

ARREGLO DE ANTENA DE MICROCINTA ACOPLADO POR RANURA

MSc. Ismary Lavandera Hernández

CUJAE, Ave 114 #11901 e/ 119 y 127, Marianao, Ciudad Habana, Cuba.
ilavandera@electronica.cujae.edu.cu

RESUMEN

El presente trabajo está dedicado al diseño y simulación de un arreglo de microcinta acoplado por ranura. Con esto se pretende suplir la necesidad que tiene el país de antenas que generen radiación estable en un adecuado ancho de banda, reproducibles a nivel nacional, para la banda de trabajo de WiFi.

En este artículo se sintetiza el procedimiento de diseño de esta antena, mediante el empleo de criterios, que se encuentran en la literatura internacional especializada, y la experiencia acumulada en esta línea de desarrollo. Estos criterios están estrechamente relacionados con los métodos para mejorar el ancho de banda, en antenas de microcintas, como el uso del aire como sustrato y el acoplamiento por ranura; y con los métodos para aumentar ganancia, implementación en arreglos, y disminuir la relación delante/atrás, uso de un reflector. En la cual se logran excelentes características de ganancia y ancho de banda. Estos resultados fueron obtenidos mediante la simulación, optimización y posterior construcción y medición de un prototipo.

PALABRAS CLAVES:Antena de microcinta, arreglo, acoplamiento por ranura.

ABSTRACT

This work is dedicated to the design and simulation of the aperture - coupled microstrip array. This is intended to fill the need for the country to generate stable antenna radiation, adequate bandwidth, there can be reproducing to a national level, for working band WiFi.

In this article the design procedure of this antenna is synthesized by the use of criteria found in the international literature and the experience in this line of development. These criteria are closely related to methods for improving the bandwidth of microstrip antennas, such as using air as substrate and aperture-coupled; and methods to increase gain, implementation arrays, and decrease the relationship front to back, using a reflector. Excellent characteristics in which the gain and bandwidth are achieved. These results were obtained by simulation, optimization and measurement and subsequent construction of a prototype.

KEYWORDS:Microstrip antenna, array, aperture –coupled.

INTRODUCCIÓN

Ante el desarrollo alcanzado en el mundo actual, en el cual prolifera la utilización de dispositivos móviles para comunicaciones inalámbricas, con disímiles aplicaciones; se ha convertido en una necesidad de crear en el país capacidades tecnológicas, en el área de la fabricación de antenas, que generen radiación estable, en un adecuado ancho de banda.

Las antenas de microcintas generalmente se han caracterizado por ser de bajo costo, robustas, bajo perfil, fácil construcción y aunque por sí solas no son capaces de lograr elevadas ganancias, esto se puede contrarrestar implementándolas en arreglos. Utilizando el acoplamiento por ranura es posible optimizar el ancho de banda, además en arreglos es la opción más viable, ya que su configuración limita las radiaciones espurias y polarizaciones cruzadas, que consecuentemente deterioran la ganancia.

Por todo lo anterior el objetivo de este artículo es realizar un procedimiento de diseño de un arreglo de microcinta acoplado por ranura. En él se expondrán la influencia de algunas dimensiones de la estructura sobre los parámetros de la antena, hasta obtener el diseño óptimo con el que posteriormente se construirá un prototipo. Este análisis será realizado en el software CST Microwave Studio.

DISEÑO DE LA ANTENA DE MICROCINTA ACOPLADA POR RANURA.

Para darle cumplimiento al objetivo de este trabajo primeramente se realizará un procedimiento para diseñar una antena de microcinta acoplada por ranura y posteriormente, los resultados obtenidos se incorporarán al diseño del arreglo. A continuación se muestran los pasos a seguir para realizar este diseño y en la figura. 1 se aprecia cómo quedaría el diseño.

