

Tecnología de Microcintas para Antenas, Caso de Diseño de un Dipolo en la Banda de 2.4 GHz

Héctor Fabio Bermúdez O.

Magíster en Electrónica y Telecomunicaciones,
Universidad del Cauca.

Docente programa de Ingeniería Electrónica,
Universidad del Quindío, Armenia Colombia
hebermudez@unicauca.edu.co
hefaber@uniquindio.edu.co

Mario Alejandro Gómez M.

Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones
de la Universidad del Cauca.
magomez@unicauca.edu.co

Sebastián Botero P.

Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones
de la Universidad del Cauca.
sbotero@unicauca.edu.co

Resumen— Este artículo describe las experiencias en el estudio y desarrollo de un dipolo alimentado centralmente construido bajo la técnica de microstrip para la banda de 2.4GHz. Debido a que existen estudios relacionados con otros dispositivos de microstrip [1], [2], se ha escogido como objeto de estudio el dipolo para analizar las cualidades y debilidades que posee a través de la construcción de un marco teórico, diseño, implementación y caracterización de sus parámetros. Para ello, se han utilizado herramientas software que utilizan el método de los momentos (MoM) y el modelo de diferencia finita en el dominio del Tiempo (FDTD).

Palabras clave— ancho de banda, dipolo, impedancia, microstrip, permitividad relativa, sustratos, tangente de pérdidas.

Abstract— This paper describes the experiences in the study and development of a centrally fed dipole, constructed by using the microstrip technique for the 2.4GHz band. Since there are studies related to other microstrip devices [1], [2], the dipole has been chosen as the subject of study, in order to analyze its strengths and weaknesses by the analysis of the theoretical framework, design, implementation and characterization of its parameters. To do this, software tools have been used to apply the methods of moments (MoM) and finite difference model in the time domain (FDTD).

Keywords— Bandwidth, dipole, impedance, microstrip, substrate, relative, permittivity, tangent of losses

I. INTRODUCCIÓN

La evolución de la tecnología influye directamente en el ritmo con que avanza la sociedad moderna y en ese sentido, las telecomunicaciones son

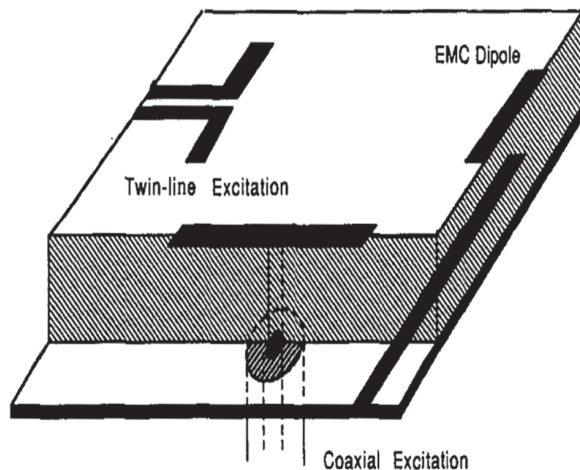
esenciales para que el hombre del siglo XXI pueda actuar con eficiencia en un mundo donde existe una variable que cada vez adquiere mayor valor: el tiempo. Para que los sistemas de nueva generación sean atractivos y competitivos en el mercado, deben ser producidos con facilidad y a bajo costo teniendo en cuenta ciclos de diseño cortos que reduzcan la complejidad en la producción [3]. Por su parte, para contribuir al desarrollo tecnológico, los sistemas de comunicación inalámbrica demandan movilidad, mayor alcance, menor tamaño y menor costo en las soluciones y por consiguiente, las antenas como dispositivo esencial en dichos sistemas, también deben cumplir con esas características. Con el estudio de un dipolo construido bajo la técnica de microstrip se pretende dar un aporte a nivel de análisis conceptual y analítico en la inclusión de esta tecnología para diseñar y verificar el comportamiento de una antena tipo dipolo y no tipo parche como generalmente se acostumbra estudiar [4]; lo cual enriquece el conocimiento del comportamiento de la tecnología de microstrip en los sistemas de radiocomunicaciones.

