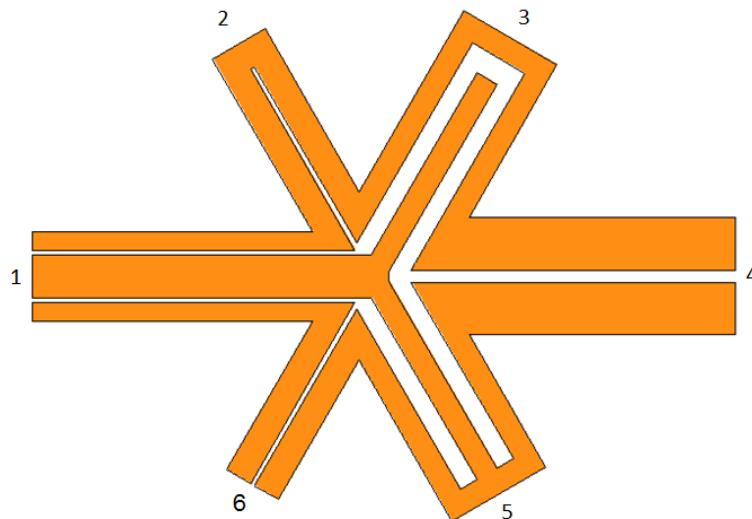


Figura 10. Balun doble Y con tecnología CPW-CPS.

La impedancias de entrada obtenidas desde los puertos 2,3,5 y 6 son (4)-(7).

$$Z_2 = jZ_{cps} \tan \theta_{cps} \quad (4)$$

$$Z_3 = -jZ_{cpw} \cot \theta_{cpw} \quad (5)$$

$$Z_5 = jZ_{cpw} \tan \theta_{cpw} \quad (6)$$

$$Z_6 = -jZ_{cps} \cot \theta_{cps} \quad (7)$$

Donde Z_{cpw} y Z_{cps} son las impedancias características de las líneas de transmisión involucradas (CPS y CPW) y θ_{cpw} y θ_{cps} son sus longitudes eléctricas respectivas. Si todas las líneas tienen la misma longitud eléctrica y tienen las misma impedancia característica Z_0 ($Z_{cps} = Z_{cpw} = Z_0$ y $\theta_{cps} = \theta_{cpw}$), siendo Z_0 la impedancia asociada a la línea del puerto 4 es por diseño 100Ω , entonces la impedancia de entrada vista desde el puerto 1 es puramente resistiva e igual a Z_0 . Si además las seis líneas de transmisión tienen la misma impedancia

característica, se logra una condición de adaptación con máxima transferencia de potencia (Huifang & Ke, 1999). Sin embargo, para lograr esta condición se realizaron pequeños ajustes a las longitudes del Balun por medio de HFSS. En la Tabla 2 se compara las impedancias a la entrada de cada uno de los stubs del Balun tanto teórico como simulado.

Tabla 2. Impedancias de entrada de cada stubs en el Balun doble Y

	teoría	HFSS
Z_2	$j87.2 \Omega$	$j89.8 \Omega$
Z_6	$-j114.6 \Omega$	$-j116.9 \Omega$
Z_5	$j87.2 \Omega$	$j90.7 \Omega$
Z_3	$-j114.6 \Omega$	$-j113.8 \Omega$

En la evaluación del desempeño del Balun se encontró que su coeficiente de transferencia fue de -1.4dB y las pérdidas de retorno de -45.1 dB a la frecuencia de operación, mostrando un muy buen desempeño de la transferencia de potencia bajo condiciones de acoplamiento.

Resultados

Prototipo construido

La construcción final del arreglo conformado por 5 dipolos impresos se observa en la Figura 11, en donde se puede detallar cada uno de los componentes diseñados y las dimensiones finales por medio de una regla milimétrica.