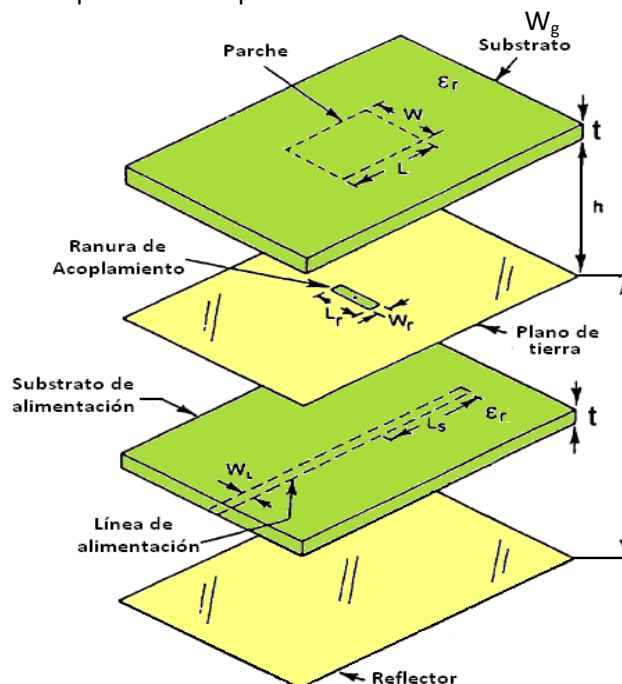


Figura 1: Antena de microcinta acoplada por ranura. Diseño seleccionado.

1. Se parte de tener datos como son: materiales, constantes dieléctricas (ϵ_r), alturas de los substratos (h) y frecuencia de trabajo para la antena a diseñar:
En este caso se analizará el diseño con el substrato FR-4, con una $\epsilon_r = 4.25$, con espesor de 1.5 mm el dieléctrico y 35 μm la capa de cobre, en la frecuencia de trabajo de 2.45 GHz, por ser esta una de las bandas más estudiadas.
2. Cálculo de la longitud de onda de la antena. Longitud de onda en el espacio (λ_0) y longitud de onda efectiva ($\lambda_{\epsilon_{eff}}$):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \approx 122\text{mm} \quad (1)$$

$$\lambda_{\epsilon_{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \approx 68\text{mm} \quad (2)$$

Dónde:

c : Velocidad de la luz.

f : Frecuencia de trabajo.

ϵ_{eff} : Permitividad dieléctrica efectiva.

Se hace referencia a la longitud de onda de desplazamiento en medios no homogéneos, debido a que el desplazamiento de la onda de superficie en la microcinta de alimentación, se realizará completamente entre los substratos, atendiendo a la diferencia de las constantes dieléctricas de los mismos, lo cual puede provocar dificultades en el acople de impedancia, el ancho de banda y la frecuencia de resonancia de la antena. En este caso $\lambda_{\epsilon_{eff}}$ es la longitud de onda en FR-4.

3. Elección del sustrato entre el parche y el plano de tierra:
El uso de un sustrato de baja constante dieléctrica puede aumentar el ancho de banda alcanzable y la eficiencia de la onda de superficie. Debe tomarse cuidadosamente el valor a escoger en cuanto al espesor de la capa dieléctrica superior, porque puede dificultar el acople de la energía desde la microcinta de alimentación hacia el parche radiador [1].
Con el criterio anterior, de que es conveniente utilizar un sustrato de baja constante dieléctrica, entonces el sustrato con mejores condiciones es el aire, donde $\epsilon_{r} = 1$. Además está confirmado que la frecuencia de resonancia incrementa con lo que aumenta la altura del espacio de aire, mientras que la resistencia y la reactancia de entrada disminuyen. El rango de acoplamiento aumenta un 14% en la frecuencia de resonancia. La radiación del lóbulo trasero es reducida suavemente con un ancho de aire grande [2].
Para determinar el espesor de aire (h), que será el sustrato, se toma como referencia la regla derivada en [3]. Esta consiste en que para obtener una antena con banda ancha, se debe de cumplir que:

$$h \geq 0.006 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

$$h \geq 7.3mm \approx 8mm$$

4. Elección del sustrato de alimentación:

La capa del sustrato de alimentación afecta el ancho de banda alcanzable por la antena aunque este no es típicamente un parámetro muy importante en el diseño porque depende generalmente del circuito generador. Se necesita usar un material de constante dieléctrica alta, y a su vez se requiere que el sustrato de antena sea más fino, simplemente porque el campo electromagnético generado por la capa de alimentación está limitado dentro de ella misma. Por lo tanto, las dos capas de sustrato no son mutuamente exclusivas. Suponiendo que no hay restricción alguna en el material de alimentación, se puede hacer esta capa más fina permitiendo que la capa de antena sea más gruesa [1]. En este caso la opción del sustrato es el FR-4 ya que fue el material con que se inició el diseño.

