

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño, simulación y construcción de un  
arreglo de antenas de microcintas con  
geometría rectangular alimentado por línea de  
transmisión para la banda de 2.4 GHz.**

**Autor: Máximo Fuentes Rivera.**

**Tutora: Ing. Yanet Almaguer Lora.**

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño, simulación y construcción de un  
arreglo de antenas de microcintas con  
geometría rectangular alimentado por línea de  
transmisión para la banda de 2.4 GHz.**

**Autor: Máximo fuentes Rivera.**

maximo.fuentes@tle.fie.uo.edu.cu

**Tutora: Ing. Yanet Almaguer Lora.**

Profesor Instructor, Departamento de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería  
Eléctrica, yanet@fie.uo.edu.cu

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**



## **COMPROMISO DEL AUTOR**

Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

---

Firma del Autor

## PENSAMIENTO

Una máquina puede hacer el trabajo de 50 hombres corrientes. Pero no existe ninguna máquina que pueda hacer el trabajo de un hombre extraordinario.

Franklin Delano Roosevelt.

## DEDICATORIA

.....A mi mamita, por ser lo más grande que tengo en la vida y estar ahí siempre que lo necesito y cuando no lo necesito. Por ser mi madre, mi padre, mi todo y confiar en mí en todo momento. Por ser lo más grande que Dios me ha dado y simplemente por ser ella. Te adoro

.....A mi hermana, por su loca preocupación constante en cada paso de mi vida, te quiero YiYi.

..... A mi abuelita Gladis Berta. Por luchar conmigo desde que vine al mundo, por su preocupación desmedida, por su cariño protector, por todo el amor. Gracias ABU.

Esto es de ustedes por hacerme la persona que soy, por darme una vida llena de felicidad y por ser tan especiales en mi vida.

*Maxímo....*

## AGRADECIMIENTOS

A mi madre Nancy Rivera para quien no existen palabras con las que agradecer tanto amor, sacrificio y dedicación empleada en mi educación y formación como persona.

A mi hermana Yirka Fuentes por ser la mejor hermana del mundo y sé que me quieres mucho yo también te quiero bastante.

A mi abuela Gladis de los Reyes por su amor y estar siempre pendiente de que no me falte nada.

A mi papá Maximiliano Fuentes Ramírez por ser mi patrón a seguir.

A mi tío Rubén por su figura paternal, comprensión y apoyo.

A mi tía Naivy, por su cariño de madre, por apoyarme en los primeros años de mi vida, por todo su amor y dedicación.

A mi tía Marina por su preocupación, por los consejos sabios, por estar ahí siempre, por aliviarme la carga de la vida durante estos años en la universidad, sin ti este camino hubiera sido más largo y difícil de lo que fue.

A mis tíos, Pochi y Rigoberto por su cariño y comprensión, por esas noches de relajación cuando estuve estresado por la escuela.

A Yanet, mi tutora, que se ha convertido en una amiga, espero que me consideres igual, gracias por el ánimo, el apoyo y la comprensión brindada. Por estar siempre y por hacer suyo este proyecto y defenderlo a capa y espada.

A todos los compañeros de trabajo de mi madre por toda la ayuda brindada, especialmente Juan Albuerne por estar tan atento a mí, por sus preocupaciones y consejos, te quiero como a un padre.

A mis amigos de toda la vida, Yasser y Cesar, por estar siempre ahí, aunque no nos veamos a menudo los tengo siempre presente y a mis amigos universitarios Javier, Adrian, Erislandy y Joerlis por compartir conmigo alegrías y tristezas, mala noches de estudio y de juegos de dóminos y tantos exámenes extraordinarios durante estos cinco años.

A todos los profesores del Departamento de Antena, a todos gracias de corazón por estar dispuestos a ayudar en cualquier momento.

Para mi terminar con los agradecimientos ha sido bastante difícil, debido a que tengo tantas personas a quien agradecer, que en esta hoja no existe espacio para nombrarlos a todos, le ruego que me disculpe aquel lector que siempre me tiene presente y no plasmé su nombre bien claro en esta pequeña hoja.

## RESUMEN

En el presente trabajo se exponen las características fundamentales de las antenas de microcintas, especificando en las antenas de microcintas con geometría rectangular alimentada por línea de transmisión. Se realiza el diseño, simulación, optimización y construcción de un arreglo de 2 elementos de una antena de microcintas de geometría rectangular y de un divisor de potencia tipo T para alimentar el arreglo de antenas, estas simulaciones se hicieron empleando el programa HFSS v15 (*High frequency structure simulator*, Simulador de estructuras de altas frecuencias). Se muestran, en los resultados de la simulación, los parámetros que caracterizan las antenas, tales como: ancho de banda, directividad, ganancia e impedancia de entrada. Finalmente se comparan los parámetros de la simulación con los medidos para la antena construida.

**Palabras clave:** antenas, microcintas, arreglos.

## ABSTRACT

In this paper the basic characteristics of microstrip antennas are exposed, specifying the rectangular microstrip antenna geometry fed by transmission line. Design, simulation, optimization and construction of an array of two elements of a rectangular microstrip antenna geometry and a T-type power divider to feed the antenna array is performed, these simulations were made using the program HFSS v15 (High frequency structure simulator). Are shown in the simulation results, the parameters that characterize the antennas, such as bandwidth, directivity, gain and input impedance. Finally simulation parameters are compared with the measured ones to the antenna built.

**Keywords:** antennas, microstrip, array.

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	1
CAPITULO 1 . TEORÍA DE LAS ANTENAS.....	4
1.1 Definición de antenas.....	4
1.2 Impedancia de entrada de una antena.....	4
1.3 Coeficiente de Reflexión, Razón de Onda Estacionaria y Pérdidas de Retorno.....	5
1.4 Ancho de Banda.....	6
1.5 Eficiencia de radiación.....	7
1.6 Directividad.....	8
1.7 Ganancia.....	9
1.8 Antenas de microcintas.....	9
1.9 Principio de funcionamiento.....	12
1.10 Fortalezas y debilidades de las antenas de microcintas.....	13
1.11 Técnicas de alimentación.....	15
1.11.1 Alimentación por línea de transmisión.....	15
1.11.2 Alimentación por cable coaxial.....	16
1.11.3 Alimentación mediante acoplamiento por apertura.....	17
1.11.4 Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.....	18
1.12 Arreglos de antenas.....	19
1.13 Configuración de distintos tipos de arreglos de antenas de microcintas.....	20
1.13.1 Redes de alimentación en serie.....	20
1.13.2 Redes de alimentación en paralelo.....	21
1.14 Divisores de potencias.....	23
1.14.1 Divisor de potencia unión-T.....	24
1.14.2 Divisor de potencia de Wilkinson.....	26
1.14.3 Divisor de potencia de Cavidad Resonante.....	27
1.15 Criterios para la selección de un modelo de divisor de Potencia.....	29
CAPITULO 2 . DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS DE MICROCINTAS DE DOS ELEMENTOS.....	31
2.1 Diseño de un elemento alimentado por línea de transmisión.....	31
2.1.1 Simulación de un elemento alimentado por línea de transmisión.....	33

2.1.2	Variando el punto de alimentación.....	37
2.2	Diseño y simulación de un arreglo de dos elementos alimentados de forma individual.....	40
2.3	Diseño y simulación del divisor de potencia unión-T.....	41
2.4	Diseño y simulación del arreglo de dos elementos alimentados por un divisor de potencia unión-T.....	44
CAPITULO 3 . CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DEL ARREGLO DE ANTENAS ALIMENTADO POR LINEA DE TRANSMISIÓN.....		49
3.1	Construcción del arreglo de antenas de dos elementos.....	49
3.2	Mediciones realizadas.....	52
3.3	Comparación entre los resultados obtenidos en la simulación y los resultados de la medición de la antena construida.....	54
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		55
ANEXOS.....		57

## 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 dotar a la sociedad de una cobertura de calidad. Esto motiva a los profesionales del sector a preocuparse por crear dispositivos cada vez más eficientes, en términos de rendimiento y abaratamiento de costos. Los modernos sistemas de comunicaciones móviles constituyen una eficaz herramienta que permiten la transferencia de cualquier tipo de información sin la necesidad de cableado con dos importantes ventajas: movilidad y flexibilidad del sistema. Entre sus requerimientos más importantes se encuentra el uso de antenas compactas con gran ancho de banda y buenas características de radiación. Es por ello que en la actualidad se trabaja de forma constante para encontrar nuevas formas de mejorar estos sistemas.

Las antenas convencionales de microcintas tienen características atractivas como su bajo perfil, peso ligero, fácil fabricación y el hecho de que son realizables en superficies planares y no planares, así como compatibles con circuitos integrados. Además, son muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización y patrón de radiación cuando la forma de la antena y el modo son bien seleccionados, y aunque por sí solas no son capaces de lograr elevadas ganancias, esto se puede contrarrestar implementándolas en arreglos, sin embargo, este tipo de antenas tiene un ancho de banda muy estrecho, además de una baja eficiencia y un alto factor de calidad, por lo que la búsqueda de nuevas técnicas que permitan el mejoramiento de estas características, sin reducir sus ventajas, constituye una necesidad actual.

Existen *software* de simulación de radiofrecuencias y súper alta frecuencias (SAF) como CST *Microwave Studio*, HFFS, *Microwave Office*, entre otros, que son herramientas muy valiosas en el diseño de antenas. Estos permiten desarrollos y optimizaciones cada vez más precisas y adaptables a necesidades específicas.

En el presente trabajo se realiza el diseño y análisis de un arreglo de antenas de microcintas alimentado por línea de transmisión, de la cual se espera un rendimiento adecuado en

cuanto a ganancia y pérdidas de retorno, además se realiza la construcción de la antena y se miden los principales parámetros.

### **Antecedentes del problema**

Uno de los tipos de antenas que están siendo muy utilizadas en las comunicaciones móviles son las antenas de microcintas. Las mismas han tenido un gran auge desde principios de los 90's, como elementos de antenas o como arreglos y pueden satisfacer completamente los requerimientos de las comunicaciones. Entre sus ventajas se tienen que son versátiles, de bajo costo, livianas, moldeables, delgadas, con posibilidad de operación en diferentes bandas, baja sensibilidad a las tolerancias de fabricación y tiene una gran facilidad de integración con los amplificadores de microondas. Anterior a este trabajo han existido, en la disciplina de Sistemas de Radiocomunicaciones proyectos que abordan el tema del arreglo de antenas de microcintas, pero ninguno que trate la temática de arreglo de antenas de microcintas con geometría rectangular alimentado con línea de transmisión, que opere a una frecuencia de 2.4 GHz.

### **Problema a resolver**

Se desea incrementar los niveles de ganancia y directividad de una antena de microcinta de parche rectangular alimentado por línea de transmisión para ser utilizado en las comunicaciones inalámbricas sin recurrir a diseños complejos.

### **Objeto de estudio**

Sistemas de Radiocomunicaciones.

### **Objetivos**

Realizar el diseño, simulación y construcción de un arreglo de antenas de microcintas con geometría rectangular alimentado por línea de transmisión que opere a la frecuencia de 2.4 GHz.

### **Tareas**

- I. Realizar una búsqueda bibliográfica sobre las características generales de las antenas de microcintas y sus métodos de alimentación.
- II. Diseñar una antena de microcintas con geometría rectangular, que opere en la banda de frecuencia de 2.4 GHz y se alimente por línea de microcintas.
- III. Simular y obtener las características generales de la antena de microcintas diseñada, mediante el uso del software HFSSv15.
- IV. Realizar una búsqueda bibliográfica sobre los divisores de potencia.

- V. Diseñar y simular un divisor de potencia tipo T para alimentar un arreglo de antenas de 2 elementos.
- VI. Simular y obtener las características generales de un arreglo de antenas de microcintas con geometría rectangular que opere en la frecuencia de 2.4 GHz.
- VII. Realizar la construcción y medición de la antena simulada.
- VIII. Confección del informe del proyecto y confección de la presentación del proyecto.

**Hipótesis.**

Si se realiza un estudio de los fundamentos teóricos de los arreglos de antenas de microcintas con geometría rectangular alimentado por línea de microcintas que opere a la frecuencia de 2.4 GHz y se realiza el diseño, simulación y construcción de este tipo de antena, se podrán incrementar los niveles de ganancia y directividad de la antena demostrando que se puede utilizar en la comunicaciones inalámbricas

## **CAPITULO 1 . TEORÍA DE LAS ANTENAS.**

En este capítulo se realiza una definición de antena y de los parámetros fundamentales que la caracterizan, tales como, patrón de radiación, directividad, ganancia, impedancia de entrada, pérdidas de retorno, razón de onda estacionaria y ancho de banda. Además se aborda acerca de las antenas de microcintas, sus propiedades, características y aplicaciones, de los arreglos de antenas y de los divisores de voltaje.

### **1.1 Definición de antenas.**

La propagación de la energía electromagnética es el fenómeno físico clave que hace posible la comunicación sin cables. En este sistema de comunicación inalámbrico existe un dispositivo llamado antena, cuyo objetivo es actuar de interfaz entre una onda electromagnética guiada (a través de una línea de transmisión, guía de onda) y una onda electromagnética no guiada, radiada en un medio (en general el aire).

Las antenas además de recibir o transmitir energía en forma de ondas de radio también tienen la función de optimizar o acentuar la radiación de energía en algunas direcciones o suprimirlas en otras. Es decir que las antenas además de ser dispositivos emisores y receptores de energía electromagnética, también son dispositivos direccionales. Las antenas pueden adoptar formas muy diversas para cumplir con los requisitos de diseño y además estar constituida de muy diversos materiales.

Una antena ideal es aquella que radia toda la potencia en la dirección o direcciones deseadas, esto casi nunca se puede lograr, pero sí se puede acercar a lo deseado. Para cada uno de estos tipos de antena existen varias formas disponibles, cada una de las cuales posee sus propias características de radiación y el problema está en escoger la más apropiada a cada fin práctico en cada rango de frecuencias deseado [1].

### **1.2 Impedancia de entrada de una antena.**

La impedancia de entrada de una antena se define como la impedancia presentada por la antena en sus terminales, representada como una razón de voltaje a corriente, la cual depende de las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos [1]. La impedancia de

entrada de la antena y la impedancia de la línea de transmisión en el plano de entrada de la antena son magnitudes complejas, que deben ser conjugadas para que se cumpla el principio de máxima transferencia de potencia hacia la antena, cuando esto ocurre se dice que la antena está adaptada a la línea de transmisión.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in}[\Omega] \quad (1.1)$$

Donde:

$V_{in}$ : Voltaje de excitación o alimentación de la antena.

$I_{in}$ : Corriente de alimentación que toma la antena.

$R_{in}$  : Resistencia de entrada.

$X_{in}$  : Reactancia de entrada.

$Z_{in}$  : Impedancia de entrada.

Existe una parte real, denominada resistencia y otra imaginaria, la reactancia, ambas dependientes de la frecuencia. En caso de que no exista dicha reactancia, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia [2].

### 1.3 Coeficiente de Reflexión, Razón de Onda Estacionaria y Pérdidas de Retorno.

El coeficiente de reflexión ( $r$ ) describe la magnitud y el cambio de fase de una señal reflejada debido al desacoplamiento de la impedancia de la carga y la impedancia característica, es decir, indica una fracción reflejada de una señal incidente [3], ver la figura 1.1, el cual se calcula mediante la expresión 1.2.



Fig.1.1 Voltaje incidente, reflejado y transmitido.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (1.2)$$

Donde:

$V_{ref}$ : Voltaje reflejado.

$V_{inc}$ : Voltaje incidente.

$Z_l$ : Impedancia en la carga.

$Z_0$ : Impedancia característica.

$r$ : Coeficiente de reflexión.

La razón de onda estacionaria de voltaje (ROE de voltaje) se define como la proporción entre el voltaje máximo y el voltaje mínimo a lo largo de la línea de la transmisión. Es un número real que puede variar entre uno e infinito [4].

