

## CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN DE UN DIPOLO EN LA BANDA DE 2.4 GHz UTILIZANDO TECNOLOGÍA DE MICROCIPTAS.

### Characterization of a dipole in the band of 2.4 GHz using microstrip technology

#### RESUMEN

En este documento se consignan las experiencias del estudio y desarrollo de un dipolo alimentado centralmente construido bajo la técnica de microcintas para la banda de 2.4GHz. Debido a que existen estudios relacionados con otros dispositivos de microcintas [1] [2] [3] [4], 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 Momentos [5] y el modelo de Diferencia Finita en el Dominio del Tiempo (FDTD, *Finite-Difference Time-Domain*) [6].

**PALABRAS CLAVES:** ancho de banda, dipolo, impedancia, microcinta, permitividad relativa, sustratos, tangente de pérdidas.

#### ABSTRACT

*The paper presents the experiences of the study and development of a center-fed dipole constructed under the microstrip technique for the 2.4GHz band. Because there are studies related to other microstrip devices[1][2] [3] [4], has been chosen the dipole to analyze the strengths and weaknesses that it has through the construction of a theoretical framework, design, implementation and characterization of its parameters. To do this, it has been used software tools that use the Method of Moments [5] and the Finite-Difference Time-Domain model (FDTD) [6].*

**KEYWORDS:** bandwidth, dipole, FDTD, impedance, loss tangent, microstrip, relative permittivity, substrates.

#### 1. 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. 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 microcintas se pretende dar un aporte a nivel de análisis conceptual y analítico en la inclusión de esta tecnología para diseñar y verificar el

#### HECTOR FABIO BERMUDEZ OROZCO

Ingeniero Electrónico,  
Candidato Maestría en Ingeniería,  
Área Electrónica y  
Telecomunicaciones  
Universidad del Cauca  
hebermudez@unicauca.edu.co  
hefaber@uniquindio.edu.co

#### SEBASTIAN BOTERO PABON

Estudiante de último semestre de la  
Facultad de Ingeniería Electrónica y  
Telecomunicaciones de la  
Universidad del Cauca.  
sbotero@unicauca.edu.co

#### MARIO ALEJANDRO GOMEZ MINA

Estudiante de último semestre de la  
Facultad de Ingeniería Electrónica y  
Telecomunicaciones de la  
Universidad del Cauca.  
magomez@unicauca.edu.co

comportamiento de una antena tipo dipolo y no tipo parche como generalmente se acostumbra estudiar; lo cual enriquece el conocimiento del comportamiento de la tecnología de microcintas en los sistemas de radiocomunicaciones. Además, se utiliza el método FDTD para el análisis del comportamiento del dispositivo mediante la herramienta *EMPro* [7] lo cual constituye un aporte para el estudio de sistemas de telecomunicaciones en la etapa de diseño.

#### 2. MARCO TEÓRICO

Los dipolos de microcintas son dispositivos interesantes gracias a características tales como su simplicidad, su polarización lineal y también porque ocupan menor área que otras antenas de microcinta. Trabajan bien en altas frecuencias (mayor que 1 GHz) [8] donde el sustrato puede ser eléctricamente grueso y se puede clasificar según el mecanismo de alimentación 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. En el dipolo EMC, la excitación se realiza a través de un acoplamiento electromagnético para alimentar la línea sin contacto directo.

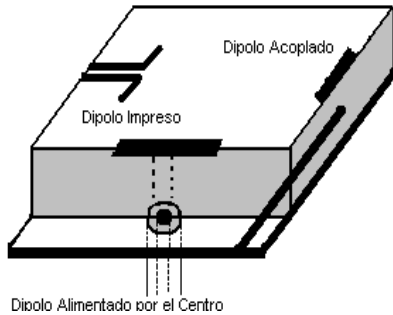


Figura 1. [8] Tipos de dipolos de microcintas

Comparando el dipolo de microcinta con el parche rectangular de microcinta 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 eléctrica 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 [9]. 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.

## 2.1. SUSTRATOS PARA LAS ANTENAS DE MICROCINTAS

El primer paso para diseñar una antena de microcintas 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.

### 2.1.1 Permitividad Relativa ( $\epsilon_r$ ) 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 microcintas. Ambos afectan el rendimiento eléctrico de la antena, los circuitos y de 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.