5. Dimensiones del parche:

La longitud del parche controla predominantemente la frecuencia de resonancia de la antena y por tanto aquí se puede aplicar la fórmula de diseño aplicable a los parches alimentados por el borde y por sonda coaxial. Se puede utilizar una constante dieléctrica efectiva más exacta teniendo en cuenta el grosor de cada capa, no obstante, el esfuerzo adicional requerido da "resultados limitados" cuando esto es solamente un punto de partida para el proceso de diseño. Si se requiere de polarización doble, entonces de hecho esta dimensión no puede ser variada. Sin embargo, para los casos de polarización lineal este parámetro puede dar un grado adicional de libertad en el diseño.

El ancho del parche puede tener dos consecuencias sobre la respuesta de impedancia en conjunto. En primer lugar, cuando el ancho es reducido, la frecuencia resonante de la antena es reducida. También el ancho del parche puede ser utilizado para conseguir el acoplamiento crítico de la antena con la red de alimentación. Considerando un diseño donde los parámetros del parche de acoplamiento por proximidad han sido optimizados para obtener un acoplamiento crítico. Si se utiliza una capa de antena más gruesa para conseguir un mejor rendimiento de ancho de banda, y si los otros parámetros son dejados igual, si se le entrega menos energía al parche se provocará un sub-acoplamiento. Reduciendo el ancho del parche el acoplamiento crítico puede ser conseguido [1].

Para determinar las dimensiones del parche, ancho (W) y largo (L), se utilizan las ecuaciones del modelo de línea de transmisión [4]. Los resultados son los siguientes:

$$W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \approx 61mm \quad (4)$$

$$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \approx 57mm \quad (5)$$

Dónde:

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (6)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{r\text{eff}} + 3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (7)$$

6. Dimensiones finitas de la antena:

Para darle dimensiones finitas a la antena se calculan los valores del ancho (W_g) y largo (L_g) del plano tierra y los substratos dieléctricos. Ya que de ellos solo influyen en el rendimiento de la antena en las regiones más cercanas a los conductores (microcinta y parche) [1].

$$W_g = 6h + W = 108\text{mm} \quad (8)$$

$$L_g = 6h + L = 121\text{mm} \quad (9)$$

7. Selección de la ranura:

La forma de la ranura de acoplamiento tiene un impacto significativo en la solidez del acoplamiento entre la línea de alimentación y el parche. La ranura en forma rectangular es la mayormente utilizada, ya que ofrece mejor acoplamiento que las ranuras circulares. Las ranuras con las terminaciones alargadas, como "Hueso de perro" (Dog-bond), "Corbatín" (Bowtie) o forma de H pueden mejorar aún más el acoplamiento [5], figura 2. En este caso se escogió la forma rectangular para el diseño, por ser la más sencilla, para posteriormente analizar otras.



Figura 2: Varias formas de ranuras utilizadas.

El cálculo de las dimensiones de la ranura rectangular se basa en los criterios vistos en [5].

Dónde:

$$L_r = 0.148\lambda_{\epsilon_{r\text{eff}}} \approx 10.064\text{mm} \quad (10)$$

$$W_r = 0.164\lambda_{\epsilon_{r\text{eff}}} \approx 1.1\text{mm} \quad (11)$$

El parche debe ser centrado sobre la ranura para obtener un máximo acoplamiento. Moviendo el parche relativo a la ranura en la dirección del plano E (resonante) disminuiría el nivel de acoplamiento [6].

8. Línea de alimentación:

La línea de alimentación debe estar ubicada en ángulo recto al centro de la ranura para obtener máximo acoplamiento. Además tiene presente un terminal de circuito abierto (stub de sintonía) que va desde el centro de la ranura, hasta la terminación de la línea de alimentación abierta. Este es utilizado para sintonizar el exceso de reactancia en el acoplamiento de la ranura. Su

longitud es generalmente menor que $\lambda_{\epsilon_{eff}}/4$. El efecto de la longitud es rotar la impedancia entera en la carta de Smith, ubicarla arriba (inductiva) o abajo (capacitiva). Ajustando el largo de la ranura y la longitud del stub se logra una condición óptima de acoplamiento [6].