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + r}{1 - r} \quad (1.3)$$

Donde:

$ROE$ : Razón de onda estacionaria.

$V_{max}$ : Voltaje máximo.

$V_{min}$ : Voltaje mínimo.

Las pérdidas de retorno ( $P_{ret}$ ) son una medida de la relación entre la potencia reflejada en la antena y la incidente, ecuación (1.4). Su valor será siempre negativo (el logaritmo de una cantidad menor que la unidad es negativa), y en la medida que este índice sea más negativo, significa que la potencia de la onda reflejada es menor y el régimen en la línea se aproxima más al de onda viajera [4].

$$P_{ret} = -20 \log_{10}(r) \quad (1.4)$$

#### 1.4 Ancho de Banda.

El ancho de banda (AB) de una antena se define como el intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de una antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados [2] o como el intervalo de frecuencias en el cual una antena puede operar satisfactoriamente, donde los límites que conforman este intervalo no deben sobrepasarse [1].

El valor que define los extremos del ancho de banda depende muchas veces del tipo de antena que se esté analizando y de la aplicación de la misma en un sistema de radio. Esta definición de ancho de banda resulta bastante inexacta, pues depende de que característica de trabajo se considera y, además, porque no se ha definido un criterio exacto para su determinación. Por ello, al referirse al ancho de banda de una antena, se debe especificar que parámetro se ha tenido en cuenta y cuál es el criterio utilizado para establecer sus límites [4].

El ancho de banda se puede medir en porcentaje, para un rango de frecuencia que en las mayoría de las aplicaciones la ROE < 2 o  $P_{ret} < -9.5\text{dB}$ .

$$AB = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} * 100\% \quad (1.5)$$

Donde:

$f_{max}$  : es la frecuencia máxima de la banda.

$f_{min}$ : es la frecuencia mínima de la banda.

$f_c$ : es la frecuencia central de la banda.

### 1.5 Eficiencia de radiación.

La eficiencia de radiación ( $\eta_t$ ) se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada [3], o de forma equivalente, la relación entre la resistencia de radiación y la resistencia de pérdida.

$$\eta_t = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}} \quad (1.6)$$

Donde:

$R_{rad}$  : Resistencia de radiación.

$R_{\Omega}$ : Resistencia de pérdida.

La eficiencia permite valorar el rendimiento de la antena en cuanto al flujo de potencias, es decir, da una idea sobre que parte es radiada al espacio y que parte se pierde, de la energía total que se entrega a la antena.

## 1.6 Directividad.

La directividad ( $D$ ) de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada ( $U$ ) sobre la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones ( $U_0$ ). También se define como la capacidad de la antena de transmitir enfocando la energía en una dirección particular, o de recibirla de una dirección particular [1].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.7)$$

Donde:

$D$  : Directividad (Adimensional).

$U$  : Intensidad de radiación (watt/unidad de ángulo sólido).

$U_0$  : Intensidad de radiación de una fuente isotrópica (watt/unidad de ángulo sólido).

$P_{rad}$ : Potencia total de radiación (watt).

Si la dirección angular no es especificada, implica que tomará la dirección de la intensidad de radiación máxima (Directividad Máxima). Se expresa en dBi, ya que está referida a la radiación de una antena isotrópica de igual  $P_{rad}$ .

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (1.8)$$

Donde:

$D_0$ : Directividad máxima (Adimensional).

$U_{max}$  : Intensidad de radiación máxima (watt/unidad de ángulo sólido).

La Directividad se puede obtener a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena, tal como se muestra en la figura 1.2.

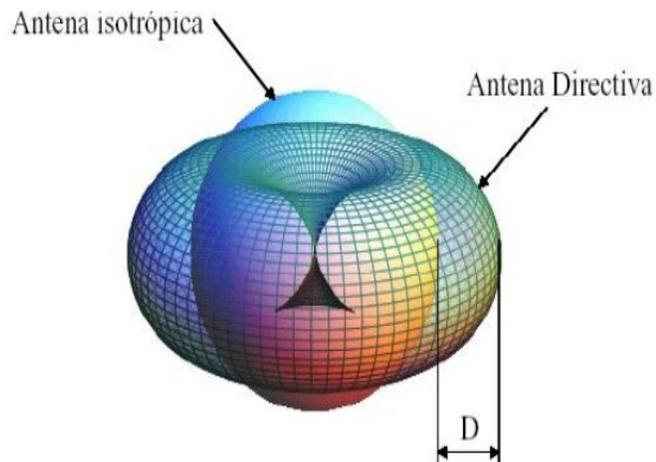


Fig. 1.2 Directividad de una antena.

### 1.7 Ganancia.

La ganancia de una antena está estrechamente relacionada con la directividad, es decir que es la relación de la intensidad de radiación, en una dirección dada, respecto a la intensidad de radiación de una fuente isotrópica radiando la misma potencia total que es aceptada por la antena real, ecuación 1.9. Por tanto la ganancia de una antena debe ser igual a su directividad si la antena es 100% eficiente.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.9)$$

Donde:

$G$  : Ganancia.

$U(\theta, \phi)$ : Intensidad de radiación.

$P_{in}$  : Potencia de entrada o aceptada.

### 1.8 Antenas de microcintas.

Las antenas de microcintas son cavidades resonantes planas con fugas en sus bordes que permiten que radie. Pueden ser diseñadas para tener diversas geometrías y dimensiones. Todas las antenas de microcintas pueden ser divididas en cuatro categorías básicas: antenas de microcintas, antenas de microcintas de dipolo impreso, antenas de microcintas de ranura impresa y antenas de microcintas de onda viajera. De todas estas

configuraciones la más usada es la antena de microcintas, la cual atraerá la atención de este trabajo.

La antena de microcintas en su configuración más sencilla consiste en un parche metálico de grosor  $t$ , que se encuentra situado sobre un sustrato dieléctrico. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor conocido como plano tierra, el cual tiene igual grosor que el parche, tal como se observa en la figura 1.3.

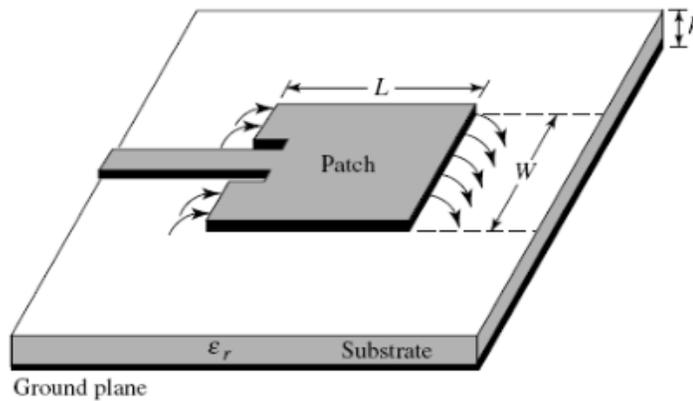


Fig. 1.3 Forma básica de una antena de microcintas.

El parche debe ser muy delgado, con  $t \ll \lambda_0$ , siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda radioeléctrica en el espacio libre. Fabricado comúnmente de cobre u oro, este puede asumir virtualmente cualquier forma pero generalmente se emplean formas regulares para simplificar el análisis y las predicciones de eficiencia. Las configuraciones más comunes que se muestran en la figura 1.4 son: dipolo (tanto en su forma de media onda como de onda completa), cuadrada, rectangular, pentagonal, triangular, circular, disco con ranura, sector de disco, anillo, semi-disco, anillo elíptico, espiral. Los parches cuadrados, rectangulares, dipolos y circulares, son los más comunes por su fácil análisis, construcción y atractivas características de radiación, especialmente los bajos niveles de radiación de polarización cruzada [1].

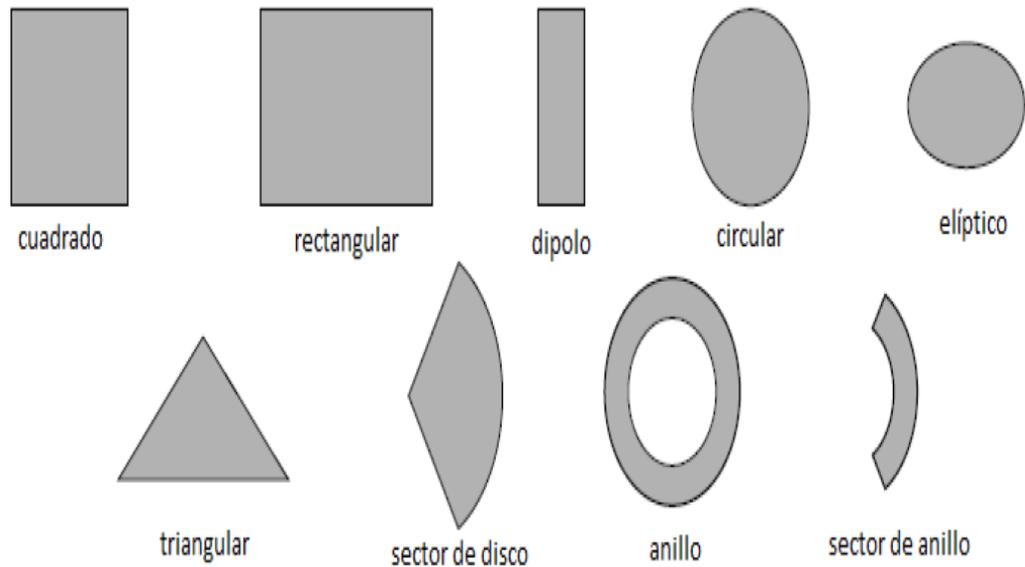


Fig. 1.4. Configuración básica de los parches de antena de microcintas.

El objetivo del sustrato es proveer soporte mecánico a los elementos de la antena de microcintas, mantener el espacio requerido entre el parche y el plano tierra, además de brindar mejores parámetros de radiación para determinados modos de propagación, siempre y cuando se establezcan ciertos cuidados con la existencia de onda de superficie, polarización cruzada y se obtenga buen ancho de banda en ciertos parámetros fundamentales para la aplicación deseada. Existen numerosos sustratos que pueden ser utilizados en el diseño de las antenas de microcintas. Su grosor  $h$  debe encontrarse entre  $0,003\lambda_0$  y  $0,05\lambda_0$ . La constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$  del sustrato debe hallarse en el rango de  $2.2 < \epsilon_r < 12$ . Además, debe ser de bajas pérdidas de inserción con una pérdida tangencial menor que 0.005, en particular para aplicaciones de grandes arreglos [1].

La figura 1.5 permite realizar un análisis de la influencia del grosor y la constante dieléctrica relativa del sustrato en la ganancia y la eficiencia de una antena de microcintas. Se puede concluir que los sustratos menos gruesos, al presentar menor resistencia al paso de la onda, tienen menos pérdidas, trayendo consigo un incremento de la eficiencia de radiación, pero con la desventaja de poseer un ancho de banda pequeño. En los sustratos gruesos ocurre todo lo contrario, se reduce la eficiencia de radiación e incrementa el ancho de banda. Por otro lado se evidencia que un pequeño valor de  $\epsilon_r$  posee el mismo efecto que

un aumento del grosor del sustrato, y para valores mayores de  $\epsilon_r$  se comporta de igual forma que para sustratos más finos. Es por esto que para contrarrestar los inconvenientes que se ocasionan en cada caso, comercialmente se brindan sustratos gruesos de baja permitividad dieléctrica, pero al precio de un mayor tamaño de los elementos de la antena [1].

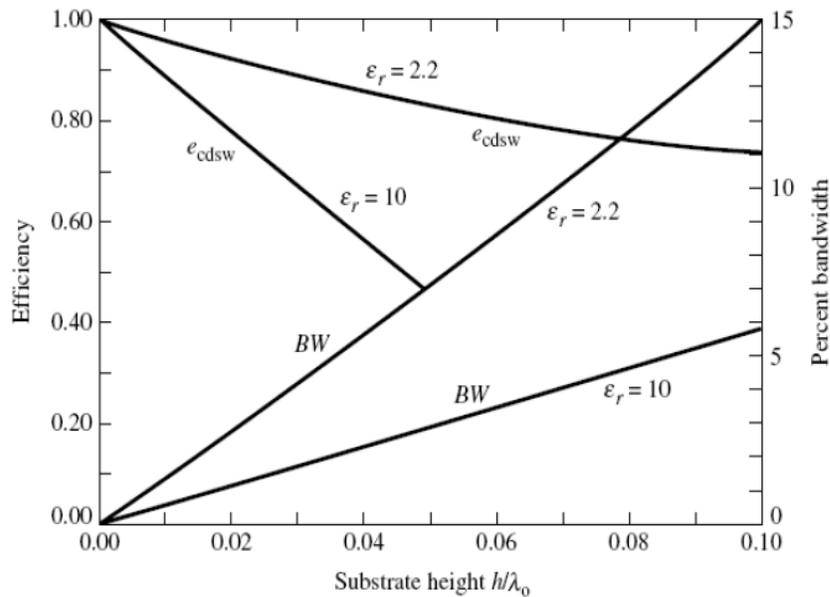


Fig. 1.5. Eficiencia y ancho de banda vs grosor del sustrato a frecuencia de resonancia constante para dos sustratos diferentes en una antena de microcintas de geometría rectangular.

Paralelamente, los sustratos delgados con altas constantes dieléctricas, son deseables para circuitos de microondas porque ellos requieren elementos de menor tamaño, que permiten minimizar las radiaciones y mejorar acoplamientos indeseables. Sin embargo, debido a sus grandes pérdidas, estos son menos eficientes y tienen anchos de banda relativamente menores [1].

### 1.9 Principio de funcionamiento.

Cuando el parche es excitado por una línea de alimentación, la carga se distribuye entre la parte inferior de la antena de microcintas y el plano tierra. En un instante determinado de tiempo las fuerzas de atracción entre la parte inferior del parche y el plano tierra tienden a sostener una gran cantidad de carga, la fuerza de repulsión empuja la carga al borde del parche, creando una gran densidad de carga en los bordes, estas son las fuentes del campo desbordado. Asumiendo que el campo eléctrico no tiene ninguna variación a lo largo de la

anchura y del espesor de la estructura de microcintas, el campo eléctrico excitado por el parche sería el mostrado en la figura 1.6 [6].

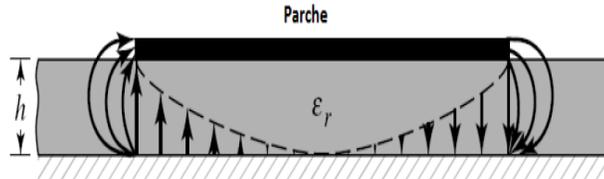


Fig. 1.6. Desbordamiento de los campos en el parche de una antena de microcintas.

La radiación del parche se atribuye principalmente a los campos desbordados entre el borde del parche y el plano de tierra. Los campos pueden resolverse con las componentes normales y tangenciales con respecto al plano tierra. Las componentes normales están desfasadas 180 grados debido a que la longitud de la línea del parche es  $\lambda/2$ , por consiguiente, la radiación del campo lejano producida en la dirección lateral es cancelada.

Las componentes tangenciales (aquellas paralelas al plano tierra) están en fase y los campos resultantes se suman para dar un máximo de campo radiado normal a la superficie de la estructura. Por consiguiente, el parche puede representarse por dos ranuras separadas a una distancia de  $\lambda/2$  como se muestra en la figura 1.7, excitadas en fase y radiando en la mitad del espacio sobre el plano tierra [6].

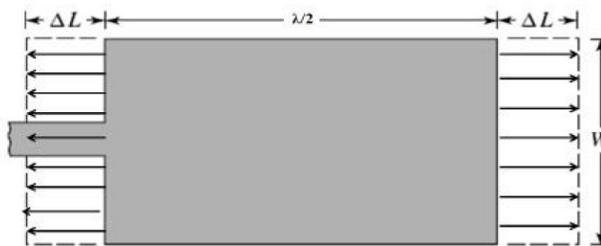


Fig. 1.7 Representación de la antena de microcintas.