### 2.1.2 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  $\epsilon_r$  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  $\epsilon_r$  en el espacio está dada por  $\epsilon_{rx} = \epsilon_{ry}$ , donde  $\epsilon_{rz}$  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  $\epsilon_{reff}$  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 a 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.

## 2.2 EFECTOS DEL SUSTRATO

La figura 2 muestra la dependencia de la potencia radiada del dipolo con respecto al grosor 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 microcinta, cuando el sustrato es muy delgado puede presentarse una baja resistencia de entrada (Ver ecuación 3), convirtiéndose en una desventaja como limitante a la hora de implementar el prototipo [8].

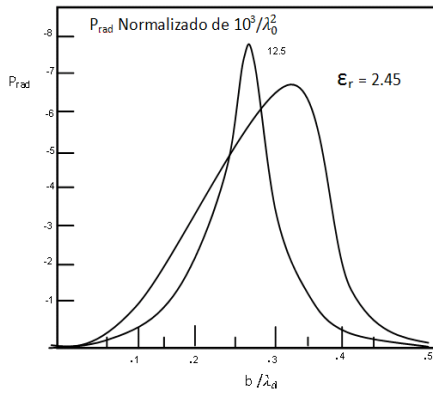


Figura 2. [8] Efecto del sustrato sobre la potencia radiada [vatios] de la antena.  $\lambda_d = \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}$

**2.3 IMPEDANCIA DE ENTRADA Y ANCHO DE ENTRADA**

La expresión de la impedancia de entrada está dada por:

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

Teniendo en cuenta el estudio realizado por Jackson y Alexopoulos [10], se pueden utilizar unas expresiones aproximadas para la impedancia de entrada y la longitud del dipolo cuando este se encuentra en resonancia ( $X_{in}=0$ ). Estas expresiones se aplican en las distintas configuraciones de alimentación mostradas anteriormente teniendo en 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 (Ver figura 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  $\Delta L$  se calcula con la ecuación 5:

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

Donde:

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

Para obtener el ancho de banda del dipolo de microcinta 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  $f_0$ .

**3. MÉTODO DE DIFERENCIA FINITA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (FDTD)**

El método de FDTD desarrollado por Yee [11] es un modelo de análisis que dar solución a las ecuaciones de Maxwell mediante el planteamiento de unas funciones finitas para determinar el comportamiento electromagnético de superficies en el tiempo transitorio. En este caso, se propone para analizar el campo eléctrico cercano sobre la superficie de la placa del dipolo para observar el almacenamiento de energía sobre la línea de transmisión en los primeros instantes de excitación según una fuente sinusoidal y así poder determinar posibles errores en el diseño.

En primera medida se plantean las ecuaciones de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t} \quad (8)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} + \sigma \vec{E} \quad (9)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (10)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (11)$$

Teniendo en cuenta el concepto de rotacional, se pueden escribir las ecuaciones 8 y 9 en seis expresiones escalares para coordenadas cartesianas así:

$$-\frac{\delta H_x}{\delta t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\delta E_z}{\delta y} - \frac{\delta E_y}{\delta z} \right) \quad (12)$$

$$-\frac{\delta H_y}{\delta t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\delta E_x}{\delta z} - \frac{\delta E_z}{\delta x} \right) \quad (13)$$

$$-\frac{\delta H_z}{\delta t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\delta E_y}{\delta x} - \frac{\delta E_x}{\delta y} \right) \quad (14)$$

$$\frac{\delta E_x}{\delta t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\delta H_z}{\delta y} - \frac{\delta H_y}{\delta z} - \sigma E_x \right) \quad (15)$$

$$\frac{\delta E_y}{\delta t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\delta H_x}{\delta z} - \frac{\delta H_z}{\delta x} - \sigma E_y \right) \quad (16)$$

$$\frac{\delta E_z}{\delta t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\delta H_y}{\delta x} - \frac{\delta H_x}{\delta y} - \sigma E_z \right) \quad (17)$$

En las derivadas espaciales y temporales de una función se utiliza una aproximación en diferencias finitas centradas evaluadas en grillas:

$$\frac{\delta F^n(i,j,k)}{\delta x} = \frac{F^n(i+\frac{1}{2},j,k) - F^n(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \quad (18)$$

$$\frac{\delta F^n(i,j,k)}{\delta t} = \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k)}{\Delta t} \quad (19)$$