Para determinar el ancho de la línea de acoplamiento (WL), para obtener una $Z_0 = 50 \Omega$ en la línea, se utilizó la aplicación desarrollada en el software CST Microwave Studio, como se muestra en la figura. 3.

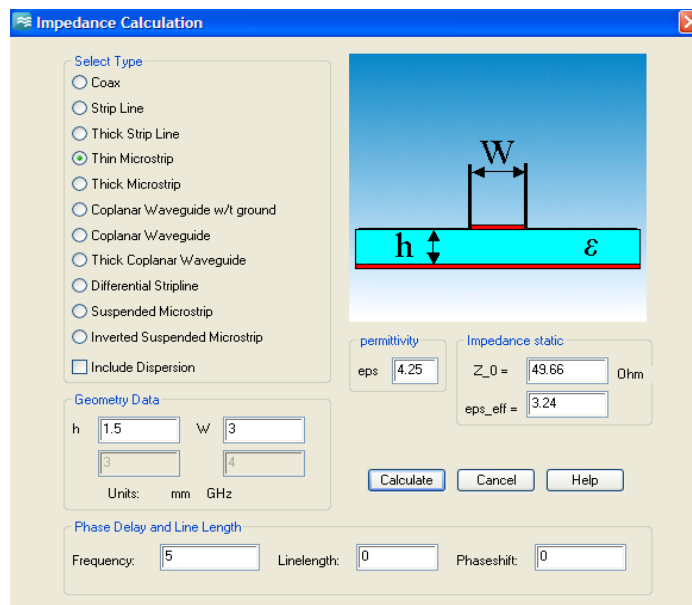


Figura 3: Cálculo del ancho de la línea mediante el software CST Microwave Studio.

9. Posición del reflector:

El patrón de radiación de la antena de microcinta con alimentación por ranura es bidireccional. La radiación unidireccional puede ser obtenida colocando un plano reflector en el lado de la línea conductora, paralelo a la superficie del sustrato, Figura 1. El espacio óptimo entre el plano de tierra y el reflector es $\lambda_0/4 = 30.5\text{mm}$, para obtener un mínimo nivel de lóbulos laterales y una máxima relación delante/atrás. Para acoplar la impedancia del parche con el reflector se debe variar el tamaño de la ranura [7].

10. Se simula la antena diseñada, pero los resultados no fueron los esperados. No tenía ninguna resonancia cerca de la frecuencia de trabajo. Esto significa que en la obtención de las dimensiones de la antena en el procedimiento anterior no se tuvo en cuenta algún parámetro. Este problema normalmente se debe al largo del parche, a las dimensiones de la ranura o a la longitud del stub de acoplamiento. Con esta idea se realizan barridos paramétricos en el software de las dimensiones que están fuertemente vinculadas con la optimización de los resultados deseados. Estas variables fueron las dimensiones de la ranura, las dimensiones del parche, la longitud del stub, el espesor del aire y la forma de ranura. En esta última se realizó el análisis para tres tipos de ranura: rectangular, forma de H y forma de hueso y la óptima fue la forma de hueso Figura 4.

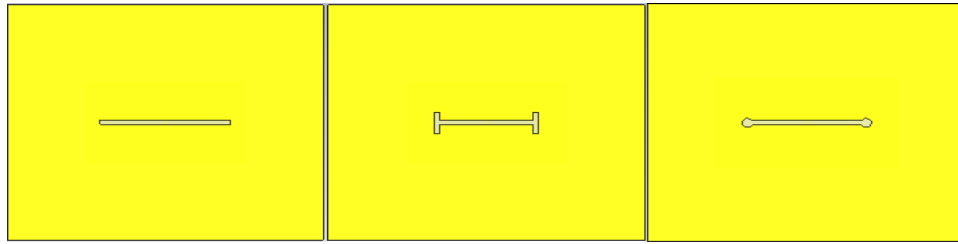


Figura 4: Ranuras simuladas (Rectangular, en forma de H y en forma de hueso).

DISEÑO DEL ARREGLO DE MICROCINTA ACOPLADO POR RANURA.