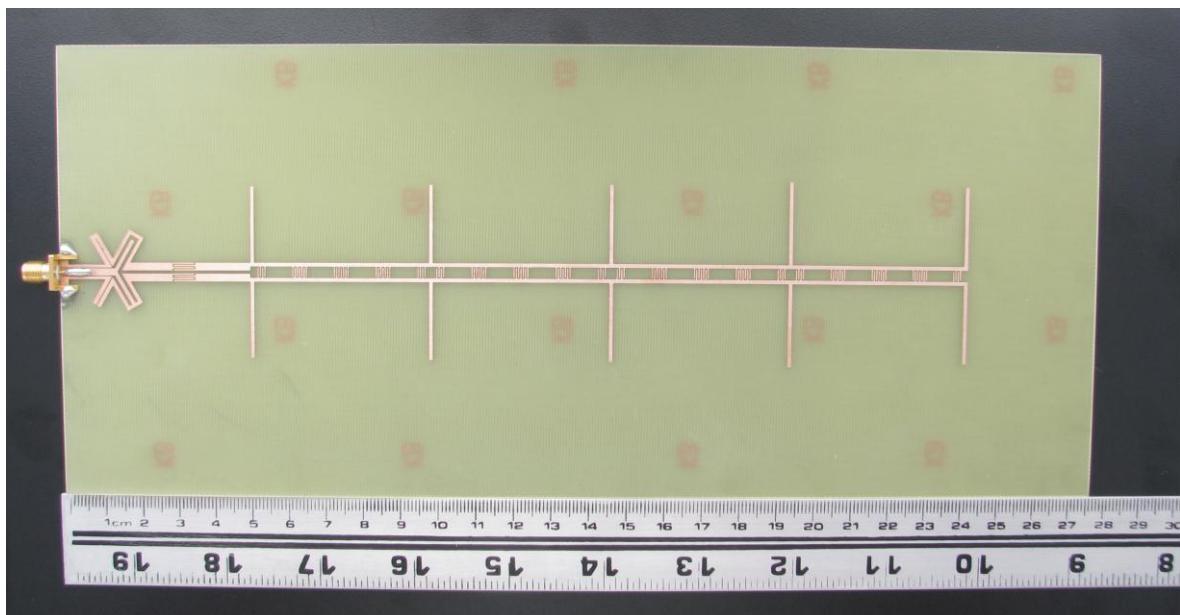


Figura 11. Arreglo construido

Caracterización en Cámara anechoica

La validación experimental fue realizada en la cámara anechoica de la Universidad de los Andes en Bogotá-Colombia, donde fue posible caracterizar el arreglo diseñado utilizando el procedimiento estándar empleado para mediciones de antenas (Balanis, 2005). En la Figura 12 se aprecia el interior de la cámara anechoica, junto al arreglo de antenas encerrado por un óvalo y en el extremo opuesto la antena Horn de referencia utilizada como patrón de comparación. El procedimiento de medición fue el método de dos antenas utilizando variaciones azimutales y de elevación de la antena bajo prueba (DUT) para establecer los patrones de radiación.