Donde se reemplaza  $F$  por  $E$  o  $H$  en las ecuaciones 12-16 según lo requerido para obtener los campos eléctricos y magnéticos en un instante de tiempo  $n$ . Las componentes del campo eléctrico se obtienen a partir de las componentes del campo magnético en un instante  $n-1$ . Con esto se determinan todas las componentes del campo de una celda cuyo tamaño se determina considerando que  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta < \lambda/10$  y  $\Delta t$  se establece a partir del criterio de estabilidad que está dado por:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \tag{20}$$

La figura 3, muestra la celda o grilla donde se miden los campos:

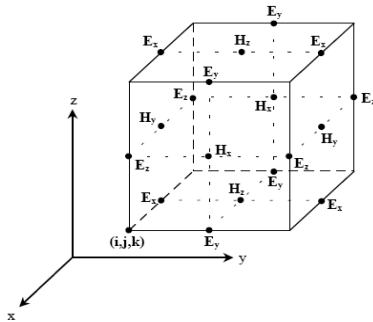


Figura 3. [6] Grilla con los puntos donde se obtienen los campos electromagnéticos.

#### 4. 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 *Taconic*[12]. Con base en sus propiedades eléctricas y físicas se pretende realizar el diseño del dispositivo. La tabla 1 presenta las características del RF-35 [12]:

<b>Constante Dieléctrica (<math>\epsilon_r</math>)</b>	3.50
<b>Factor de disipación (<math>\tan \delta</math>)</b>	0,0018
<b>Grosor del sustrato (<math>h</math>) [mm]</b>	1.52
<b>Grosor del conductor (Cobre) [mm]</b>	0.035

Tabla 1. [11] Características del sustrato RF-35 provisto por *Taconic*.

El primer paso para realizar el diseño es determinar el valor de  $w$  que corresponde al ancho de la línea del dipolo considerando que este debe ser mucho menor que  $\lambda$ . Una vez escogido  $w$ , se obtiene el valor de  $L_r$  mediante el uso de las ecuaciones (4), (5) y (6). Cabe anotar que las ecuaciones explicadas anteriormente presentan valores aproximados, por lo cual, se ha utilizado el *Microwave Office* [13] para corregir las dimensiones del dipolo y así lograr que actúe a la frecuencia deseada. La Tabla 2 muestra los valores obtenidos para el diseño del prototipo:

<b><math>w</math> [mm]</b>	0.48
<b><math>L_r</math> [mm]</b>	39.8
<b>Largo de la placa [mm]</b>	50.3
<b>Ancho de la placa [mm]</b>	9.6

Tabla 2. Dimensiones del dipolo alimentado centralmente para la frecuencia de 2.4GHz.

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



Figura 3. Layout del prototipo de diseño.

Por su parte, la figura 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*):



Figura 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 figuras 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:

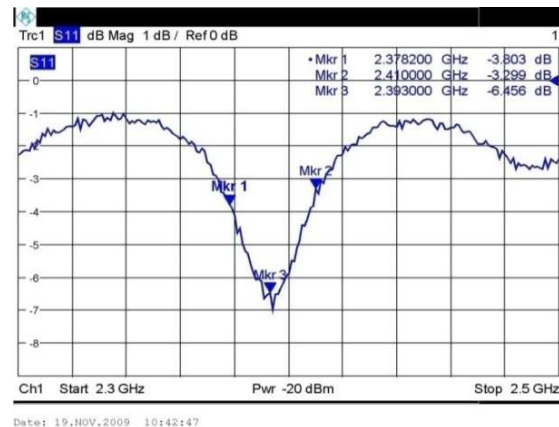


Figura 5. Parámetro  $S_{1,1}$  del prototipo construido.