### 1.10 Fortalezas y debilidades de las antenas de microcintas.

Una buena comprensión de las fortalezas y debilidades de este tipo de antenas, permite utilizarlas consecuentemente y obtener mejores resultados en su diseño, a menores costos para una aplicación determinada.

Muchas aplicaciones que cubren el amplio rango de frecuencias desde 100 MHz a 100 GHz, hacen uso de las antenas de microcintas. Algunas de las principales ventajas de estas antenas, en comparación con las antenas de microondas convencionales son:

- Peso ligero, bajo volumen, configuraciones de bajo perfil que pueden ser adaptadas a la forma de la estructura.
- Bajo costo de fabricación, lo que facilita su producción en masa.
- Permite lograr tanto polarización lineal como circular con alimentación simple.
- Fácil fabricación de las antenas con doble frecuencia y polarización dual.
- No requieren cavidad de respaldo.
- Fácilmente combinables con circuitos integrados de microondas.
- La línea de alimentación y la red de acoplamiento pueden ser fabricadas simultáneamente y coexistir conjuntamente.

Sin embargo, las antenas de microcintas también presentan algunas limitaciones en relación con las antenas de microondas convencionales:

- Ancho de banda limitado y problemas de tolerancia asociados.
- Baja ganancia (6dB).
- Gran pérdida de impedancia en la estructura de alimentación del arreglo.
- La mayoría de las antenas de microcintas irradian hacia la mitad del espacio interno.
- Se requieren complejas estructuras de alimentación para lograr arreglos de alto rendimiento.
- Baja capacidad de potencia (100 W).
- Excitación de ondas de superficie.
- Es más factible fabricar antenas de microcintas sobre un sustrato con alta constante dieléctrica, no obstante esto conlleva a que disminuya la eficiencia y se estreche el ancho de banda en “estructuras simples”.

Existen formas de minimizar el efecto de algunas de estas limitaciones. Por ejemplo, el ancho de banda puede ser incrementado hasta un 60% si se utilizan técnicas especiales, tales como la alimentación por proximidad y el acoplamiento por apertura, la utilización de ranuras en la antena, implementación con metamateriales, entre otras.

Las limitaciones en la baja ganancia y la baja potencia pueden ser eliminadas a través de una configuración de arreglos. Las limitaciones asociadas a las ondas de superficie, así como la baja eficiencia asociada a esta o independiente a la misma, el incremento del

acoplamiento mutuo, ganancia reducida y un patrón de radiación degradado pueden ser eliminadas usando estructuras “*bandgap*” fotónicas.

### 1.11 Técnicas de alimentación.

En este tipo de antenas se pueden utilizar diferentes formas de alimentación. Estas se dividen en dos grupos: alimentación por contacto y alimentación sin contacto. En las alimentaciones por contacto, la potencia de la radiofrecuencia se alimenta directamente a la antena mediante un elemento conductor, este es el caso de la alimentación por línea microcinta y por cable coaxial.

En el caso de las alimentaciones sin contacto, no existe un contacto directo entre la línea de alimentación y la antena, sino que el campo electromagnético es el encargado de transferir la energía electromagnética de la línea de alimentación a la antena, ejemplo de esto es la alimentación por acoplamiento por proximidad y la alimentación por acoplamiento de apertura. A continuación se describen cada una brevemente.

#### 1.11.1 Alimentación por línea de transmisión.

La forma más sencilla de alimentar una antena de microcintas es conectando una línea de microcinta directamente al borde de la antena, estando ambos elementos ubicados sobre el mismo sustrato, observe la figura 1.8.

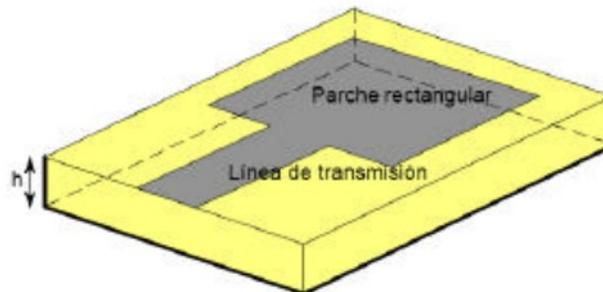


Fig.1.8 Alimentación mediante línea de microcinta.

La alimentación por línea de microcinta posee una serie de ventajas sobre otras técnicas de alimentación. Una de las características claves de esta tecnología es su fácil fabricación, gracias a que tanto la línea de alimentación como el parche, se encuentran impresos sobre el mismo sustrato. Además, el control de la impedancia de entrada en el borde del parche es muy fácil de lograr mediante la inserción de la alimentación en dicho parche [7].

El valor máximo de impedancia de entrada ocurre en el borde del parche, donde el voltaje es máximo y la corriente es mínima, los valores típicos oscilan entre 150-300  $\Omega$ . El valor mínimo (cero) ocurre en el centro del parche, donde el voltaje es cero y la corriente es máxima. Cuando se mueve el punto de alimentación desde el borde hacia el centro del parche, la impedancia de entrada de resonancia decrece gradualmente y llega a ser cero en el centro [1].

### 1.11.2 Alimentación por cable coaxial.

La alimentación mediante cable coaxial, es también ampliamente usada. Esta se realiza fijando el conductor de forma perpendicular al plano tierra; el conductor interno del coaxial atraviesa el sustrato y el plano tierra, sin hacer contacto con ellos, hasta ser soldado en un punto determinado de la antena, tal como se muestra en la figura 1.9. Es muy fácil de realizar y presenta pocas radiaciones espurias [1]. Asimismo, presenta facilidades de acoplamiento, debido al grado de libertad existente para colocar la alimentación dentro del área de la antena.

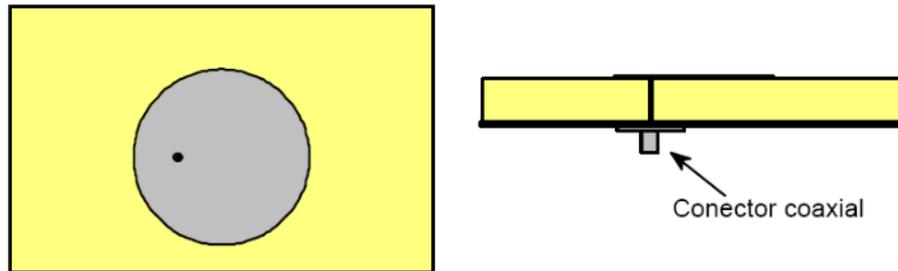


Fig.1.9 Alimentación mediante cable coaxial.

A pesar de todo lo antes mencionado, es un método difícil de realizar en la práctica debido a los agujeros que deben ser realizados tanto en el sustrato como en el plano tierra. El conductor interno debe ser introducido a través de los agujeros y soldado a la antena, procedimiento que introduce variaciones en la impedancia de la antena. Todas estas son operaciones muy delicadas ya que requieren un manejo cuidadoso, además el control mecánico de la conexión es muy difícil, especialmente para frecuencias altas. Este tipo de estructura se caracteriza por un ancho de banda estrecho y dificultad en su modelación, fundamentalmente en sustratos gruesos ( $h > 0.02\lambda_0$ ) [1].

### 1.11.3 Alimentación mediante acoplamiento por apertura.

Tanto la alimentación por línea de transmisión como por cable coaxial poseen asimetrías inherentes a las mismas, las cuales generan modos de mayor orden que producen radiaciones de polarización cruzada. Para superar algunos de estos problemas, se hace uso de la alimentación mediante acoplamiento por apertura [1]. Esta técnica de alimentación consiste en dos niveles diferentes de substratos, separados por un plano tierra ranurado, ver la figura 1.10. La línea de alimentación se encuentra en el substrato inferior, el cual debe ser más fino y poseer mayor constante dieléctrica.

La antena está ubicada en el substrato superior, el cual debe ser más grueso y de baja constante dieléctrica. Gracias a esta configuración la línea y el parche podrán ser optimizados por separado hasta cierto punto. El plano tierra ubicado entre los dos substratos aísla el alimentador del elemento radiante y minimiza la interferencia; en él existe una ranura perpendicular a la línea de alimentación, la cual permite que la línea se acople al parche electromagnéticamente, a diferencia del contacto directo. El acoplamiento entre la línea y la ranura se lleva a cabo a través de una rama correctora de impedancia variable en la línea de microcinta, conocida globalmente como “*stub*” (del inglés) y puede mejorarse en dependencia de la longitud del mismo.

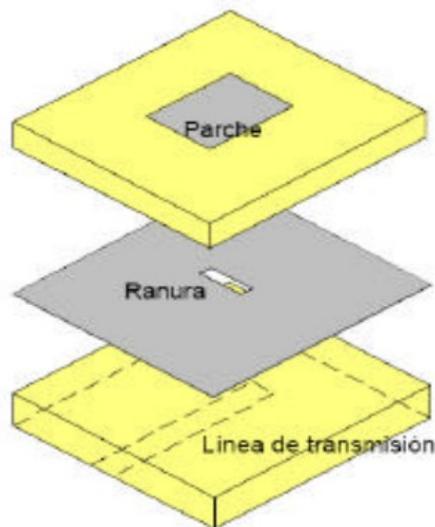


Fig. 1.10 Alimentación mediante acoplamiento por apertura.

El acoplamiento por apertura es, de las cuatro técnicas más usadas, la más difícil de fabricar y tiene además un ancho de banda estrecho, aunque llega a ser mayor que en las

alimentaciones por línea de microcinta y por coaxial. Su ventaja está dada en que evita las radiaciones de espurias [1].

#### 1.11.4 Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.

Este método de alimentación, análogamente al anterior, no utiliza el contacto directo de la línea de alimentación con el parche, con el fin de superar los inconvenientes de las técnicas por contacto directo [7].

El acoplamiento por proximidad emplea el acoplamiento electromagnético, el cual se logra mediante la ubicación del parche y la línea de alimentación en diferentes niveles de los substratos, observe la figura 1.11. La radiación de la línea de alimentación puede reducirse considerablemente mediante el uso de un substrato fino de alta permitividad dieléctrica; mientras que el substrato de la capa superior es más grueso y de baja permitividad dieléctrica, lo cual permite que se realce la radiación del parche. En este caso, la línea y el parche podrán ser optimizados por separado.

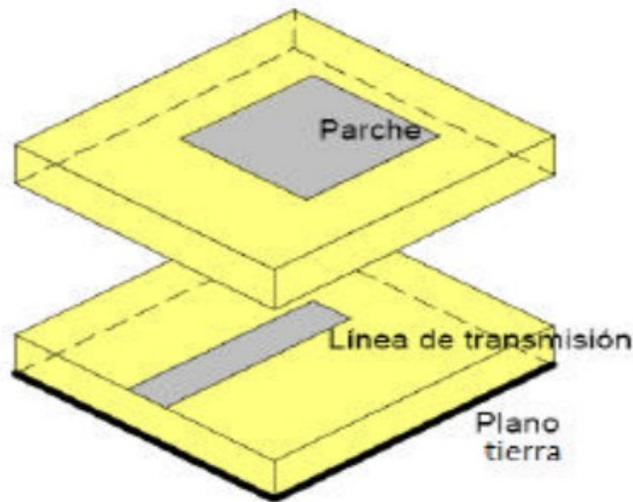


Fig.1.11 Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.

El acoplamiento por proximidad posee un gran ancho de banda, llegando a ser hasta de un 13%, es bastante fácil de modelar y posee bajas radiaciones espurias. Sin embargo, su fabricación es muy difícil. En este caso el acoplamiento se puede lograr mediante el control de la longitud del *stub* y la relación ancho de la línea-ancho del parche [1].

### 1.12 Arreglos de antenas.

Los arreglos de antenas se definen como una serie de antenas independientes unidas bajo ciertas condiciones, generalmente iguales y orientadas en la misma dirección, que son acomodadas en una disposición física determinada, relativamente cercanas unas respecto a otras, y además cada antena es manejada por un mismo sistema de separación (o combinador) de señal. Son capaces de concentrar la radiación en direcciones deseadas.

A menudo, un simple elemento radiador brinda patrones de ancho de banda, de directividad, ganancia y eficiencia inaceptables, por lo que las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario. Permiten además variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas (agrupaciones de barrido electrónico o *Phased Arrays*). Estos arreglos se clasifican como lineales, circulares, planos o tridimensionales, dependiendo de la posición de sus elementos.

Dos tipos básicos de arreglos de antenas son el uniforme y el no uniforme; en el uniforme cada elemento del arreglo es alimentado con una señal de igual amplitud y distribución diferencial de fase. Esta clase de arreglo presenta un lóbulo principal estrecho y por lo tanto mayor directividad, presenta también, un considerable número de lóbulos secundarios, por otro lado el arreglo no uniforme con diferente distribución de amplitud presenta un mayor control sobre los lóbulos secundarios.

Para excitar los arreglos de antenas, se requiere de una red alimentadora, la cual aplica señales de cierta amplitud y cierta fase a cada elemento. La amplitud deseada, se obtiene con el uso de amplificadores y la fase requerida por medio de cambiadores de fase.

Las antenas se deben diseñar con  $2^n$  elementos donde ( $n=1, 2, 4, 6, \dots$ ) para asegurar la simetría en el patrón de radiación como se muestra en la figura 1.12. También hay que tomar en cuenta la distribución de los elementos, de forma tal que estos puedan interconectarse con el puerto de alimentación de la antena.

Los arreglos son muy utilizados en las comunicaciones inalámbricas, ya que estas requieren de una buena ganancia, directividad y eficiencia. Con la disposición de un solo elemento, el patrón de radiación tiende a ensancharse lo cual provoca una considerable

disminución en cuanto a ganancia y directividad. A menudo un simple elemento radiador brinda patrones de ancho de directividad, ganancia y eficiencia inaceptables [8].

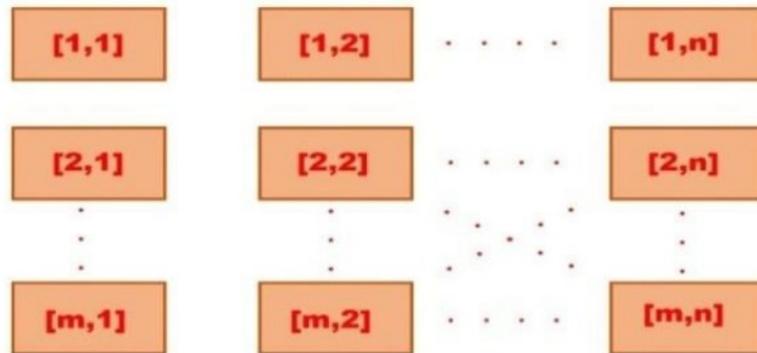


Fig. 1.12 Distribución de un arreglo  $m \times n$  elementos (Fuente: [9]).

### 1.13 Configuración de distintos tipos de arreglos de antenas de microcintas.

Una vez que se ha seleccionado la topología apropiada de la antena, el medio de alimentación (excitación) juega un papel importante. Se tiene una extensa variedad de mecanismos de alimentación disponibles, así como para el control de la distribución de energía en la estructura del arreglo. En el sistema de alimentación o red de distribución de potencia, se conocen dos geometrías de alimentación: en serie y paralelo.

#### 1.13.1 Redes de alimentación en serie.

La red de alimentación de un arreglo en serie, resulta fácil, ya que sólo requiere de un tipo de alimentación de microcinta. Existen dos diferentes configuraciones: la alimentación en la línea o la alimentación fuera de la línea como se muestra en la figura 1.13. El alimentador para la configuración fuera de la línea, se encuentra en paralelo a las antenas de microcintas. Las líneas entre antenas de microcintas deben ser de alta impedancia para no tener radiaciones espurias y las antenas de microcintas se separan media longitud de onda ( $90^\circ$  eléctricos). Se calcula la impedancia en la última antena de microcintas (parte inferior) que por lo regular es compleja, y se procede a realizar el acoplamiento con la impedancia de la fuente de  $50\Omega$ . La impedancia total de entrada de la antena es la contribución de las impedancias de cada antena de microcintas, donde cada uno se comporta como un circuito resonante [9]. Esta configuración ocupa un área muy pequeña y tiene pérdidas por inserción mínima, pero brinda muy poco control sobre la polarización y ofrece un ancho de banda

muy angosto. Posee múltiples aplicaciones, una de ellas es en equipos para la búsqueda (escaneo) de otros elementos transceptores.