II. MARCO TEÓRICO

Los dipolos de microstrip [5] son dispositivos ampliamente utilizados gracias a características tales como su simplicidad, ocupan menor área que otras antenas de microstrip y a su polarización lineal. Trabajan bien en altas frecuencias donde el sustrato puede ser eléctricamente grueso y se puede clasificar según el mecanismo de alimenta-

ción en: Dipolo acoplado electromagnéticamente (EMC dipole), dipolo alimentado por línea coaxial (coaxial feed) y dipolo impreso (twin-line feed). En el dipolo alimentado por línea coaxial, la excitación se realiza por el centro de la línea mientras que en el dipolo impreso, la excitación se realiza directamente a los brazos del dipolo[4]. En el dipolo EMC, la excitación se realiza a través de un acoplamiento electromagnético para alimentar la línea sin contacto directo.

Fig. 1. TIPOS DE DIPOLOS DE MICROSTRIP



Fuente: [4]

Al comparar el dipolo de microstrip con el parche rectangular de microstrip se encuentran tanto similitudes como diferencias. Para comenzar, la geometría en los dos casos es similar, considerando que el ancho de la cinta para el dipolo es de aproximadamente $0,05\lambda$ y sus características en cuanto a la radiación pueden diferir cuando es importante la razón de ancho-longitud en la antena. La distribución de corrientes longitudinales en los dos casos son similares y por consiguiente el patrón de radiación y su ganancia también aunque su longitud de resonancia puede ser ligeramente distinta debido a la dependencia de la constante dieléctrica efectiva en el ancho de la cinta. Además, cabe anotar que la impedancia de entrada, el ancho de banda y la polarización cruzada es considerablemente diferente. El dipolo presenta como ventaja el hecho de ocupar menos área en el sustrato con respecto al parche rectangular. Adicionalmente, la polarización cruzada es menor en el dipolo debido a que la corriente transversal decrece con la razón ancho-longitud.

A. Sustratos para antenas de microstrip

El primer paso para diseñar una antena de microstrip es escoger el sustrato adecuado según la aplicación que vaya a tener el dispositivo. Es importante tener en cuenta que no existe un sustrato ideal, por consiguiente, dentro de la variedad que existe en los materiales se debe tener en cuenta la satisfacción de los requerimientos eléctricos, físicos y químicos que conlleve a desarrollar la antena adecuada dentro de la aplicación correspondiente.

1) Permitividad relativa (ϵ_r) y tangente de pérdidas ($\tan \delta$)

Tanto la permitividad relativa como la tangente de pérdidas son considerados parámetros determinantes en el desempeño de los dispositivos de microstrip. Ambos afectan el rendimiento eléctrico de la antena, los circuitos y la línea de transmisión. Para bajas frecuencias, la permitividad relativa, llamada constante dieléctrica, debe ser alta para que las medidas del dispositivo sean pequeñas. Por su parte, las antenas tipo parche utilizan constantes dieléctricas bajas para una mayor efectividad en la potencia de radiación. En cuanto a la tangente de pérdidas, conocido como factor de disipación, si tiene un valor alto produce pérdidas en el dieléctrico y por consiguiente la eficiencia de la antena es baja.