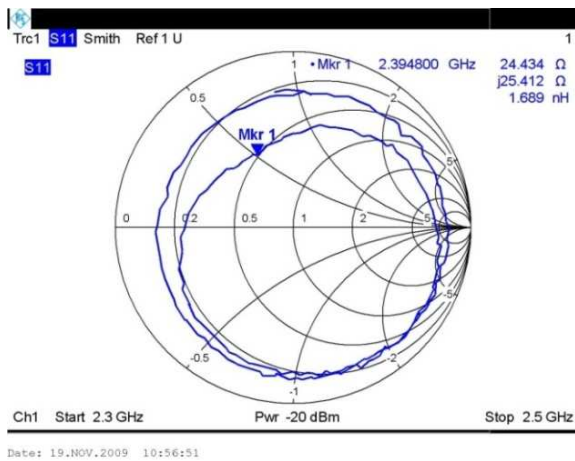


Figura 6. Carta de Smith del prototipo construido.

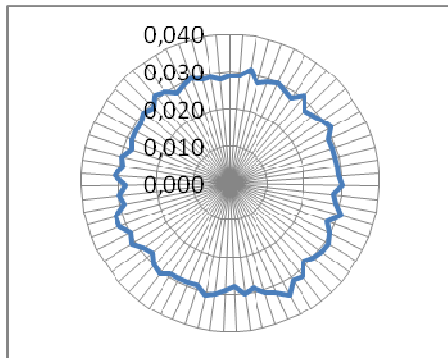


Figura 7. Patrón de radiación del prototipo construido. Plano XY.

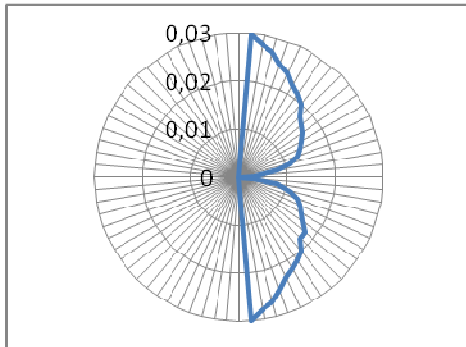
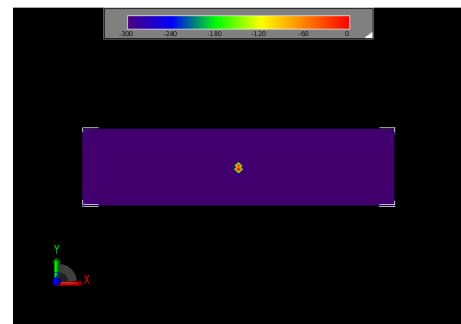
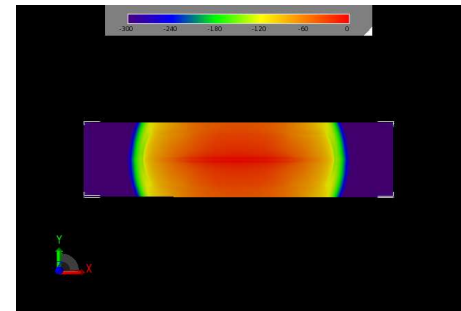


Figura 8. Patrón de radiación del prototipo construido. Plano ZX.

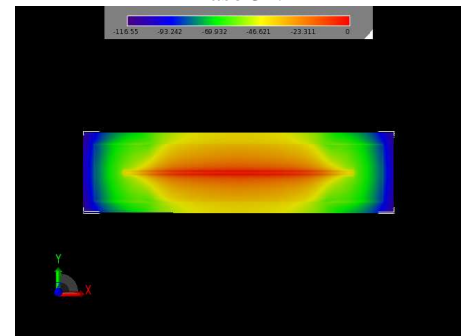
Utilizando el método FDTD se obtiene el comportamiento del campo cercano mediante el uso de la herramienta *EMPro*. Cumpliendo con el criterio de estabilidad del método FDTD, se ha establecido que el tamaño de la celda es de 0.1mm por cada lado. Así mismo, el tamaño de la grilla de tiempo debe ser menor a  $1.9245 \times 10^{-13}$  s. La figura 10 muestra el comportamiento del campo cercano en el tiempo transitorio obtenido en la herramienta de simulación en diferentes pasos de simulación:



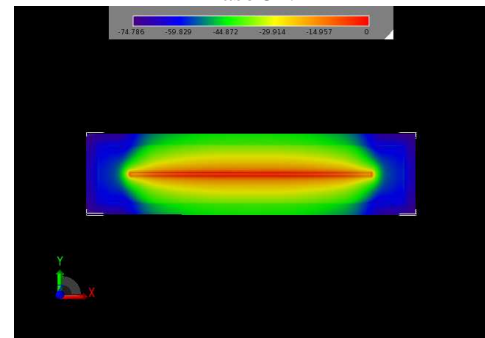
Paso 1.