Una vez que ha sido obtenido el diseño de la antena simple se toman estos resultados para realizar el procedimiento de diseño del arreglo. Los pasos son los siguientes:

1. Tipo:
Se decidió realizar un arreglo del tipo lineal. Es más fácil de diseñar su sistema de alimentación.
2. Número de elementos:
A medida que aumenta el número de elementos la antena tiene mayor ganancia. Esto implica también que el tamaño de la antena aumente, por lo que incrementa el costo y la carga de simulación. Con estos motivos se concluyó en realizar un arreglo de cuatro elementos.
3. Espacio entre los lados de los elementos (d_p):
Para obtener este parámetro fue necesario basarse en los criterios de que la distancia entre parches (d) $< \lambda_0$, ($d < 122$ mm) y que $d_p > 0.10\lambda_0$, ($d_p > 12.2$ mm) [4].
Entonces como $d = W + d_p$, $0.10 \lambda_0 < d_p < \lambda_0 - W$. Ver figura 5.

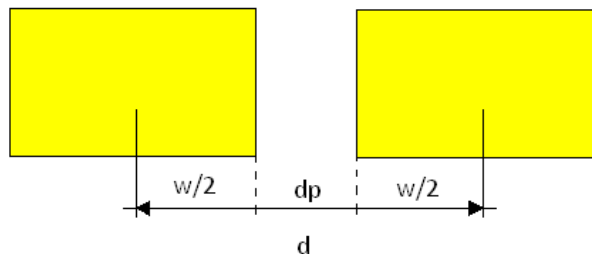


Figura 5: Distancia entre parches.

Se realiza un barrido paramétrico de esta variable con alimentaciones independientes. Analizando la ganancia, (Fig. 6) se puede apreciar como a medida que aumenta la separación entre los lados de los parches aumenta la ganancia. Esto provoca también que aumente el nivel de los lóbulos laterales, además un crecimiento del tamaño de la antena. Por este motivo se decide escoger una d_p en la media del análisis de $\lambda_0/4$.

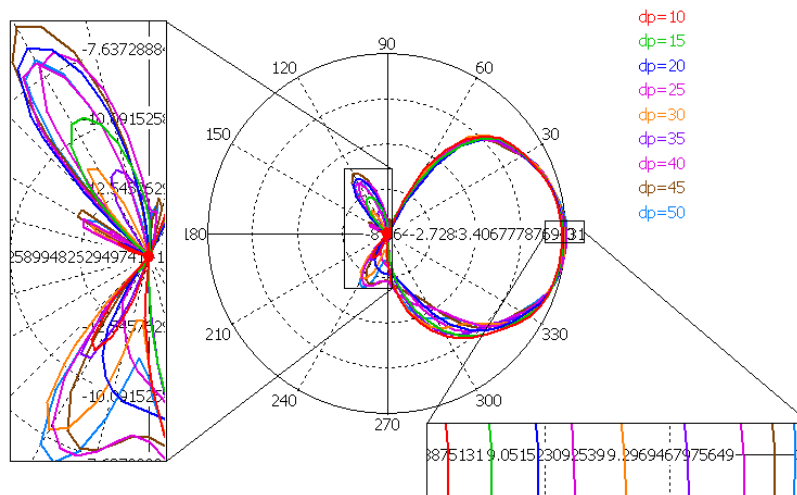


Figura 6: Barrido paramétrico de la separación entre los lados del parche (d_p) analizando la ganancia.

4. Tipo de alimentación:

Se puede realizar serie o paralelo. La alimentación en paralelo es la más convincente, es más versátil y es un paso para el desarrollo de arreglos faseados. En la figura. 7 se muestra el diseño de la red de acoplamiento de la antena. Esta red está compuesta por transformadores de $\lambda/4$ [8]. Se tuvo en cuenta criterios para diseñar líneas con discontinuidades [9].

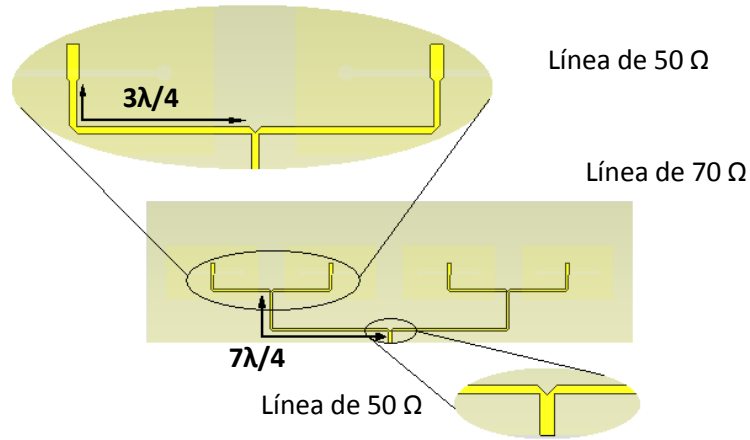


Figura 7: Estructura de la red de acoplamiento.