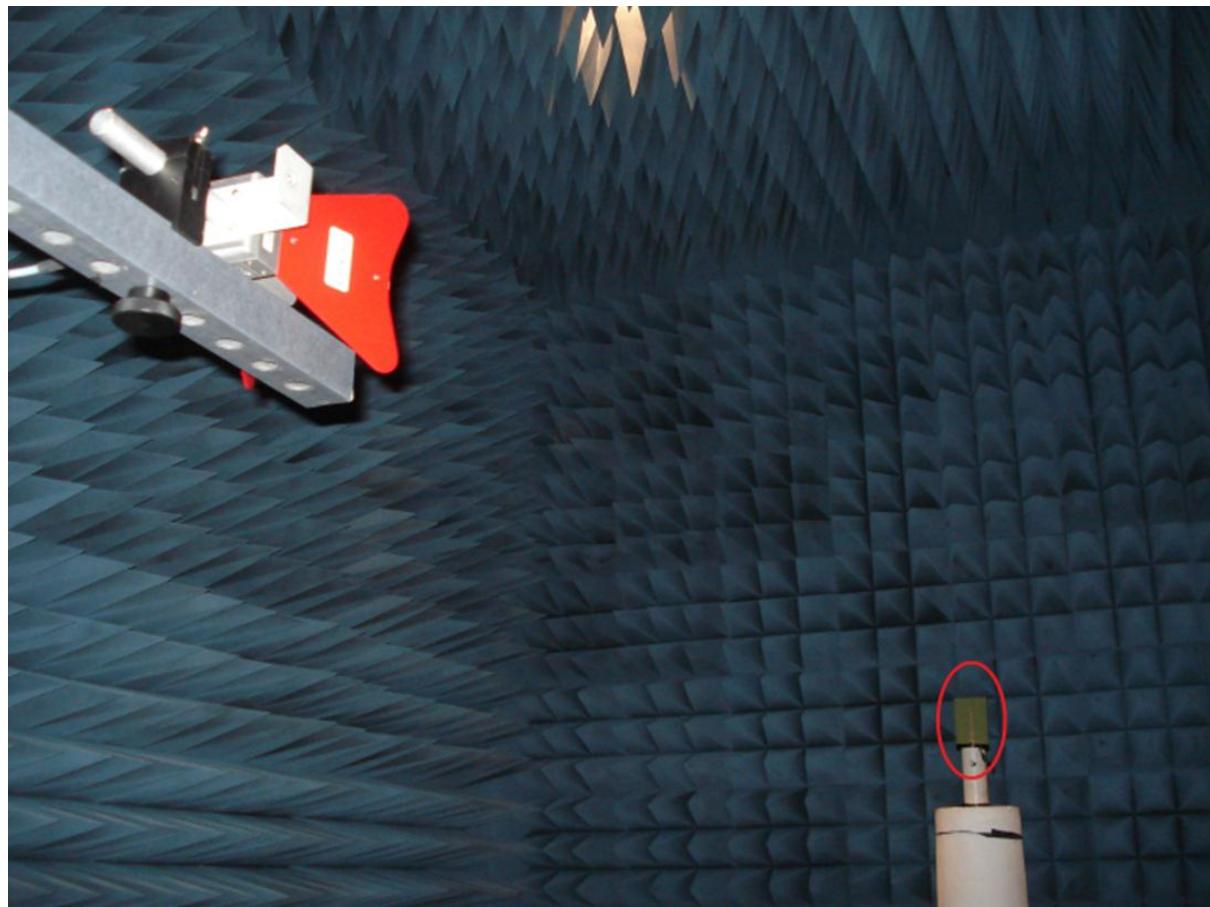


Figura 12. Procedimiento de medición por medio de cámara anechoica.

Resultados Experimentales

En la Figura 13 se detallan los resultados de simulación versus los experimentales del coeficiente de reflexión y de la impedancia a la entrada de la antena construida.

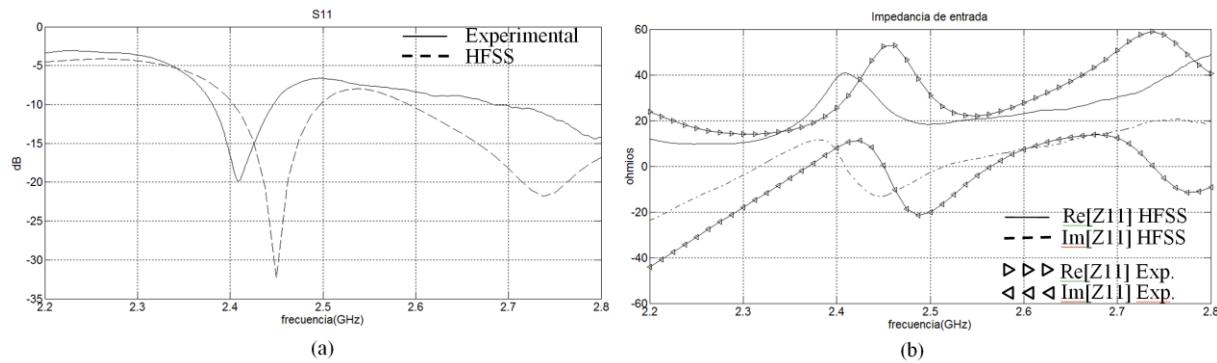


Figura 13. Comparación de los resultados experimentales versus la simulación. (a) Pérdidas de retorno. (b) Impedancia de entrada.