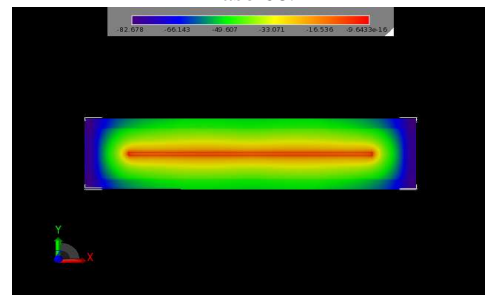
Paso 32.



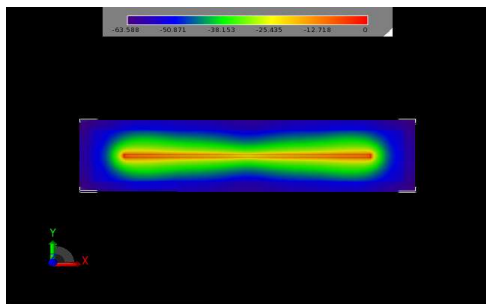
Paso 54.



Paso 68.



Paso 81.



Paso 96.

Figura 10. Comportamiento del campo en tiempo transitorio mediante el método FDTD.

## 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

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

El dipolo de microcintas presenta una impedancia de  $24.4340 + j25.4120$  Ohmios. Eso quiere decir que no existe un acoplamiento para la impedancia de  $50\Omega$ . 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 las figuras 7 y 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  $0.032\text{N/m}$ , su ganancia máxima es de  $-17,35\text{dBi}$  y su polarización es lineal. Por su parte, la figura 10 permite predecir el comportamiento del campo cercano y de ahí la utilidad del método FDTD para encontrar y corregir errores en el diseño.

Teniendo en cuenta la ecuación 3 y la figura 2, se demuestra que el dipolo de microcintas 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 así como la resistencia de entrada. En comparación con el estudio realizado por Ammand para la antena de microcintas tipo parche [2], el dipolo presenta varias desventajas en cuanto a eficiencia y desempeño, pero aún así, es útil 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 microcintas 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.

## 6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] G. A. Deschamps. *Microstrip microwave antennas* en The 3rd. USAF Symposium on antennas. 1953.
- [2] M. Ammann. *Design of rectangular microstrip patch antennas for the 2.4 GHz Band*. Applied Microwave and Wireless, pp. 22-34. 1997.
- [3] E. Alboni y M. Cerretelli. *Microstrip Patch Antenna for GPS Application* en XIV Riunione Nazionale di Elettromagnetismo (RiNEM). Ancona, ITALIA. Septiembre 2002, pp. 242-245.
- [4] Carlos Hernán Perdomo Cortés, Camilo Vivas Homez. *Técnica microstrip. Conceptos, aplicaciones y software de diseño*. Trabajo de grado (Título en Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones). Popayán, COLOMBIA. Universidad del Cauca. 2004.
- [5] R. F. Harrington. *Origin and development of the Moment Methods for field problems in Computational Electromagnetics* Frequency Domain Method of Moments. IEEE Press. 1992, pp. 43-47.
- [6] A. Salvia. *Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD)*. Métodos Numéricos para la Resolución de Ecuaciones Diferenciales. 2002. [Online], disponible: <http://www.fing.edu.uy/inco/cursos/numerico/ed/final/FDTD.pdf>
- [7] Agilent Technologies. *Electromagnetic Professional (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>
- [8] J. R. James, P. S. Hall. *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus Ltd. on Institution of Electrical Engineers. 1989.
- [9] P. Bhartia., I. Bahl, R. Garg y A. Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House Publishers. 2000.
- [10] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos. *Analysis of planar strip geometries in a substrate-superstrate configuration*. IEEE Trans. 1986, AP-34, pp. 1430-1438.
- [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] TACONIC. *Orcer RF-35* [en línea]. Disponible en: <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [13] AWR. *Microwave Office* [en línea]. Disponible en: <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Microwave%20Office/>