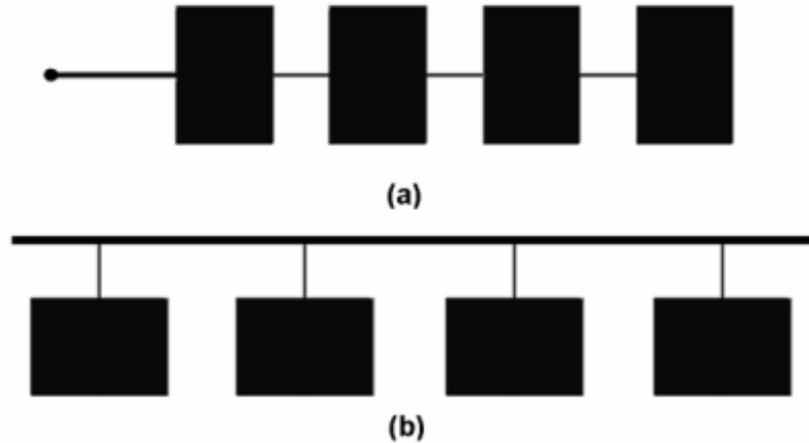


Fig. 1.13 Configuración en serie.

a) Alimentación en línea. b) Alimentación fuera de línea.

### 1.13.2 Redes de alimentación en paralelo.

La red de alimentación en paralelo está formada por elementos de microcintas con discontinuidades o cambios abruptos de impedancia. En la figura 1.14 se presentan otras dos configuraciones: la configuración interior-horizontal (figura 1.14 a) y la configuración interior-vertical (figura 1.14 b). En la configuración interior-horizontal, se insertan dos líneas de transmisión verticales de alta impedancia. Posteriormente se coloca la línea horizontal desplazada  $90^\circ$  eléctricos, con respecto al centro de las líneas verticales para eliminar los nulos en los campos. La línea horizontal se traza mediante una línea recta con  $n$  ancho inicial, la cual va optimizando el acoplamiento y por último se hace un doblez a la línea para incrementar su longitud eléctrica y acoplar la parte imaginaria de la impedancia. Se debe tener cuidado en evitar mover la distancia entre las antenas de microcintas, ya que ese parámetro modifica la ganancia. La configuración interior-vertical, sigue un procedimiento similar, con la diferencia que primero se insertan las líneas horizontales para unir las antenas de microcintas y luego se procede con la línea vertical, para optimizar tanto el ancho como el largo y acoplarse a  $50\Omega$  [9]. En este caso se agregan en la unión T y un Taper para disminuir la discontinuidad.

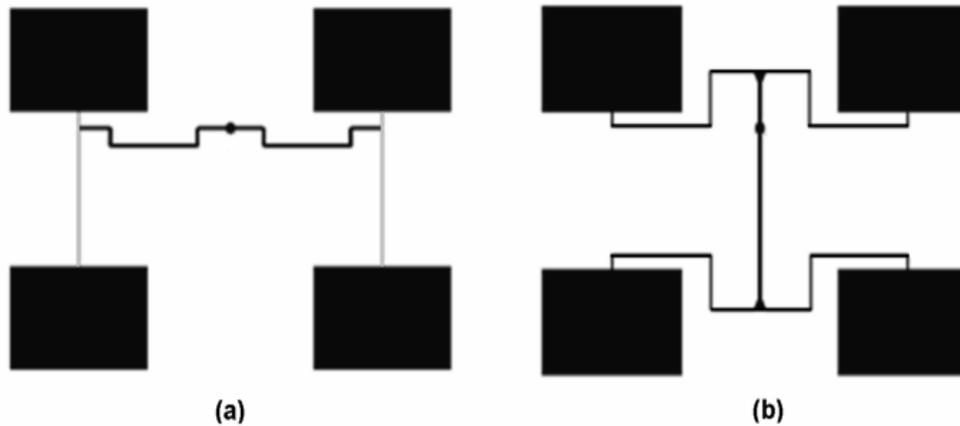


Fig.1.14. Configuraciones en paralelo. a) Interior-horizontal y b) Interior-vertical.

En la figura 1.15 se presentan otras dos configuraciones: la configuración interior-exterior (figura 1.15 a) y la exterior-exterior (figura 1.15 b). En estas configuraciones se siguen procedimientos similares a los anteriores. En la interior-exterior se insertan primero las líneas horizontales y se calcula la impedancia en la unión, que será la misma para el par de la parte superior y de la inferior. Posteriormente se diseña la red de acoplamiento y se aproxima por un Taper. La configuración exterior-exterior, se realiza de manera similar que la interior-exterior. Se insertan las líneas horizontales, se determina la impedancia en la unión de dos antenas de microcintas, se calcula la red de acoplamiento, se incluyen los Tapers para minimizar las discontinuidades, y se conectan efectuando un desfaseamiento de 180 grados [9].

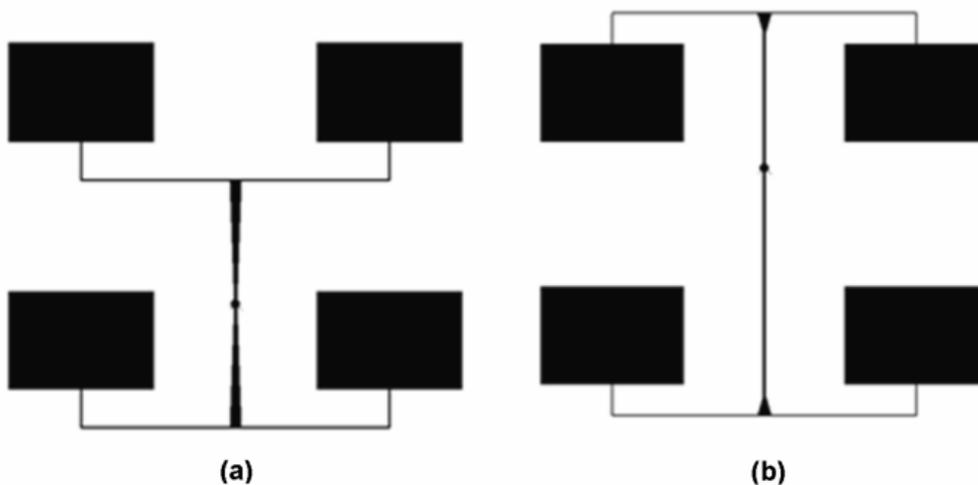


Fig.1.15 Configuraciones en paralelo. a) Exterior-interior y b) Exterior-exterior.

### 1.14 Divisores de potencias.

En el área de las telecomunicaciones se permite proponer soluciones en el manejo de la información a distancias, tales soluciones son complejos sistemas que condicionan la información para ser transmitida por medios guiados o no guiados.

Uno de los posibles bloques que conforman los sistemas de telecomunicaciones es el divisor de potencia, el cual es utilizado para obtener a partir de una señal varias señales de características correlacionadas, de modo que, se pueda disponer en  $n$  puntos diferentes de un circuito  $n$  señales con características semejantes a una señal de referencia.

Una de las aplicaciones típicas de los divisores de potencia es la alimentación de un arreglo de antenas, en estos sistemas es imprescindible que cada uno de los elementos del arreglo esté alimentado de forma equitativa y que todas las señales que llegan a cada uno de dichos elementos tengan las mismas características en cuanto a amplitud y fase. De igual manera el divisor de potencia permite alimentar una serie de antenas directivas para cubrir una mayor área de transmisión, en la figura 1.16 se ilustra este tipo de aplicaciones de los divisores de potencia.

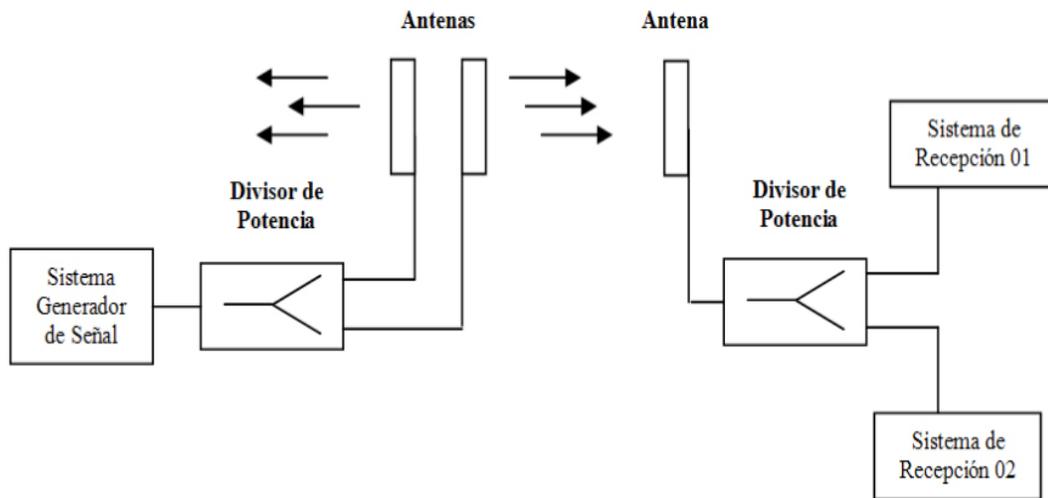


Fig.1.16 Aplicación típica de un divisor de potencia.

Tipos de divisores de potencia:

- Divisor de potencia unión-T.
- Divisor de potencia de Wilkinson.
- Divisor de potencia de cavidad resonante.

Sus características se presentan a continuación.

### 1.14.1 Divisor de potencia unión-T.

Es el divisor de potencia básico, su principio de funcionamiento radica en colocar  $n$  puertos de salida a un nodo donde llega el puerto de entrada o alimentación, la potencia de entrada se distribuye a los  $n$  puertos dependiendo de sus impedancias características. Es una solución conveniente para dividir señales en circuitos compactos.

En el diseño del divisor de potencia de unión-T las impedancias características de los puertos de salida deben ser tal que su equivalente en paralelo sea igual a la impedancia características del puerto de entrada, esto es a fin de evitar que en el nodo de unión de los puertos exista una señal reflejada al puerto de entrada o excitación, por tal motivo en primera instancia las impedancias de los puertos de salida no podrían ser igual a la impedancia del puerto de entrada, dado que en el nodo de unión se formaría un punto de desacople.

El divisor de potencia necesitara de varios acopladores de cuarto de onda en cada uno de los puertos de salida para obtener en cada uno de ellos una impedancia igual a la del puerto de entrada en caso de que este sea un requerimiento circuital deseado, en caso contrario, si el requerimiento circuital se cumple con la disposición de que la impedancia equivalente en el nodo de unión sea igual a la del puerto de entrada, el dispositivo facilitará grandes prestaciones en su función de divisor de potencia.

Una de las consideraciones que se debe tomar en cuenta, al momento de aplicar este dispositivo, es el pequeño margen de aislamiento entre los puertos de salida, esta situación se presenta dada las características del punto de unión o nodo, este punto es común a todos los puertos de salida y los relaciona muy estrechamente.

La proporción de división de potencia que se obtiene, en este tipo de dispositivo, viene dado por las impedancias de los puertos de salida en el nodo de separación de señales y su relación con la potencia de entrada y la impedancia característica del puerto de excitación, la ecuación que rige esta relación es la siguiente:

$$P_n = Z_c * \frac{P_{in}}{Z_n} \quad (1.10)$$

Donde

$P_n$  : es la potencia que se entrega por el puerto  $n$ .

$Z_n$  : la impedancia característica del puerto  $n$ .

$P_{in}$  : la potencia de entrada.

$Z_c$  : la impedancia característica del puerto de entrada.

En las figuras que se presentan a continuación, se muestran los dos casos típicos de divisor de potencia unión-T. La primera mostrada en la figura 1.17 tiene impedancias de salida distintas a la impedancia de entrada, diseñadas de manera que su impedancia equivalente sea igual a la impedancia de entrada. La segunda, figura 1.18, presenta un divisor de potencia con acopladores de cuarto de onda para obtener una impedancia características de los puertos de salida igual a la impedancia de entrada.

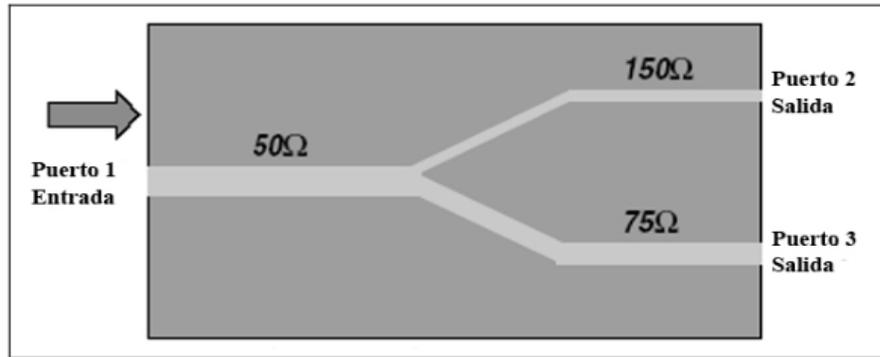


Fig.1.17. Divisor de unión-T 1:2.

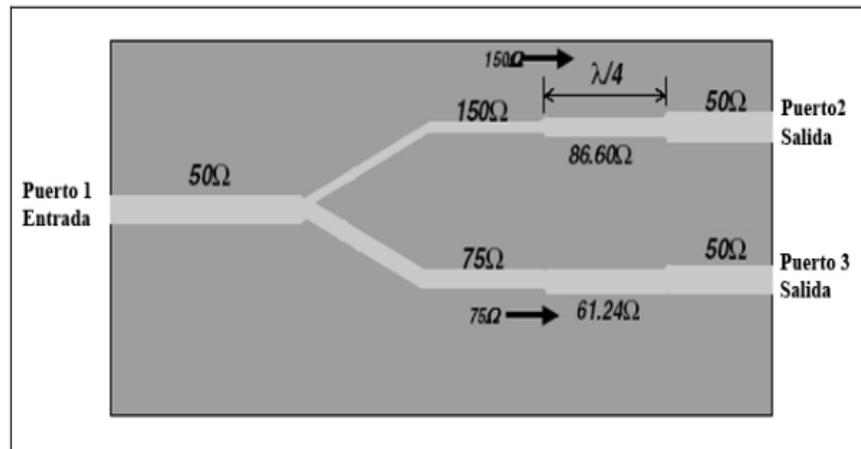


Fig.1.18 Divisor de unión T relación 1:2 con acopladores de cuarto de onda.

Estos divisores de potencia son ideales para alimentar un arreglo de antenas dispuestas sobre un mismo circuito planar, dado el pequeño espacio que ocupan dentro del circuito donde se aplique, cualquier desacople de impedancias puede ser resuelto con acopladores de cuarto de onda. Se debe tener cuidado con la separación con la que se colocan los

puertos de salida, dos puertos de salida muy próximos incrementan el problema de poco aislamiento entre las señales de salida.

### 1.14.2 Divisor de potencia de Wilkinson.

En 1960 Ernest Wilkinson publica una solución para el problema de la división de señales de RF, crea un modelo teórico-práctico de un divisor de potencia para las frecuencias alrededor a los 500 MHz, que viene a solucionar el problema de bajo aislamiento y dificultad en el acople que tiene el modelo de unión-T y presenta las características ideales de un divisor de potencia, que son, señales de salida con amplitudes equitativas y desfase equitativo.

Este divisor de potencia consiste en una línea principal de entrada que es dividida en  $n$  líneas de longitud cuarto de onda, al final de estas líneas de cuarto de onda unas resistencias son conectadas de forma radial entre cada una de las salidas de las líneas, uniéndolas en un modo común de punto flotante, este modo no está en contacto la tierra de las señales de salida. El modelo propuesto es en tres dimensiones, pero su propuesta ha sido llevada a la tecnología planar de manera que pueda implementarse en circuitos *microstrip*.