De esta gráfica se concluye que el rango operacional de la antena es de 2.381-2.45 GHz medido a un coeficiente de reflexión mejor a -10 dB. El error de la frecuencia de resonancia entre el simulador y la experimentación fue del 1.7%, lo cual se explica perfectamente debido a algunas variaciones del valor real de la permitividad relativa del substrato utilizado. Finalmente, la ganancia máxima predicha por el método de diseño fue de 5.2 dBi versus una ganancia máxima obtenida experimentalmente de 4.02 dBi. En la Figura 14, se detallan los patrones de radiación experimental de la antena versus su contraparte teórico, mostrando una buena concordancia entre ellos.

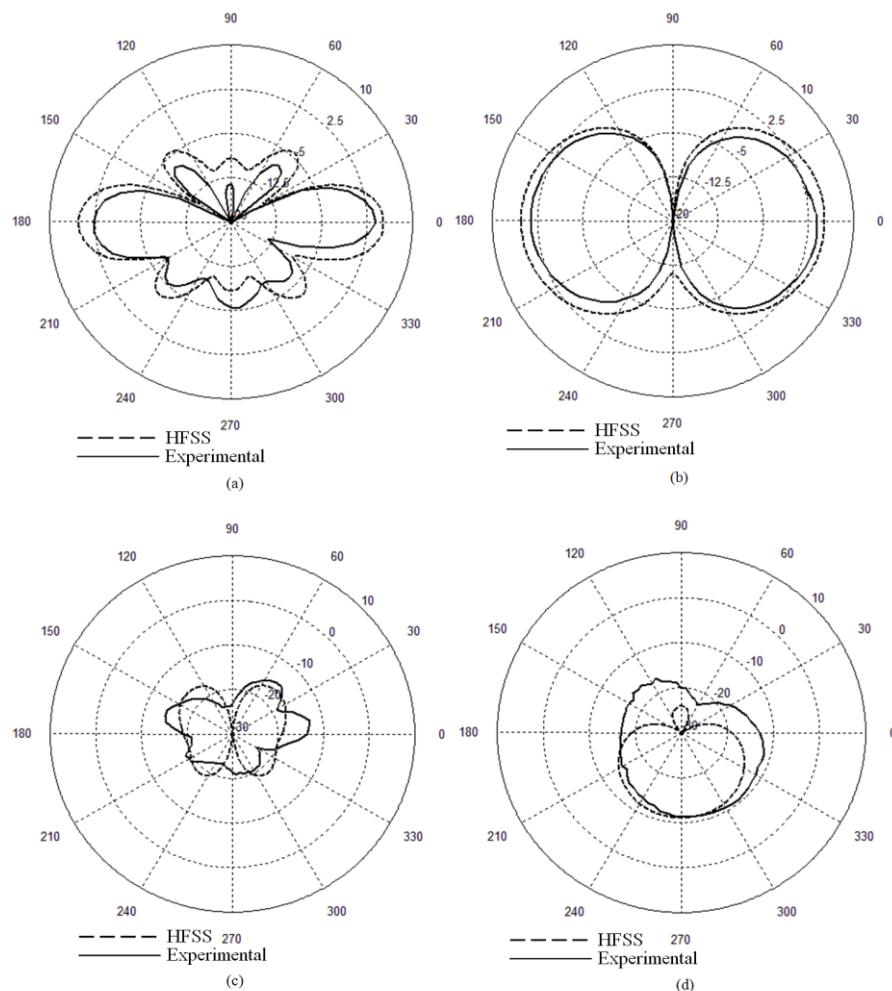


Figura 14. Patrones de radiación simulados y experimentales. (a) Plano H. (b) Plano E. (c) Polarización cruzada en el plano H. (d) Polarización cruzada en el plano E.