Con el anterior análisis del procedimiento de diseño del arreglo y la optimización en el software se obtuvo una antena cuya geometría se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1: Geometría de la antena diseñada.

Parte de la antena	Parámetro	Valor
Sustrato de alimentación (FR-4)	Espesor del dieléctrico (t)	1.5 mm
	Espesor del cobre (t_{Cu})	35 μ m
	Const. Dieléctrica (ϵ_{rFR-4})	4.25
Sustrato del parche (aire)	Espesor del dieléctrico (h)	8 mm
	Const. Dieléctrica (ϵ_{raire})	1
Dimensiones de la red de alimentación	Ancho de la línea 50 Ω	3 mm
	Ancho de la línea 70 Ω	1.6 mm
	Longitud del stub (L_{stub})	8 mm
Parche	Longitud (L)	41 mm
	Ancho (W)	70 mm
	Separación entre los lados del parche (d_p)	30 mm
Ranura	Longitud (L_R)	45 mm
	Ancho (W_R)	2 mm
Dimensiones finitas de la antena	Longitud (L_g)	400mm
	Ancho (W_g)	108mm
Reflector	Separación de la placa de alimentación	30 mm

En la Tabla 2 y las figuras. 7-8 se puede apreciar cómo se optimizaron la ganancia y el ancho de banda de la antena. También se observa que en este caso la relación delante/atrás no es un factor primordial sino el nivel de los lóbulos laterales, que resultó ser 13 dB. Un punto que hay que destacar, por el inconveniente que causa, son las dimensiones finitas de la antena, lo que provoca el encarecimiento y la complejidad a la hora de construir la antena.

Tabla 2: Resultados obtenidos en la optimización del arreglo.

Parámetros	Valor
Ancho de Banda (2.45 GHz)	347 MHz
Otras frecuencias de resonancias	1.67 GHz (100 MHz de ancho de banda) 2.95 GHz (150 MHz de ancho de banda)
Ganancia	13.83 dB
Angulo de media potencia en el plano horizontal	14.5°
Angulo de media potencia en el plano vertical	53.6°
Relación delante/atrás	23.1 dB
Nivel de los lóbulos secundarios	0.8 dB

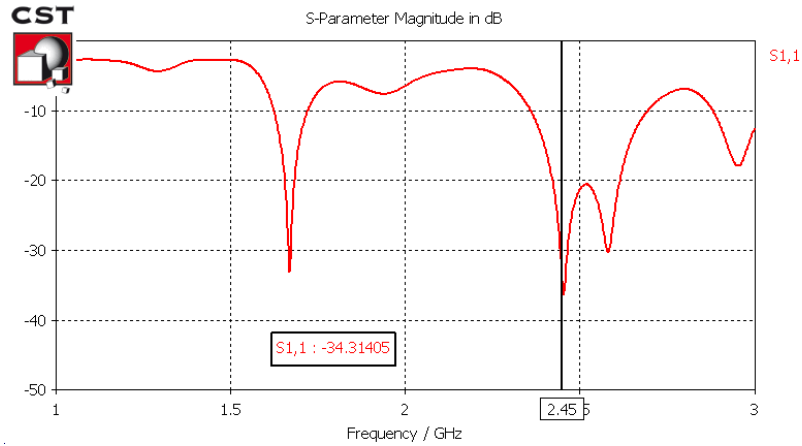


Figura 7: Pérdidas de retorno de la antena.