En la figura 1.19 se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson realizado en 1960.

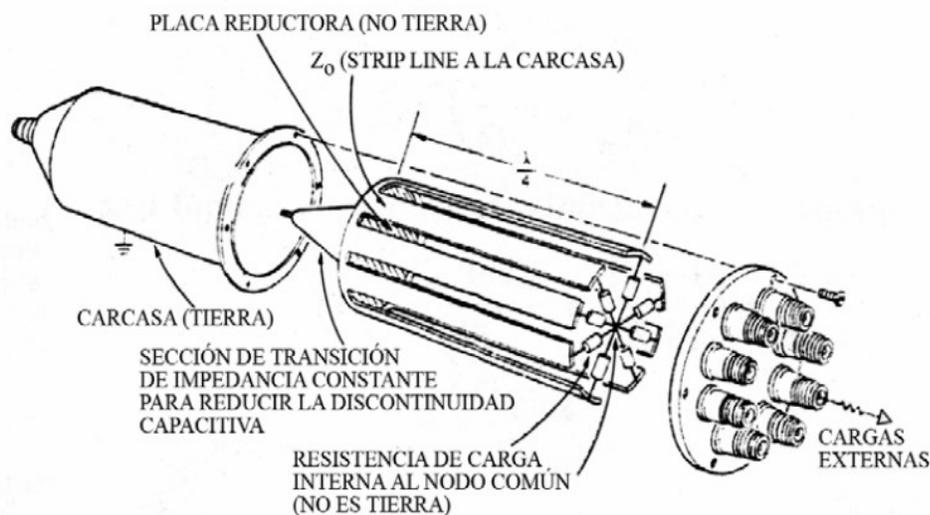


Fig. 1.19 Divisor de potencia de Wilkinson con resistencias a nodo común.

En la figura 1.20, se presenta el modelo de divisor de potencia de Wilkinson aplicado a la tecnología planar,  $Z_c$  viene a ser la impedancia característica de las líneas de transmisión, tanto de entrada como de salida.

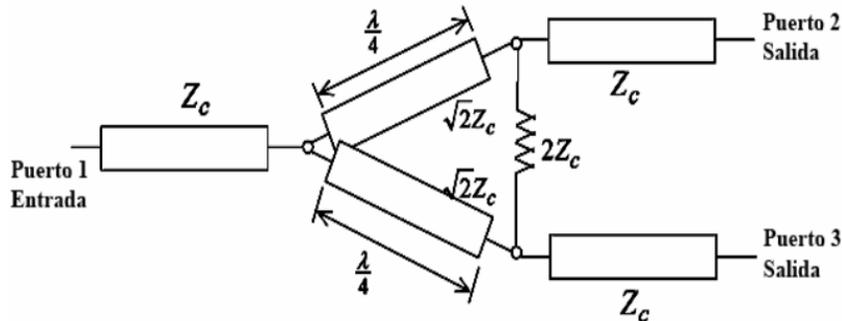


Fig. 1.20 Modelo planar del divisor de potencia de Wilkinson.

El principio de operación del Wilkinson consiste en: cuando una señal está alimentando al divisor de potencia esta es dividida, en virtud de la simetría, en señales de salida de igual magnitud e igual fase. No se disipará potencia alguna por las resistencias que unen las pistas con el punto flotante mientras las cargas estén acopladas con los puertos de salida, así entonces todas las líneas de salida estarán al mismo potencial.

Sin embargo, si llegase a ocurrir una reflexión en uno de los puertos de salida, la señal reflejada se dividirá: parte de ella viajara directamente a las salidas restantes a través de las resistencias de punto flotante y el resto de la señal reflejada viajara de regreso al puerto de entrada, que dividirá esta señal nuevamente en el punto de unión de las pistas de un cuarto de longitud de onda regresando nuevamente a los puertos de salida. Cuando el valor de las resistencias de punto flotante y la impedancia característica de las líneas de transmisión son apropiadamente escogidas, las dos partes de la onda reflejada son igual en amplitud, por tanto al llevar direcciones contrarias, ocurre la completa cancelación de la onda causada por el desacople.

### 1.14.3 Divisor de potencia de Cavidad Resonante.

Este modelo está basado en las propiedades de la cavidad resonante circular, que permite almacenar energía y dirigirla, según muestra conveniencia, a cualquier punto del circuito donde se necesite. Los criterios de diseño de este divisor de potencia se apoyan en una aproximación del modelo de cavidad resonante (paredes eléctricas y paredes magnéticas)

de un segmento circular. Este método fue planeado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta, y se ilustra en la figura 1.21.

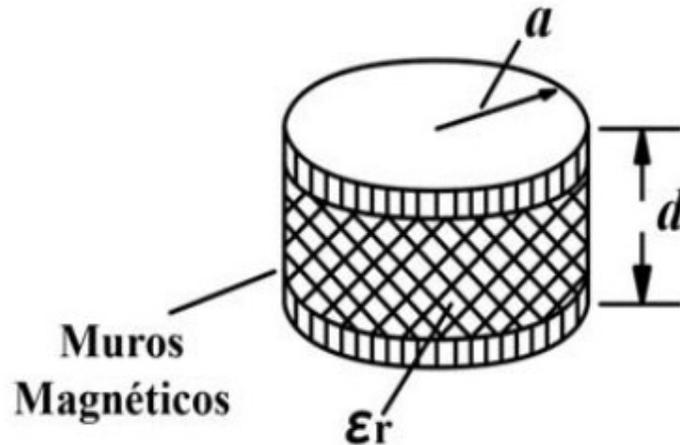


Fig. 1.21 Modelo de cavidad resonante de un segmento circular.

El planteamiento inicial, que se ilustra en la figura 1.22, se convirtió en un sector circular completo el cual es excitado desde el centro de su circunferencia, esto implica realizar una conexión desde la parte inferior de la lámina donde estará impreso el circuito microstrip, suponiendo una ruptura del plano tierra y una discontinuidad en la estructura planar del mismo, este modelo sería replanteado por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta para realizar el circuito con un sector circular el cual pueda ser excitado desde la misma placa donde reposa la cavidad resonante.

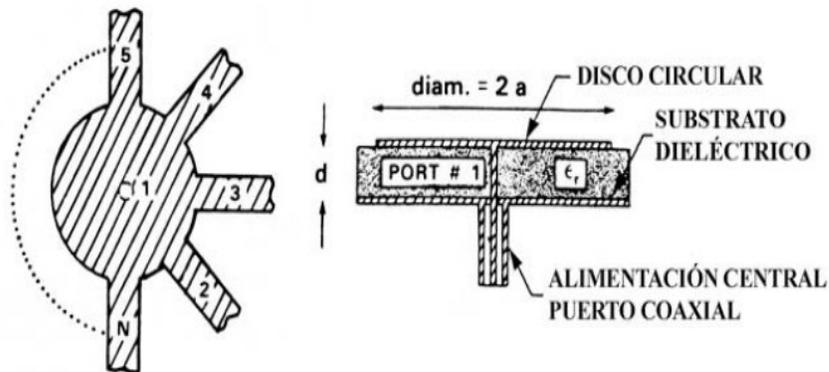


Fig. 1.22. Divisor de potencia de cavidad resonante. Primer planteamiento.

En esta aproximación, el campo existente en los márgenes de la circunferencia del disco es considerado para reemplazar el disco físico por un disco más largo que es rodeado por un perfecto muro magnético. El radio efectivo  $a$  del disco más largo está dado por la siguiente ecuación:

$$a = a_0 \left\{ 1 + \frac{2d}{\pi \epsilon_r a_0} [\ln(\pi a_0) + 1.7726] \right\}^{1/2} \quad (1.11)$$

Donde

$a_0$ : representa el radio físico.

$d$  : es la altura del sustrato dieléctrico.

$\epsilon_r$  : es la constante de permitividad del sustrato dieléctrico bajo disco.

Esta aproximación permite obtener la expresión analítica de impedancia que relaciona los puertos del divisor de potencia, basándose en la expresión para la impedancia que involucra a la función de Green de dos dimensiones para un segmento circular con muros magnéticos desarrollada por Mohamed Abouzahra y Kuldip Gupta y que se muestra a continuación:

$$Z_{ij} = \frac{1}{W_i W_j} \int_{-w_i}^{w_i} \int_{-w_j}^{w_j} G(S_i/S_j) ds_i ds_j \quad (1.12)$$

Donde

$W_i$  y  $W_j$  :representan el ancho efectivo de los puertos  $i$  y  $j$ , respectivamente.

$ds_i$  y  $ds_j$  :son distancias incrementales a lo largo del ancho de los puertos.

### 1.15 Criterios para la selección de un modelo de divisor de Potencia.

Al momento de diseñar un divisor de potencia se plantean unas directrices iniciales, las mismas deben tratar de cumplirse con el mayor grado de exactitud que el circuito permita. Estos lineamientos de diseño son:

- Para el caso planteado, se espera que el circuito divisor de potencia funcione para la frecuencia de 2.4 GHz.
- Impedancia característica de 50  $\Omega$  para la línea de transmisión del puerto de entrada y para las líneas de transmisión de los puertos de salida.
- Si se tienen  $n$  salidas para un divisor de potencia, idealmente, se debe tener en cada una de las salidas el equivalente de la potencia de entrada dividido entre  $n$ , esto es

$$P_n = P_{in}/n.$$

- Basados en el tercer lineamiento se tiene que para un divisor de potencia de relación 1:2 los parámetros  $S_{1n}$  teóricos, pertenecientes a la matriz de dispersión deberán tener un valor aproximado a  $(-3.01 \pm 0.5)$  dB.
- Basados en el tercer lineamiento se tiene que para un divisor de potencia de relación 1:3 los parámetros  $S_{1n}$  teóricos, pertenecientes a la matriz de dispersión deberán tener un valor aproximado a  $(-4.77 \pm 0.5)$  dB.
- Una relación de onda estacionaria (ROE) en el puerto de entrada de  $1.5 \pm 0.3$  (valor típico para divisores de potencia).
- Pérdidas de inserción con un valor aproximado de  $(1.5 \pm 0.5)$  dB.
- El circuito deberá ser de optima aplicación para la tecnología que se plantea utilizar, en este caso circuito planar (tecnología *microstrip*).

## CAPITULO 2 . DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS DE MICROCINTAS DE DOS ELEMENTOS.

En este capítulo se aborda el diseño de un arreglo de antenas de microcintas con geometría rectangular para que opere a la frecuencia de 2.4 GHz. Inicialmente se procede a diseñar una antena de microcintas con geometría rectangular para la banda de 2.4 GHz alimentada por línea de transmisión, y luego de optimizarla, es reproducida para lograr dicho arreglo. Posteriormente se trabaja en el diseño de un divisor de potencia de unión-T para alimentar el arreglo de antenas. Finalmente se muestran todos los resultados correspondientes a las simulaciones de los elementos diseñados utilizando el *software* HFSSv15.

### 2.1 Diseño de un elemento alimentado por línea de transmisión.

Basado en el método de diseño aplicado por David Pozar [10], se realiza el diseño del primer elemento del arreglo de antena, a continuación se muestran los pasos que se tuvieron en cuenta para realizar el diseño del primer elemento.

- Cálculo de la longitud de onda de la antena.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} = 125 \text{ mm} \quad (2.1)$$

Donde

$c$ : velocidad de la luz ( $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ ).

$f_r$ : frecuencia trabajo (2.4 GHz).

- Cálculo del ancho de la antena de microcintas.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{V_0}{2f_r} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

Donde

$V_0$ : velocidad de fase (30).

$\epsilon_r$  : permitividad eléctrica (4.5).

Utilizando la ecuación (2.2) se obtuvo que el ancho de la antena es  $W = 37.69 \text{ mm}$ .

- Cálculo del largo de la antena.

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.3)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

Donde

$h$ : altura de la antena.

$w$ : ancho de la antena.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.142 * \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.5)$$

Luego de utilizar las ecuaciones planteadas anteriormente se obtuvo que el largo de la antena es  $L = 29.46 \text{ mm}$ .

En las tablas 2.1, 2.2, 2.3 y 2.4 se muestran los datos que se tuvieron en cuenta para el diseño de la antena.

Tabla 2.1 Dimensiones de la antena.

Ancho de la antena	37.69 mm
Largo de la antena	29.46 mm
Altura de la antena	0.035 mm

Tabla 2.2 Dimensiones de la línea de alimentación.

Ancho de la línea	2.86 mm
Largo de la línea	7.75 mm
Altura de la línea	0.035 mm

Tabla 2.3 Dimensiones del sustrato.

Ancho del sustrato	44 mm
Largo del sustrato	45 mm
Altura del sustrato	1.5

Tabla 2.4 Dimensiones del plano tierra.

Ancho del plano tierra	44 mm
Largo del plano tierra	45 mm
Altura del plano tierra	0.035 mm

### 2.1.1 Simulación de un elemento alimentado por línea de transmisión.

Luego de implementar el diseño en el *software* de simulación, en la figura 2.1 se muestra como queda la antena individual.

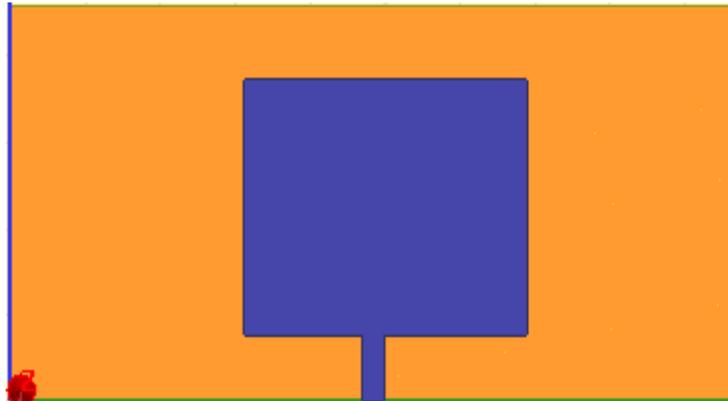


Fig. 2.1 Diseño de la antena alimentada por línea de transmisión.

A continuación se muestran los resultados correspondientes a los parámetros principales de la antena. El primer parámetro que se muestra son las pérdidas de retorno (figura 2.2).

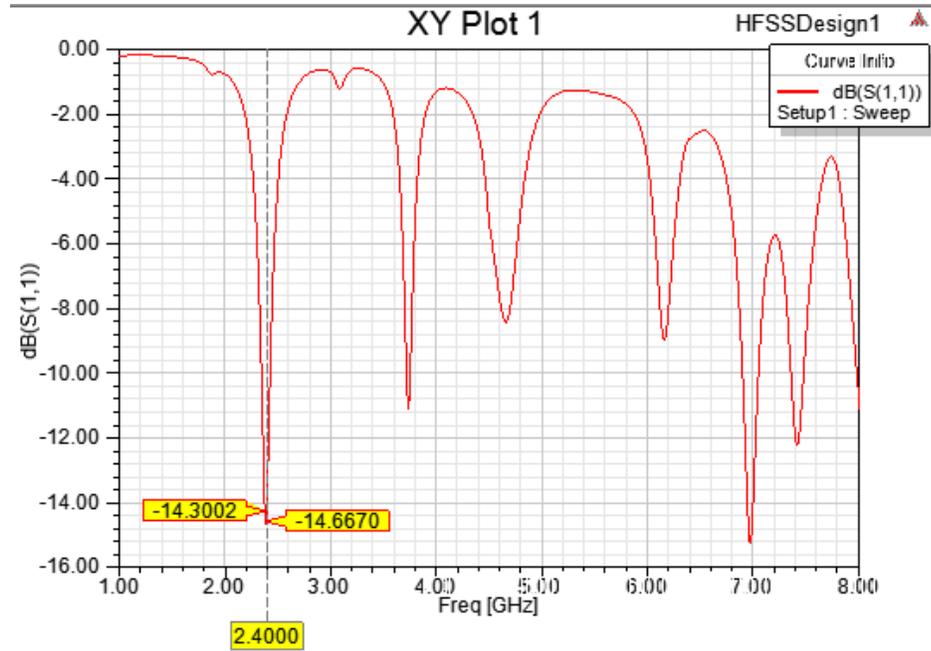


Fig.2.2 Pérdidas de retorno.