2) Anisotropía del sustrato

Se define la anisotropía como la dependencia de la constante dieléctrica según la orientación del campo aplicado. Por consiguiente, se define la constante dieléctrica ϵ_r en función de las coordenadas cartesianas así:

$$\epsilon_r = \begin{bmatrix} \epsilon_{rx} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{ry} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{rz} \end{bmatrix} \quad (1)$$

En algunos materiales la distribución del ϵ_r en el espacio está dada por $\epsilon_{rx} = \epsilon_{ry}$, donde ϵ_{rz} es la constante dieléctrica aplicada en la dirección del grosor del sustrato y corresponde al valor brindado por los fabricantes, el cual puede ser suficiente en la mayoría de los casos de trabajo. A pesar de eso, se recomienda analizar la anisotropía dado que la frecuencia de resonancia de la antena puede resultar afectada de tal forma que la longitud de resonancia del parche decrece a medida que aumenta la permitividad relativa efectiva

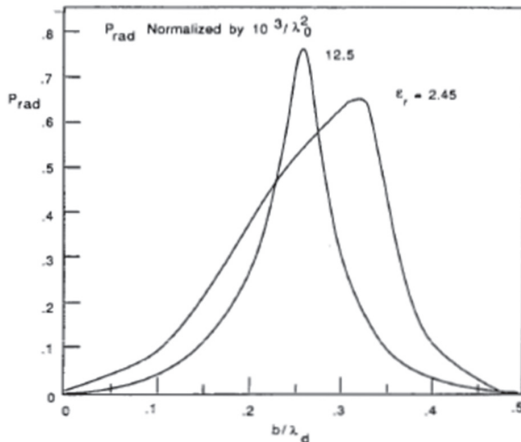
ϵ_{reff} y también varía según el grosor h del sustrato. Además, la frecuencia puede variar tanto como el ancho de banda del dispositivo y por consiguiente la antena puede no resonar en el valor deseado.

Otros aspectos para tener en cuenta a la hora de escoger el material son la resistencia de impacto, el envejecimiento, la humedad, la homogeneidad, la maleabilidad y otros factores que puedan incidir en el comportamiento y estabilidad del dispositivo frente a distintas condiciones según la aplicación.

B. Efectos del sustrato

La Fig. 2 muestra la dependencia de la potencia radiada del dipolo con respecto al grosor h y a la constante dieléctrica. A diferencia de la antena tipo parche cuya resistencia de resonancia es independiente del grosor del dieléctrico, en el dipolo de microstrip, cuando el sustrato es muy delgado puede presentarse una baja resistencia de entrada convirtiéndose en una desventaja como limitante a la hora de implementar el prototipo.

Fig. 2. EFECTO DEL SUBSTRATO SOBRE LA POTENCIA RADIADA DE LA ANTENA



Fuente: [4].

C. Impedancia de entrada y ancho de entrada

La expresión de la impedancia de entrada está dada por:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (\Omega) \quad (2)$$

Al tener en cuenta el estudio realizado por Jackson y Alexopoulos en [6], se pueden utilizar unas expresiones aproximadas para la impedancia de entrada y la longitud del dipolo cuando éste se encuentra en resonancia ($X_{in}=0$). Estas expresiones se aplican en las distintas configura-

ciones de alimentación mostradas anteriormente habida cuenta que en el caso del dipolo EMC, debe existir un acoplamiento perfecto entre la línea de alimentación y la línea del dipolo. La expresión de la resistencia de entrada o resistencia en resonancia ($R_{in}=R_r$) está dada por:

$$R_r \approx 120 \left(\frac{L_r}{\lambda_0} \right)^2 \frac{P_r}{15\pi^2 / \lambda_0^2} \quad (\Omega) \quad (3)$$

Donde P_r es la potencia total producida por un punto excitado del dipolo como puede verse en la Fig. 2, y L_r es la longitud del dipolo en resonancia que está dada por:

$$\frac{L_r}{\lambda_0} \approx \frac{1}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} - 2\Delta L \quad (4)$$

Siempre que $h \gg w$ y $w \ll \lambda$. La corrección en la longitud ΔL se calcula con (5):

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (5)$$

Donde:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (6)$$

Para obtener el ancho de banda del dipolo de microstrip se utiliza la siguiente expresión:

$$BW = 100 \left(\frac{f_2 - f_1}{f_0} \right) (\%) \quad (7)$$

Donde f_0 es la frecuencia de resonancia y f_1, f_2 las frecuencias para las cuales $SWR=2$ donde la alimentación está perfectamente acoplada en f_0 .

III. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

Por su facilidad de implementación se ha escogido para este estudio desarrollar un dipolo alimentado centralmente por línea coaxial que resuene a la frecuencia de 2.4 GHz. El sustrato utilizado en el desarrollo del dipolo es de referencia RF-35 provisto por Taconic¹. Con base en sus propiedades eléctricas y físicas se pretende realizar el diseño del dispositivo. La Tabla I presenta las características del RF-35 [7]:

¹ www.taconic-add.com

Tabla I. Características del sustrato RF-35 provisto por Taconic

Constante Dieléctrica (ϵ_r)	3.50
Factor de disipación ($\tan \delta$)	0,0018
Grosor del sustrato (h) [mm]	1.52
Grosor del conductor (Cobre) [mm]	0.035

Fuente: [7]

El primer paso para realizar el diseño es determinar el valor de w que corresponde al ancho de la línea del dipolo considerando que éste debe ser menor que λ . Una vez escogido w , se obtiene el valor de L_r mediante el uso (4), (5) y (6). Cabe anotar que las ecuaciones ya explicadas anteriormente presentan valores aproximados, por lo cual, se ha utilizado el *Microwave Office* [8] para corregir las dimensiones del dipolo, el cual utiliza el método de los momentos [9] y así lograr que actúe a la frecuencia deseada. La Tabla II muestra los valores obtenidos para el diseño del prototipo:

Tabla II. Dimensiones del dipolo alimentado centralmente para la frecuencia de 2.4GHz

w [mm]	0.48
L_r [mm]	39.8
Largo de la placa [mm]	50.3
Ancho de la placa [mm]	9.6

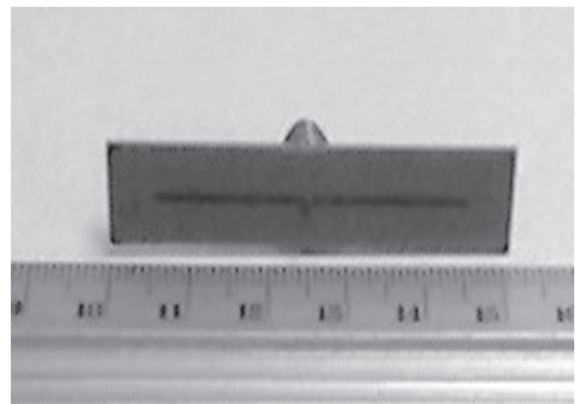
La Fig. 3 muestra el prototipo de diseño en la herramienta de simulación:

Fig. 3. LAYOUT DEL PROTOTIPO DE DISEÑO



Por su parte, la Fig. 4 muestra el dipolo implementado teniendo en cuenta que la alimentación se realiza mediante un conector para cable coaxial tipo A en miniatura (SMA, *SubMiniature version A*).

Fig. 4. DIPOLO ALIMENTADO CENTRALMENTE



En la caracterización del prototipo se obtiene el coeficiente de reflexión (parámetro $S_{1,1}$), la Carta de Smith y el patrón de radiación tal como lo muestra las Fig. 5, 6, 7 y 8. Cabe anotar, que se ha utilizado como referencia el eje X para la longitud del dipolo, el eje Y para el ancho, y el eje Z para el grosor del sustrato:

Fig. 5. PARÁMETRO $S_{1,1}$ DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO

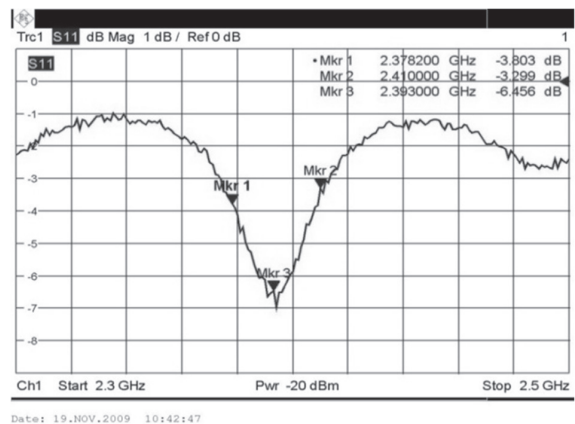


Fig. 6. CARTA DE SMITH DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO

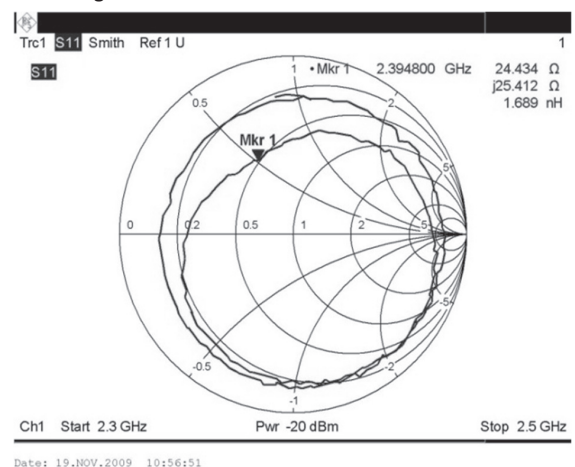
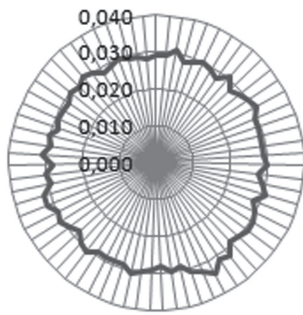


Fig. 7. PATRÓN DE RADIACIÓN DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO. PLANO XY



Con el método FDTD desarrollado [10] y [11], que consiste en la solución de problemas electromagnéticos transitorios mediante diferencias finitas, se obtiene el comportamiento del campo cercano mediante el uso de la herramienta *EMPro* [12], el cual utiliza el método mencionado. Para ello se divide la región física en celdas donde se establecen los puntos sobre los cuales se van a medir los campos, tal como lo muestra la Fig. 9.

Fig. 8. PATRÓN DE RADIACIÓN DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO. PLANO ZX

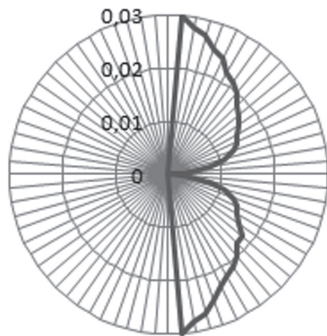
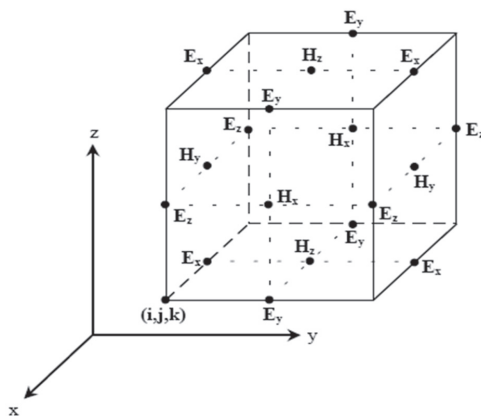


Fig. 9. GRILLA CON LOS PUNTOS DONDE SE OBTIENEN LOS CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS



Fuente: [3]

Cumpliendo con el criterio de estabilidad del método FDTD, se ha establecido que el tamaño de la celda es de 0.1mm por cada lado. Así mismo, el tamaño de la grilla de tiempo debe ser menor a $1,9245 \times 10^{-13}$ s. La Fig. 10 muestra el comportamiento del campo cercano en el tiempo transitorio obtenido en la herramienta de simulación.