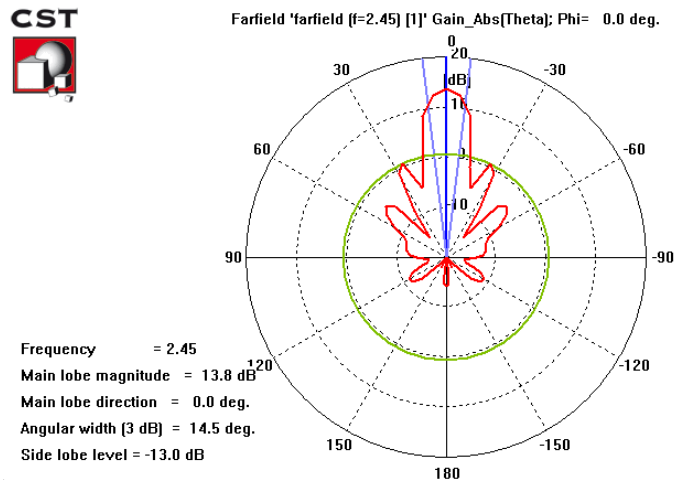


Figura 8: Diagrama polar del patrón de radiación de la antena, en el plano horizontal.

CONSTRUCCIÓN Y COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS.

Una vez obtenido el diseño de la antena con las características requeridas se da paso a la construcción. Primeramente se debe hacer un análisis de los materiales con los que se cuenta. En este caso se tiene un sustrato FR-4 del cual solo se conocen las dimensiones. Como se desconoce el valor exacto de ϵ_r se

debe realizar una medición de este parámetro de la plancha que se va a utilizar. Si es imposible realizar esta medición entonces se debe tomar como referencia una permitividad que esté en la media del rango posible, es decir $\epsilon_r = 4.9$. También el tamaño de la antena está limitado producto a que las placas disponibles tenían tamaños inferiores a 400 mm que es la medida más grande de la antena. Todas estas variaciones obligan a realizar unos ajustes en el diseño de la antena. Se construye la antena mediante el método de grabado por ácido. En la figura 9 se muestra la antena construida y ensamblada. Se le realizaron las mediciones de los parámetros S en el Vector Network Analyzer (Analizador de Red Vectorial) ZVB 20, el cual permite un rango de medición de 10 MHz a 20 GHz.

En la figura 10 se muestran los resultados de las pérdidas de retorno de la antena simulada y en la figura 11 de la antena construida. A simple vista se puede apreciar la gran aproximación que existe entre los dos resultados. En la Tabla 3 se resume con más detalles esta comparación. Se puede apreciar como aparecieron dos nuevas resonancias y fundamentalmente que en la frecuencia de interés la diferencia entre las Pret es de 1.7 dB y entre el AB es de 30 MHz. Con estos resultados se validan las simulaciones y garantiza que usando el CST se pueda conocer con antelación el resultado aproximado de una antena antes de construirla.

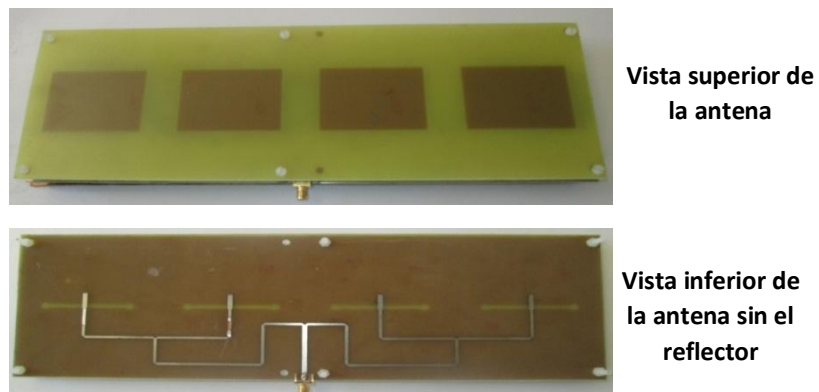


Figura 9: Antena construida.

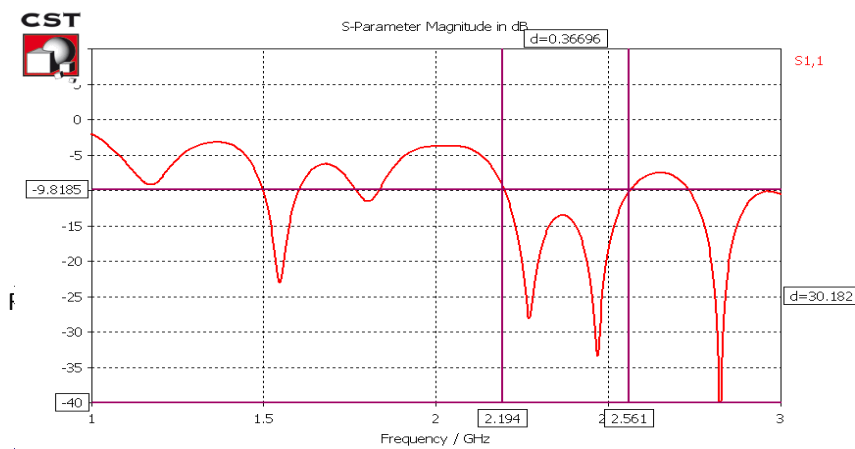


Figura 10: Pérdidas de retorno de la antena simulada.