El criterio para estimar el acoplamiento de la antena es que  $S_{11}$  sea menor que -10 dB, y se observa que  $S_{11}$  tiene un valor de -14.6670, este es un valor aceptable ya que valores menores que -10 dB demuestran un buen acoplamiento entre la impedancia de entrada y la impedancia en la carga por lo que existe máxima transferencia de potencia.

En las figura 2.3 y la figura 2.4 se presentan la ganancia y la directividad de la antena individual alimentada por línea de transmisión.

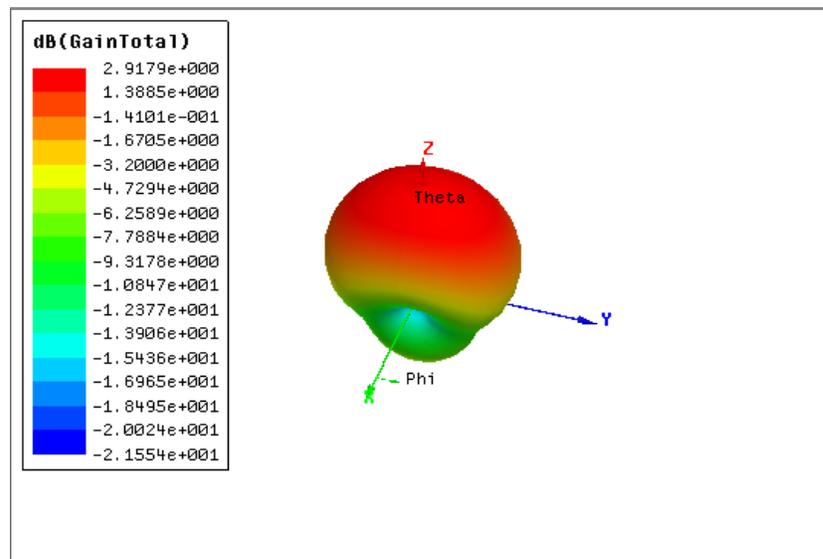


Fig.2.3 Ganancia de la antena individual.

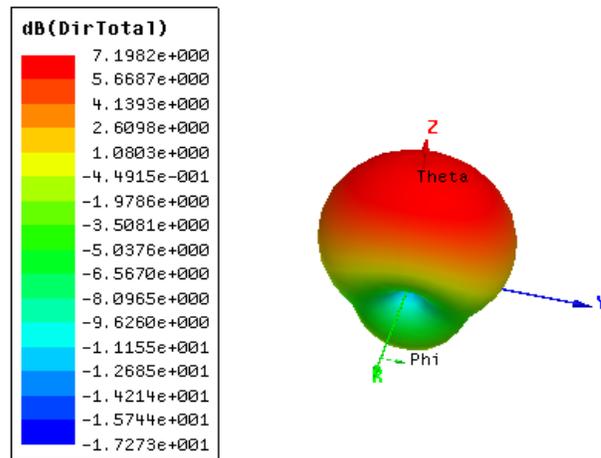


Fig.2.4 Directividad de la antena individual.

Como se puede observar en la figura 2.3 el patrón de radiación de la ganancia del primer elemento del arreglo tiene un valor de 2.9179 dB, un valor aceptable, ya que la ganancia de estas antenas no es muy alta, esa constituye una de sus desventajas y es una de las razones por las cuales este tipo de antena se debe implementar en un arreglo, buscando mejorar los valores de la ganancia. En la figura 2.4 se observa que la directividad de la antena es de 7.1982 dB.

Una de las cuestiones más complicadas cuando se diseñan antenas para cubrir un ancho de banda relativamente grande es precisamente mantener estables los valores de las partes real e imaginaria de la impedancia de entrada. En la figura 2.5, se muestran los valores de impedancia obtenidos para la frecuencia central.

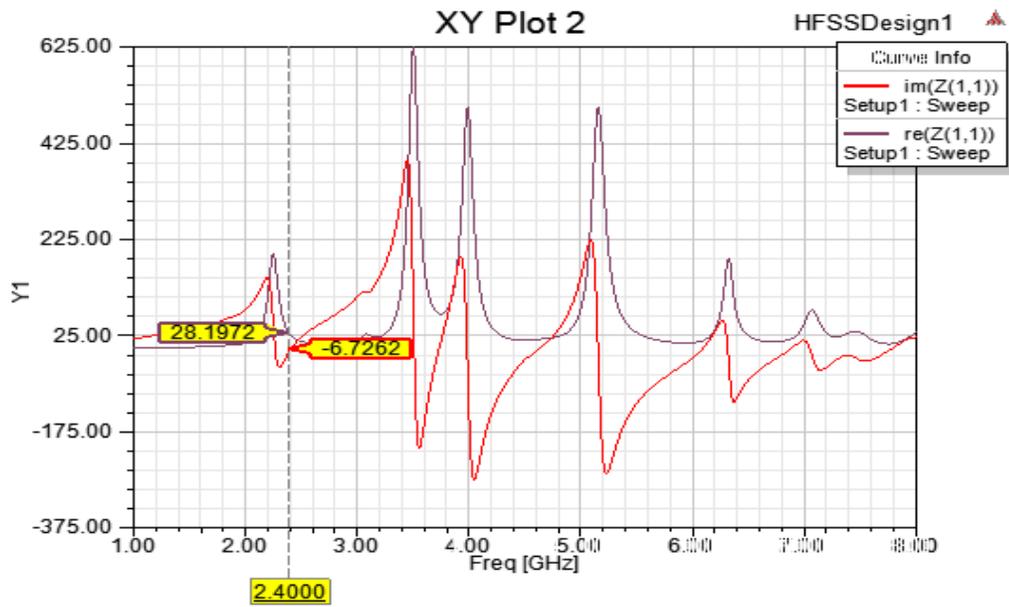


Fig.2.5 Impedancia de entrada.

Como se aprecia los valores de impedancia se mantienen en un rango menor que  $50 \Omega$  (la parte real) y que  $0 \Omega$  (la parte imaginaria), los cuales no son valores admisibles, ya que la parte real debería estar lo más cercana a  $50 \Omega$  y la parte imaginaria a  $0 \Omega$  para que exista un acoplamiento perfecto y haya máxima transferencia de potencia. Como se observa en la figura 2.5 la parte real tiene un valor de 28.1972 y la parte imaginaria -6.7262 por lo que existe un desacople de impedancia.

Mediante la figura 2.6 se puede determinar el ancho de banda a la cual opera la antenna.

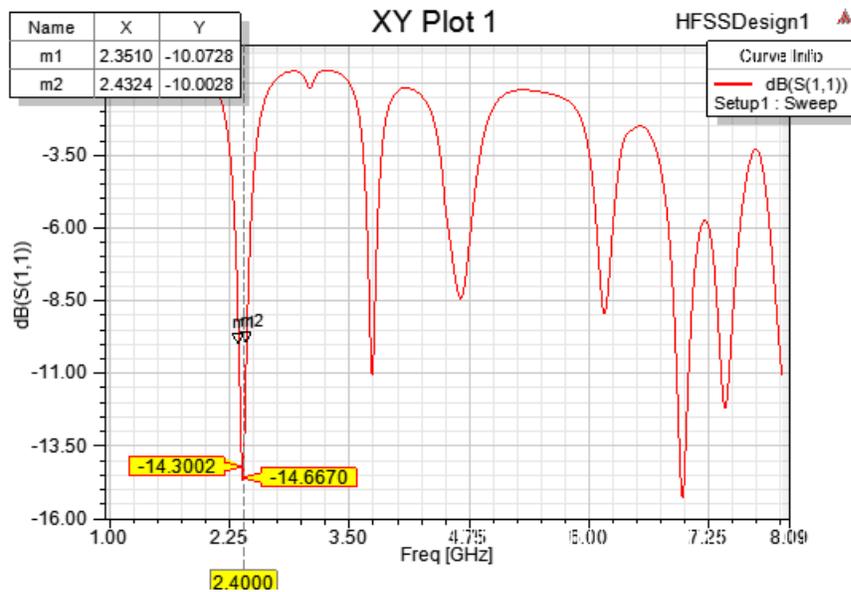


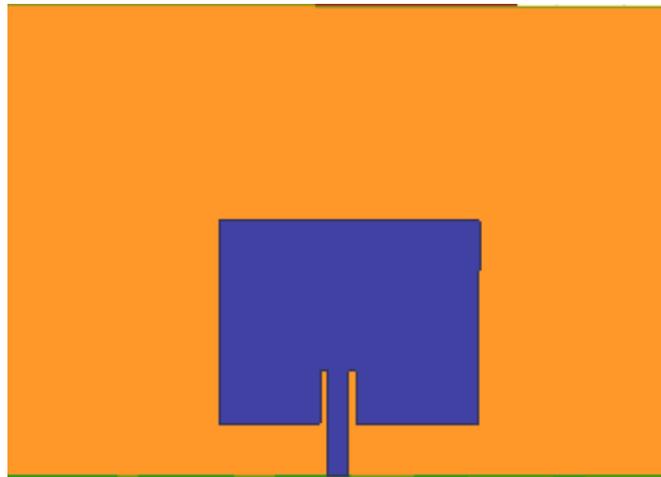
Fig.2.6 Ancho de banda.

Como se determinó el ancho de banda es de 81.4 MHz lo cual es un valor pequeño pero típico para la antena de microcintas alimentadas por líneas de transmisión las cuales no tienen un gran ancho de banda.

De los resultados expuestos anteriormente se puede concluir que aunque la antena tiene valores de pérdidas de retorno y ganancia aceptables, los valores de la impedancia de entrada en la antena no son buenos por lo que no va a existir un buen acoplamiento, por lo que se propone variar el punto de alimentación buscando valores de impedancia de entrada aceptables, en el siguiente epígrafe se muestran los resultados obtenidos después de realizar estas variaciones.

### **2.1.2 Variando el punto de alimentación.**

Debido a que los valores de impedancia de la antena diseñada no son aceptables se procede a variar el punto de alimentación buscando mejorar estos valores. En la figura 2.7 se muestra como queda la antena después de las variaciones.



*Fig.2.7 Antena de microcintas.*

Las pérdidas de retorno fue un parámetro que sufrió variaciones pequeñas, en la figura 2.8 se muestra como queda este parámetro.

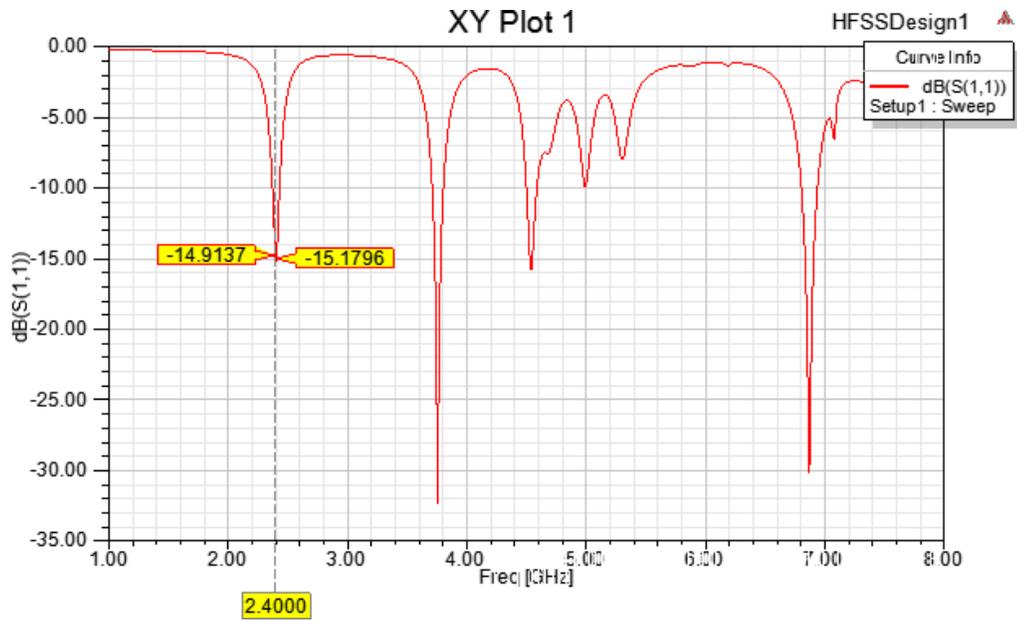


Fig.2.8 Pérdidas de retorno.

Como se puede observar el parámetro  $S_{11}$  mejoró alcanzando un valor de -15.1795.

En la figura 2.9 se muestra como la impedancia de entrada varió debido a las variaciones en el punto de alimentación.

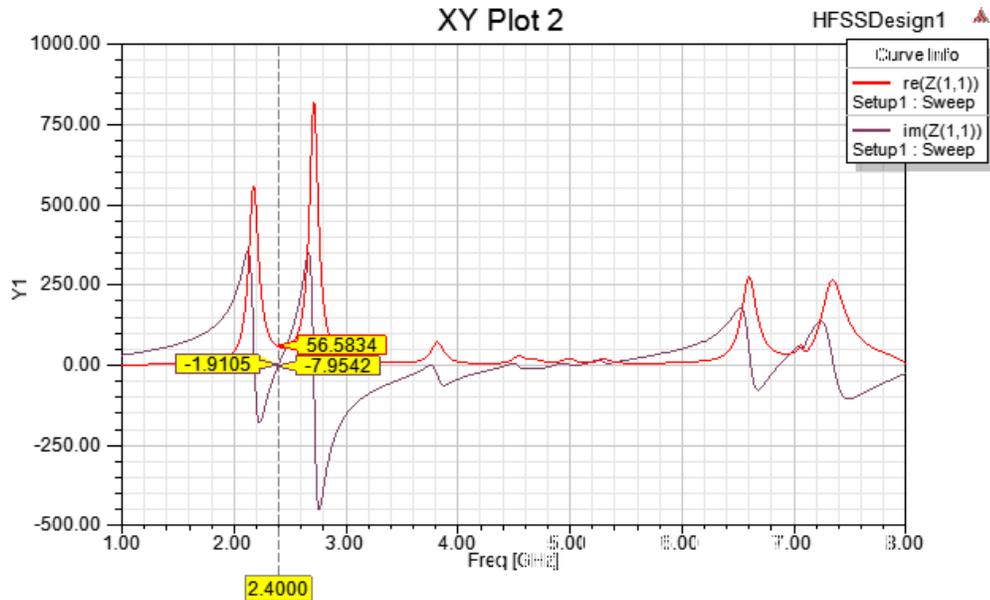


Fig. 2.9 Impedancia de entrada.

Como se observa la parte real de la impedancia de entrada da un valor aceptable, 56.5834 y la parte imaginaria -1.9105, con estos valores va a existir un buen acoplamiento de

impedancias y por lo tanto va a existir máxima transferencia de potencia y esto debe incidir en la ganancia de la antena.

En la figura 2.10 se muestra la ganancia de la antena. Se puede observar como la ganancia aumento a 3.4973 este se debe a que existe un perfecto acoplamiento, esta ganancia es típica de este tipo de antenas.

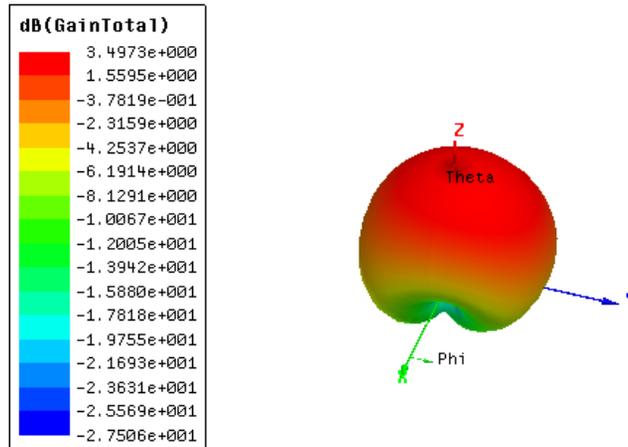


Fig. 2.10 Ganancia de la antena.