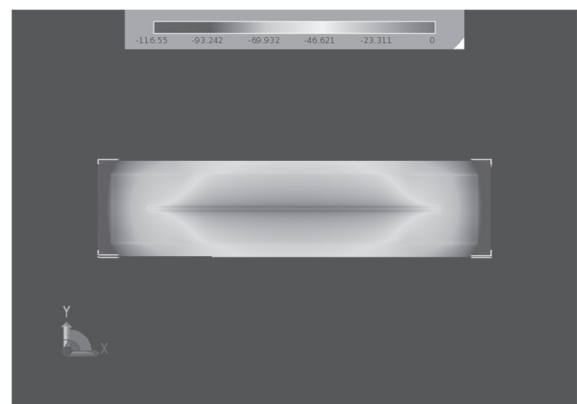
Fig. 10. COMPORTAMIENTO DEL CAMPO EN TIEMPO TRANSITORIO MEDIANTE EL MÉTODO FDTD.



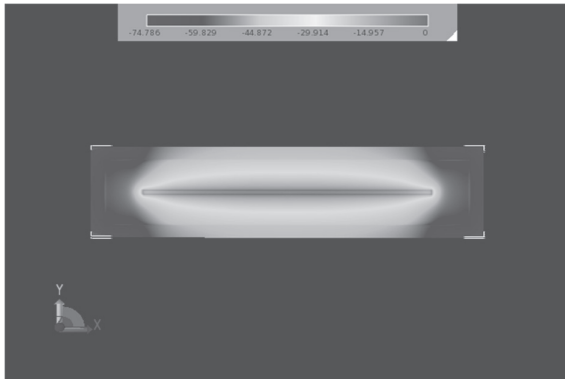
Paso 1.



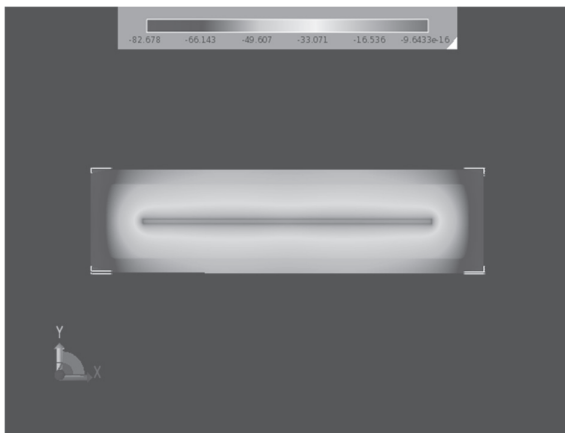
Paso 32.



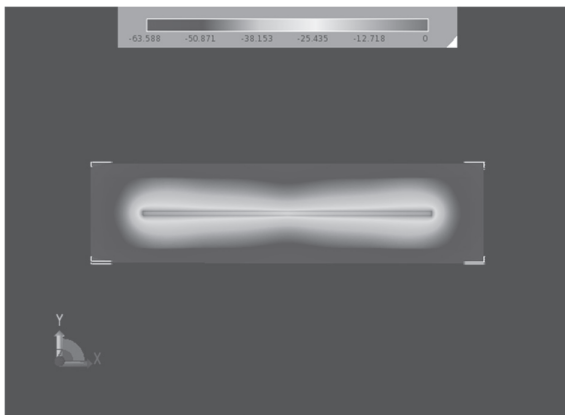
Paso 54.



Paso 68.



Paso 81.



Paso 96.

VI. CONCLUSIONES

El dipolo implementado resuena en una frecuencia de 2.3930GHz donde presenta unas pérdidas de 6.4560dB. Así mismo, mediante el criterio de potencia mitad, se ha obtenido un ancho de banda de aproximadamente 31.8MHz.