Conclusiones

Un arreglo de cinco dipolos impresos fue diseñado y validado experimentalmente en tecnología tradicional de circuitos impresos latinoamericana empleando un método de reducción de tamaño. La ganancia máxima experimental obtenida fue 4.02 dBi versus un valor predicho de 5.2 dBi. La frecuencia de resonancia experimental difiere solo en 1.7% de la frecuencia de resonancia teórica. El error obtenido se puede sustentar por el desconocimiento preciso del valor de la permitividad relativa del substrato a la frecuencia de operación.

Durante la etapa de diseño se presentaron algunos desafíos, entre ellos cabe mencionar la corrección de las asimetrías en los diagramas de radiación copolares, específicamente del plano

H. Este cambio en la forma de radiación se produjo debido a que la red de alimentación introdujo pequeños errores de amplitud en algunos elementos. Para solucionarlo, se ajustaron entre un 10% y 20% la longitud de algunos de los dipolos impresos.

Experimentalmente se encontró que en la frecuencia superior, el patrón de radiación en el plano H pierde parte de su simetría. En contraste, el plano E fue siempre homogéneo en todo el rango de operación. A pesar de lo anterior, siempre se logró que la radiación fuese máxima en la dirección deseada. En los lóbulos laterales de los diagramas copolares del plano H se obtuvieron un valor superior de 4 a 7 dB con respecto a la simulación.

Finalmente, durante la fase de diseño se encontró que en la banda de operación superior, era posible encontrar una segunda resonancia (2.75 GHz). Esta no se presentó experimentalmente en el rango de frecuencias analizado.

Agradecimientos

Los autores desean dar sus agradecimientos al Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad de los Andes, Bogotá-Colombia, por el apoyo en la caracterización del arreglo por medio de su laboratorio cumpliendo con las normas internacionales de caracterización de antenas. También deseamos dar agradecimientos a la Pontificia Universidad Javeriana y su Departamento de Electrónica, por facilitar los recursos necesarios de Software y personal para realizar a cabo la presente investigación.

Referencias

Alvarez, A., Sierra-Castañer, M., Sierra-Perez M. y Vera-Isasa, M. (2002). Broadside Parallel-plate Slot Antenna without Dielectric. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 3, p. 502.

Antoniades Marco y Eleftheriades, George (2006). A Metamaterial Series-Fed Linear Dipole Array with Reduced Beam Squinting. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 4125-4128.

Antoniades, Marco y Eleftheriades, George (2008). A CPS Leaky-Wave Antenna with Reduced Beam. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 708-721.

Balanis, Constantine (2005). *Antenna theory: Analysis and design*. Third ed. Canada: John Wiley & sons.

Bhartia, Inder y Bahl, Prakash (2003). *Microwave solid state circuit design*. Second ed. Canadá: John Wiley & Sons.

Bhartia Ramesh, Bahl, Prakash, Ittipiboon, Inder y Garg, Apisak (2001). *Microstrip Antenna design handbook*. Arwood, USA: Artech House Inc.

Huifang Gu y Ke Wu (1999). Broadband design consideration of uniplanar double-Y baluns for hybrid and monolithic integrated circuits. *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol.3, no., pp.863-866 vol.3.

Jidong Xie y Shanhong He (2010). Analysis and Design of a Novel Dual-Band Array Antenna With a Low Profile for 2400/5800-MHz WLAN Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 391-396.

Milligan, Thomas (2005). *Modern antenna design*. Second ed. Canada: John Wiley & Sons.

Morin K., Stubbs, G.A. y Hettak, M.G (2005). Compact MMIC CPW and asymmetric CPS branch-line couplers and Wilkinson dividers using shunt and series stub loading. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1624-1635.

Nguyen, Cam (2000). *Analysis methods for RF and milimeter wave planar transmission lines structures*. USA: John Wiley & Sons.

Sutinjo, Adrian y Okoniewski, Michal (2010). A Broadside Radiating Holographic Antenna Excited by a Traveling Wave Patch Array. *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*.