La figura 2.11 muestra la directividad de la antena. La directividad fue un parámetro que no sufrió variaciones notables, como se muestra tiene un valor de 7.5494 dB.

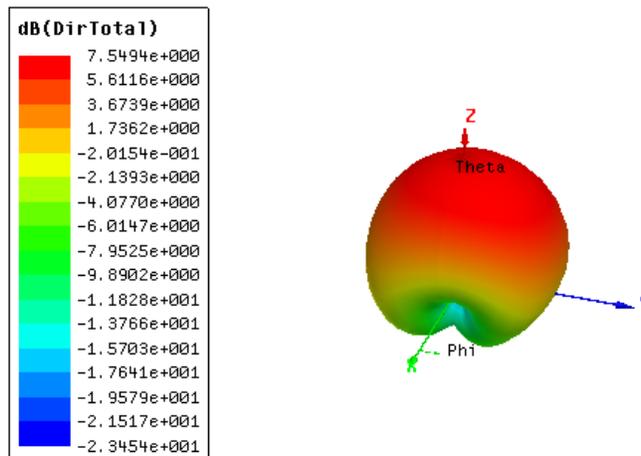


Fig. 2.11 Directividad de la antena.

Variando el punto de alimentación se logró que la antena alcanzara valores de impedancia de entrada cercanos a los deseados, y por lo tanto existe un perfecto acoplamiento entre la impedancia de entrada y la impedancia en la línea, por lo tanto existe máxima transferencia

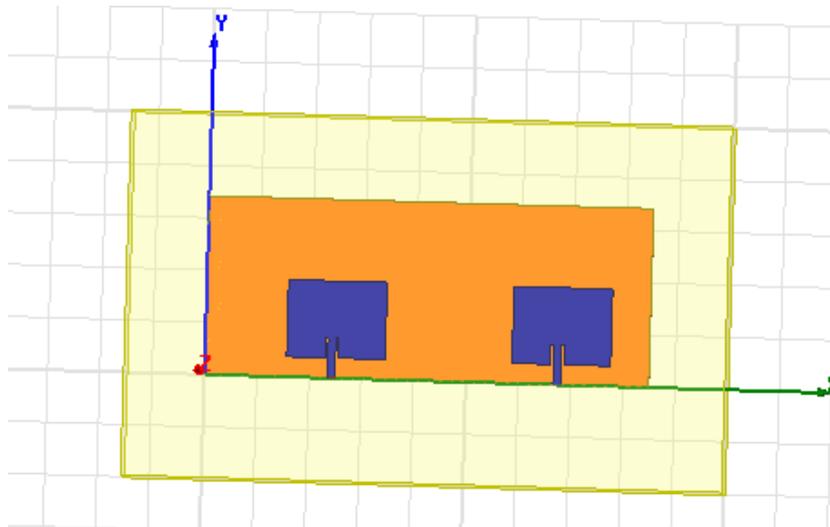
de potencia, esto influyó en la ganancia de la antena la cual aumento y en la pérdidas de retorno que disminuyó.

## 2.2 Diseño y simulación de un arreglo de dos elementos alimentados de forma individual.

En el siguiente epígrafe se muestran los resultados obtenidos en la simulación para un arreglo de 2x1 elementos alimentados de forma individual. Con el aumento de los elementos se espera mejorar la directividad y la ganancia de la antena. Para agregar el segundo elemento del arreglo se realizó una copia del primer elemento. Se tuvo en cuenta la distancia a la cual se debía colocar el segundo elemento, ya que si están muy separados actúan como elementos individuales y si están muy cerca se produce interferencia en el comportamiento de los elementos, el espacio  $d_p$  ideal entre los elementos debe ser:

$$\frac{\lambda_0}{10} < d_p < \lambda_0 - w$$

Después de realizar un análisis paramétrico para las diferentes distancias se determinó que la distancia adecuada a la cual se debería ubicar las antenas para que la ganancia fuera máxima es de 48.3 mm, la figura 2.12 se muestra como quedan ubicados los dos elementos de la antena alimentados de forma individual.



*Fig.2.12 Los dos elementos del arreglo.*

La figura 2.13 muestra la ganancia del arreglo de antena para la distancia a la cual la ganancia es máxima que es 48.3 mm, como se ve la ganancia aumento a 6.38 dB. Teóricamente se obtienen 3 dB de aumento de ganancia al duplicar el número de elementos del arreglo, es decir con 2 antenas se ganan 3 dB, con 4 se ganan 6 dB, en la realidad es

siempre menor debido a las pérdidas del acoplador, los cables y a la separación de las antenas.

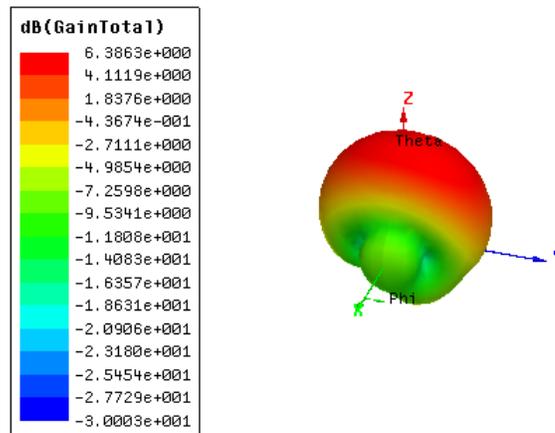


Fig.2.13 Ganancia de los dos elementos.

### 2.3 Diseño y simulación del divisor de potencia unión-T.

La figura 2.14 muestra el diseño del divisor de potencia unión-T el cual se utilizará para alimentar las dos antenas de microcintas con geometría rectangular. Este divisor se diseñó y simuló de forma independiente y después de observar los principales parámetros que caracterizan un divisor se montó en el arreglo de antena. La alimentación comienza con una línea de  $50 \Omega$ , esta se bifurca para llevar la energía hacia cada antena convirtiendo la impedancia de entrada a cada elemento a un valor de  $100 \Omega$ . Teniendo en cuenta que, como ya se mencionó, para la implementación del arreglo se reprodujo la antena diseñada por lo cual fue necesario diseñar el transformador original de  $\lambda/4$  para acoplar la impedancia resultante en el punto de bifurcación con la línea de  $100 \Omega$  y así obtener a la salida del transformador los  $50 \Omega$ .

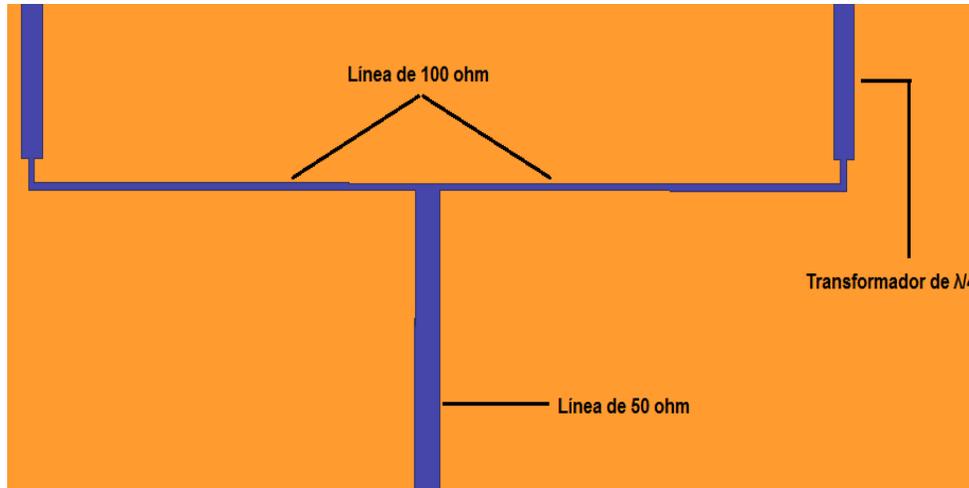


Fig. 2.14 Diseño del divisor de potencia unión-T.

Para el diseño del transformador de  $\lambda/4$  se tiene en cuenta la impedancia de entrada y la impedancia que se quiere a la salida, como se quiere alimentar el arreglo de antenas con  $50 \Omega$ , esa será la impedancia que se tendrá a la salida y a la entrada del transformador se tendrá una impedancia de  $100 \Omega$ , estas impedancia se relacionan con la siguiente fórmula

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}Z_{out}}$$

Donde:

$Z_{in}$ : Es la impedancia a la entrada del transformador.

$Z_{out}$ : Es la impedancia a la salida del transformador.

La tabla 2.5 muestra los valores con los que se diseñó originalmente el divisor de potencia.

Tabla 2.5 Dimensiones del divisor de potencia.

Nombres	Valor (mm)
Ancho de la línea de $50 \Omega$	2.86
Largo de la línea de $50 \Omega$	55
Ancho de la línea de $100 \Omega$	0.6755
Largo de la línea de $100 \Omega$	42
Ancho del transformador de $\lambda/4$	2.362
Largo del transformador de $\lambda/4$	26.6

Después de optimizar el divisor de potencia se obtuvieron los siguientes resultados. En la figura 2.15 se muestra los valores de  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  y  $S_{23}$

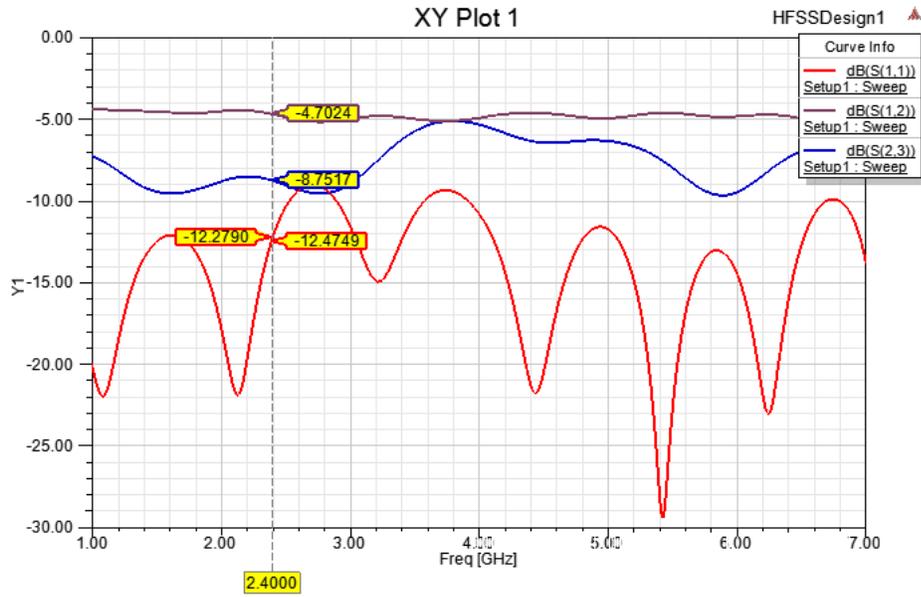


Fig. 2.15. Parámetros que caracterizan el divisor.

En las figura 2.16 y figura 2.17 se muestran los valores de impedancia a la salida en los puertos 2 y 3 respectivamente.

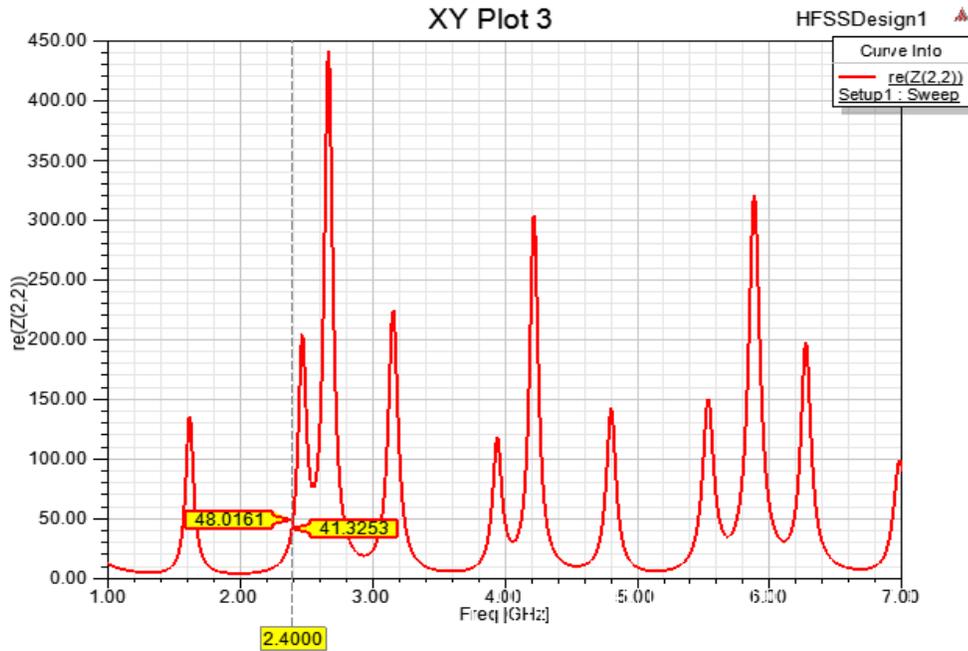


Fig. 2.16. Impedancia de salida en el puerto 2.

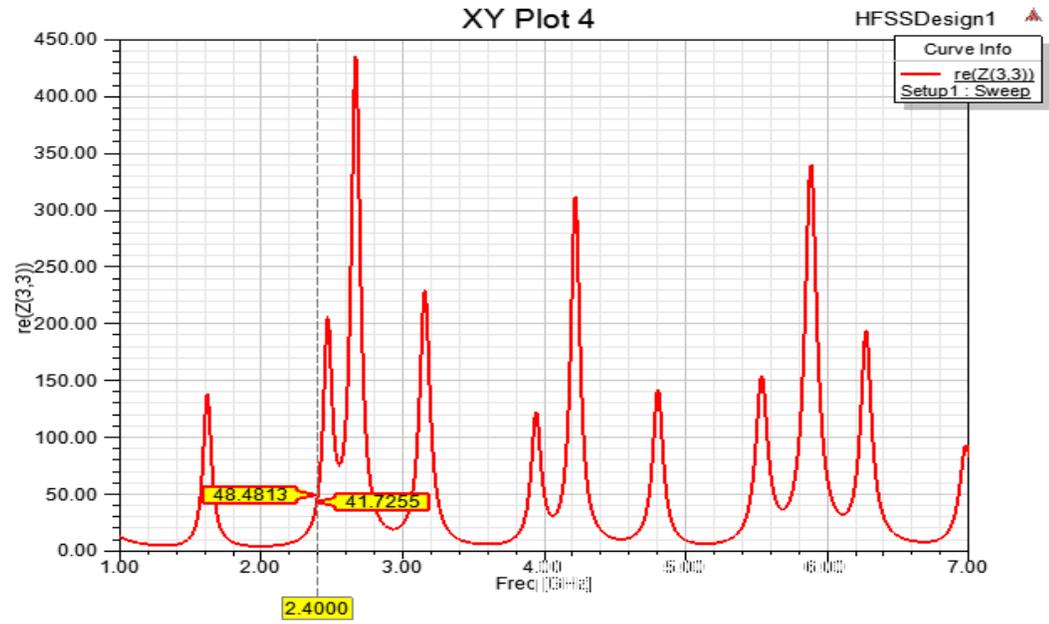


Fig. 2.17. Impedancia de salida en el puerto 3.

Los gráficos anteriores demuestran que en cada puerto de salida del divisor se obtiene una impedancia equivalente a los  $50\Omega$ , que es el valor con el cual se piensa alimentar el arreglo de antena. En el puerto 2 se refleja una impedancia de 48.0161 y en el puerto 3 se refleja una impedancia de 48.4813. Por lo que se puede afirmar que el divisor cumple con los requerimientos para el que fue diseñado.