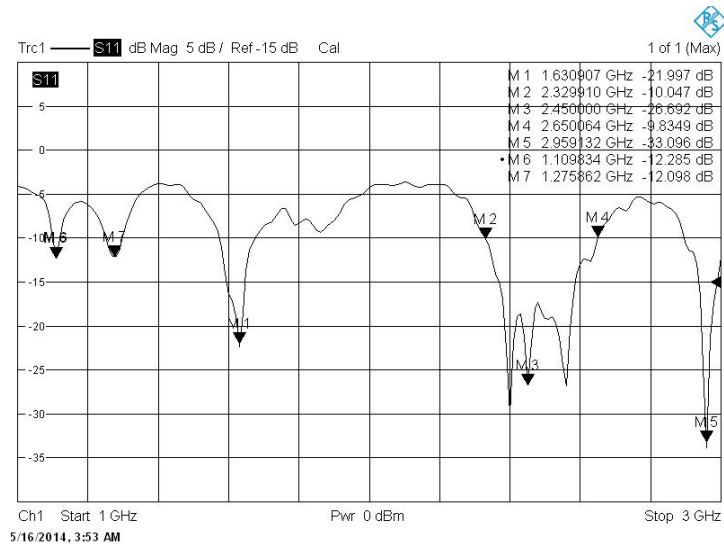


Figura 11: Pérdidas de retorno de la antena construida.

Tabla 3: Comparación entre los resultados obtenidos en la simulación y en la medición.

Frecuencia (n)	Resultados					
	Simulados en el CST			Medidos en Analizador de Redes		
	F _n (GHz)	P _{ret} (dB)	AB (MHz)	F _n (GHz)	P _{ret} (dB)	AB (MHz)
1	-	-	-	1.1	-12.2	18
2	-	-	-	1.2	-12	54
3	1.55	-26	106	1.63	-21.9	100
4	1.80	-11.5	76	-	-	-
5	2.45	-25	366	2.45	-26.7	330
6	2.82	-63	219	2.95	-33	110

CONCLUSIONES.

Las ventajas de haber realizado este trabajo es que se pudo sintetizar un procedimiento de diseño de un arreglo de microcinta acoplado por ranura, que permitió la construcción de un prototipo con resultados casi iguales a los simulados, permitiendo garantizar al software CST como pieza principal en los diseños de antenas. Otro aspecto importante es que con este trabajo se trazan las bases para desarrollar aplicaciones en sistemas discretos faseados.

REFERENCIAS.

- [1]. Arriba L. N., Caséus R. R., *Propuesta de metodología de diseño de microcintas para operación en banda ancha*. Departamento Telecomunicaciones. (2009), Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría": Ciudad de la Habana. 62.
- [2]. Lee K. F., Chen W., eds. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. (1997), John Wiley & Sons: New York. 308.
- [3]. Volakis J. L., *Antenna Engineering Handbook*. 4 ed. (2007): McGraw-Hill. 1755.
- [4]. Balanis C., *Antenna Theory Analysis and Design*. 3 ed. (2005), New Jersey: John Wiley & Sons. 1073.
- [5]. Pozar D. M., *A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications*. (1996). 12.
- [6]. Yildirim M., *Design of Dual Polarized Wideband Microstrip Antennas*. (2010), Middle East Technical University. 91.
- [7]. Garg R., et al., *Microstrip Antenna Design Handbook*. (2001), Boston, London: Artech House. 419.
- [8]. Pozar D. M., *Microwave Engineering*. 3 ed. (2005), Amherst (Massachusetts): John Wiley & Sons. 712.
- [9]. Buenrostro S., *Metodología para el Diseño y Construcción de Antenas de Microcintas en la Banda WiMAX a 3.5 GHz*. (2007), Instituto Politécnico Nacional, Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital: Tijuana, México. 161.