El dipolo de microstrip presenta una impedancia de $24.4340+j25.4120$ Ohmios. Eso quiere decir que no existe un acoplamiento para la impedancia de 50Ω . Para solucionar este inconveniente, podría utilizarse un *stub* que adapte adecuadamente el dipolo con el conector y el cable, pero esto se convertiría en aumentar la complejidad del dispositivo así como aumentar las dimensiones del mismo y por consiguiente perdería su uso práctico.

De la Fig.7 y la Fig.8 se puede observar que el dipolo es un radiador omnidireccional para el plano XY que no presenta radiación en su plano de tierra. Así mismo, se ha obtenido que el campo eléctrico promedio es de $0.032V/m$, su ganancia máxima es de $-17,35dBi$ y su polarización es lineal. Por su parte, la Fig. 10 permite predecir el comportamiento del campo cercano y de ahí la utilidad del método FDTD para encontrar y corregir errores en el diseño.

Con base en la referencia (3) y la Fig. 2, se demuestra que el dipolo de microstrip en un dispositivo que para tener un adecuado funcionamiento es preciso que el sustrato sea grueso, de aproximadamente $0.2-0.3\lambda$ mientras en el prototipo esta relación es de 0.01216 . De ahí que la potencia radiada es muy pequeña afectada a la vez por la resistencia de entrada. En comparación con el estudio realizado por Ammand para la antena de microstrip tipo parche [13], el dipolo presenta varias desventajas en cuanto a eficiencia y desempeño, pero aún así, es útil y ampliamente utilizado debido a que sus dimensiones son más pequeñas y puede ser aprovechado en sistemas de proximidad y en arreglos donde el sustrato sea grueso. Los dispositivos en microstrip tienen la cualidad de poder ser desarrollados a bajo costo, convirtiéndose en una alternativa interesante para sistemas de radiocomunicaciones donde el tamaño y la movilidad son importantes.

REFERENCIAS

- [1] Desarrollo de circuitos de RF con tecnología de microcintas en la banda de 2.4 GHz, Héctor Fabio Bermúdez Orozco. Scientia et Technica Año XV, No 42 Agosto de 2009. Universidad Tecnológica de Pereira. ISSN 0122-1701
- [2] Jamaluddin, M.H. Rahim, M.K.A. Aziz, M.Z.A.A. Asrokin, A.; "Microstrip dipole antenna analysis with different width and length at 2.4 GHz"; Aisa-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, 2005. APACE 2005

- [3] J. Duderstadt, F. Knoll, G. Springer. Principles of Engineering, Jhon Wiley & Sons, Inc., New York. 1982
- [4] J. R. James, P. S. Hall. Handbook of Microstrip Antennas. Peter Peregrinus Ltd. on Institution of Electrical Engineers. 1989
- [5] G. A. Deschamps. Microstrip microwave antennas en The 3rd. USAF Symposium on antennas. 1953
- [6] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos. Analysis of planar strip geometries in a substrate-superstrate configuration. IEEE Trans. 1986, AP-34, pp. 1430-1438
- [7] TACONIC. Orcer RF-35 [en línea]. Disponible en: <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [8] AWR. Microwave Office [en línea]. Disponible en: <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave%2DOffice/>
- [9] R. F. Harrington. Origin and development of the Moment Methods for field problems en Computational Electromagnetics Frecuency Domain Method of Moments. IEEE Press. 1992, pp. 43-47
- [10] A. Salvia. Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD). Métodos Numéricos para la Resolución de Ecuaciones Diferenciales. 2002
- [11] Kane S. Yee. Numerical solution of initial boundary value problema involving Maxwell's Ecuations in isotropic media. IEEE Trans. On Antenas and propagation Vol. 14. Mayo de 1966, pp. 302-307
- [12] Agilent Technologies. Electromagnetic Profesional (EMPro) [En línea]. Disponible en: <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=US&lc=eng&ckey=1291297&nid=-34278.0.00&id=1297143>
- [13] M. Ammann. Design of rectangular micropstrip patch antennas for the 2.4 GHz Band. Applied Microwave and Wireless, pp. 22-34