#### 2.4 Diseño y simulación del arreglo de dos elementos alimentados por un divisor de potencia unión-T.

La figura 2.18 muestra el diseño del arreglo de antenas alimentado por el divisor de potencia de unión-T y en las figuras 2.19, 2.20, 2.21, 2.22 y 2.23 se aprecian los parámetros de esta.

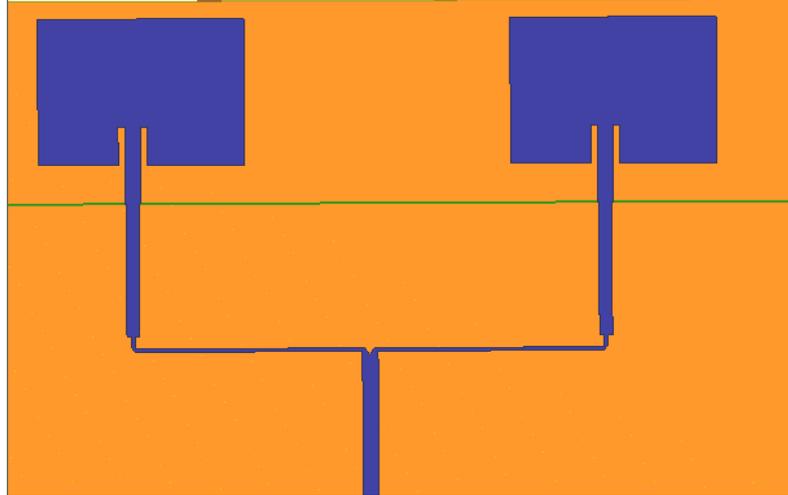


Figura 2.18 Diseño completo de la antena.

En la figura 2.19 se muestra las pérdidas de retorno la cual tiene un valor de -18.491 dB.

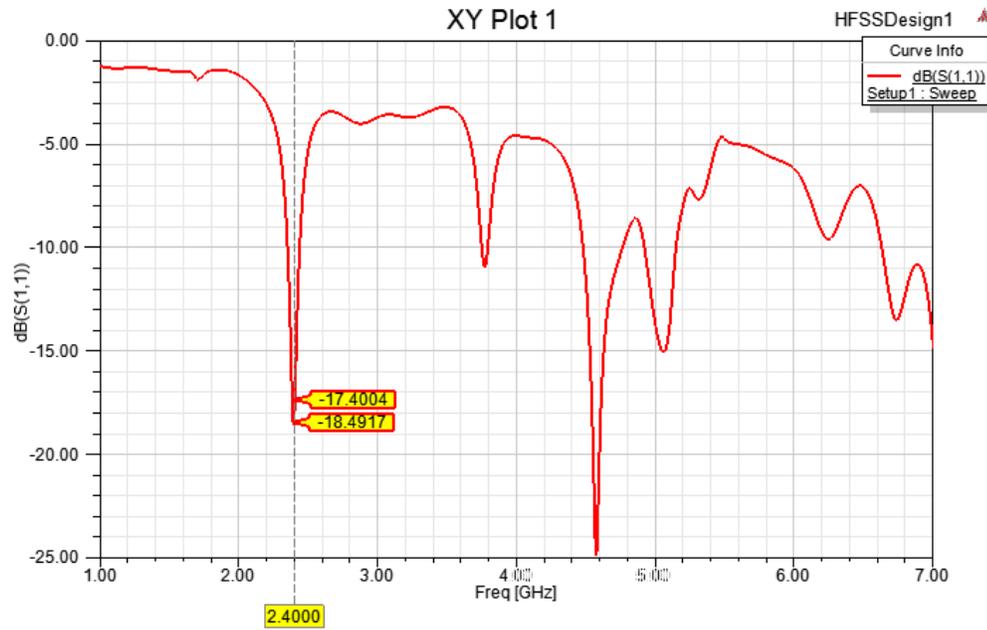


Fig. 2.19 Pérdidas de retorno.

En la figura 2.20 se muestra que se ha logrado un acoplamiento de impedancia satisfactorio arrojando un valor de la parte real de 62.4555 y la parte imaginaria de -5.3954. Estos valores influyen en las pérdidas de retorno.

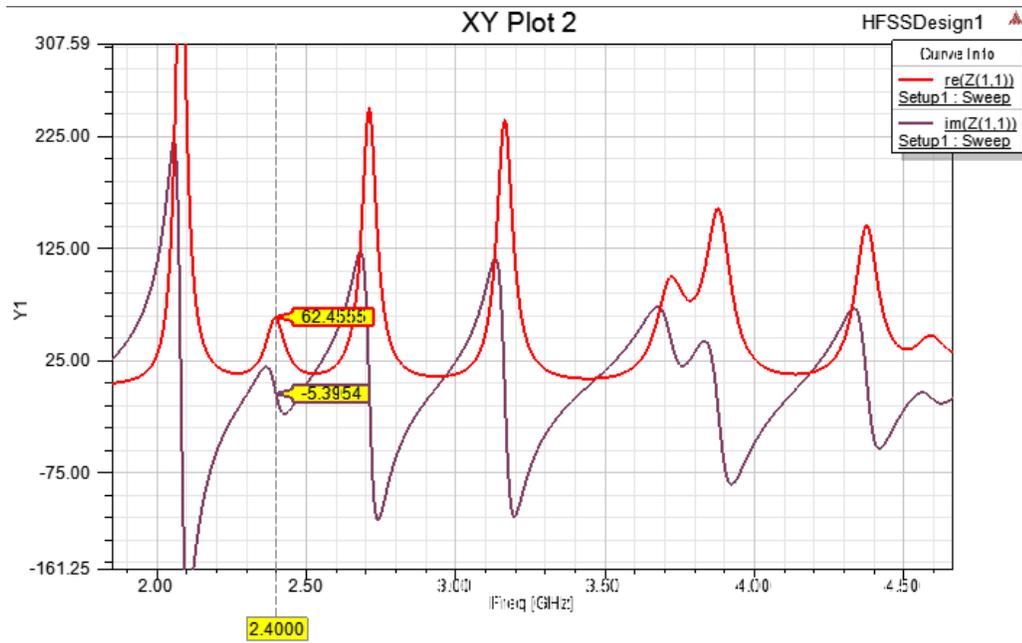


Fig. 2.20 Impedancia de entrada en la antena.

La figura 2.21 muestra la ganancia del arreglo de antena de dos elementos.

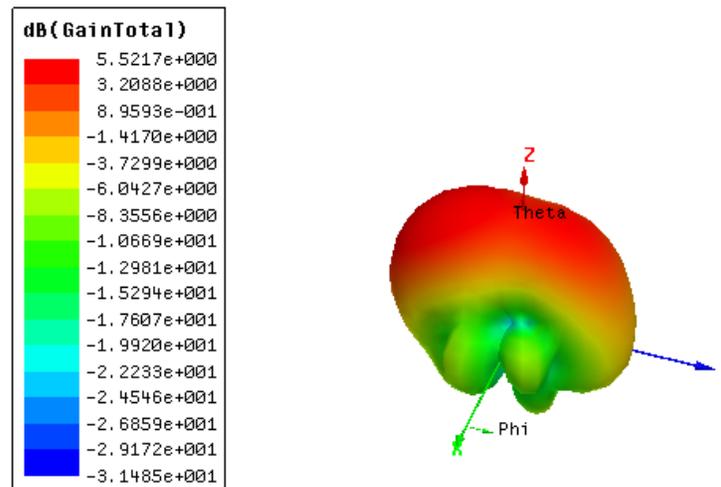


Fig. 2.21 Ganancia del arreglo de antena.

Como se puede observar en la figura anterior la ganancia de la antena es de 5.5217dB la cual aumento aproximadamente 3 dB respecto a la ganancia que tenía la antena cuando se simuló un solo elemento, pero disminuyó un poco respecto a la ganancia de la antena cuando se simuló el arreglo con dos elementos alimentados de forma independiente. Se puede decir que el tamaño del sustrato influye en la ganancia de la antena, o sea, mientras

mayor sea el sustrato afectará la ganancia de la antenna. La figura 2.22 muestra la directividad del arreglo de antenas alimentado mediante líneas de microcintas.

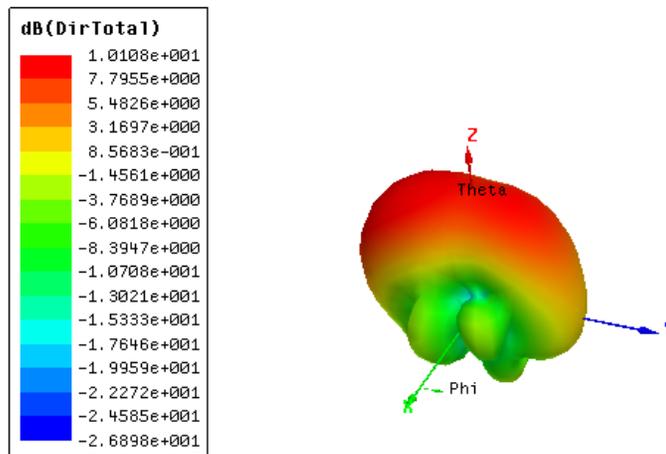


Fig. 2.22 Directividad del arreglo de antenas.

Mediante la figura 2.23 se puede determinar el ancho de banda del arreglo de antenas alimentado mediante líneas de microcintas. El ancho de banda del arreglo de antenas es de 87 MHz, un valor pequeño pero típico de este tipo de antenas. Como se puede apreciar no aumento mucho con respecto al ancho de banda de un solo elemento.

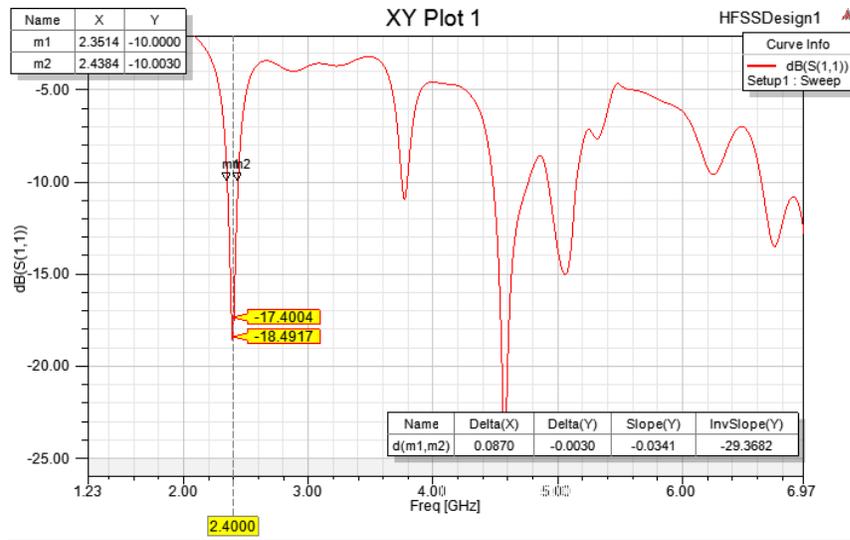


Fig. 2.23 Ancho de banda del arreglo de antena.

La figura 2.24 muestra la razón de onda estacionaria, como muestra la figura tiene un valor de 1.2840, lo cual es un valor satisfactorio ya que, este parámetro debe dar lo más cercano a 1 demostrando el buen acoplamiento en impedancias que presenta el arreglo de antenas.

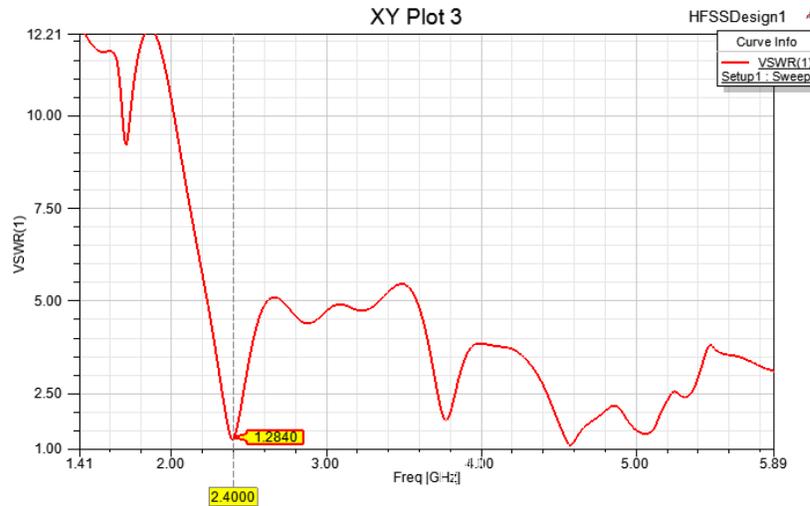


Fig. 2.24 Razón de onda estacionaria del arreglo de antenas.

La figura 2.25 muestra otros parámetros de la antena. El parámetro resaltado es la eficiencia de la antena, como muestra la figura, la antena no es muy eficiente, la antena tiene una eficiencia del 34%, lo cual evidencia una de las características de las antenas de microcintas que es que no son muy eficientes, además si se tiene en cuenta que el sustrato con el cual fue construido la antena es FR4, este influye en la eficiencia de la antena.

Antenna Parameters:

Quantity	Freq	Value
Max U	2.4GHz	0.27951 W/sr
Peak Directivity		10.253
Peak Gain		3.5659
Peak Realized Gain		3.5125
Radiated Power		0.34259 W
Accepted Power		0.98502 W
Incident Power		1 W
<b>Radiation Efficiency</b>		<b>0.3478</b>
Front to Back Ratio		-N/A-
Decay Factor		0

Fig. 2.25 Otros parámetros del arreglo de antenas.

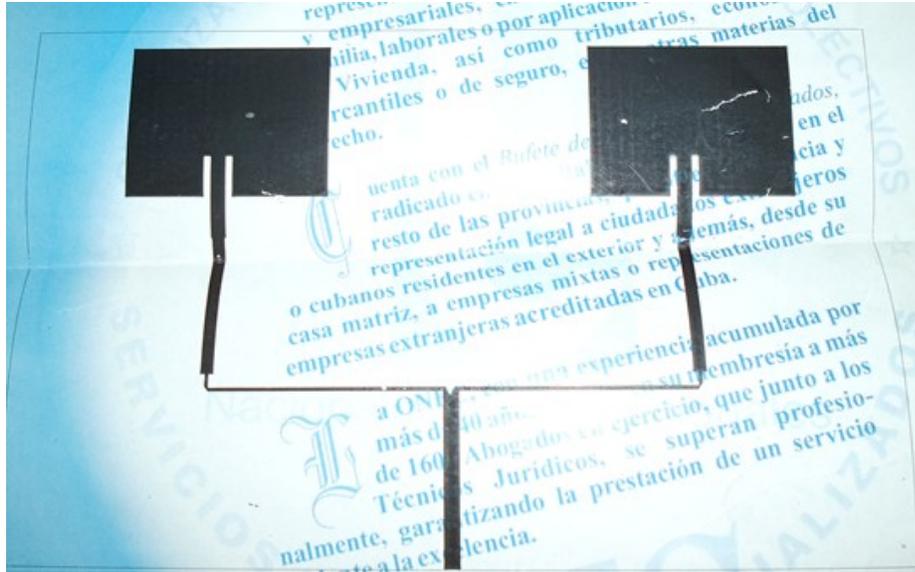
## **CAPITULO 3 . CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DEL ARREGLO DE ANTENAS ALIMENTADO POR LINEA DE TRANSMISIÓN.**

En el presente capítulo se presenta el proceso de construcción y medición del arreglo de 2x1 elementos diseñado, con la finalidad de comprobar si los parámetros obtenidos en la simulación de la antena se aproximan a los obtenidos mediante la medición de la antena físicamente. Se debe tener en cuenta que el proceso de construcción se llevó a cabo mediante métodos alternativos y de forma manual, los cuales pueden influir en los parámetros de la antena.

### **3.1 Construcción del arreglo de antenas de dos elementos.**

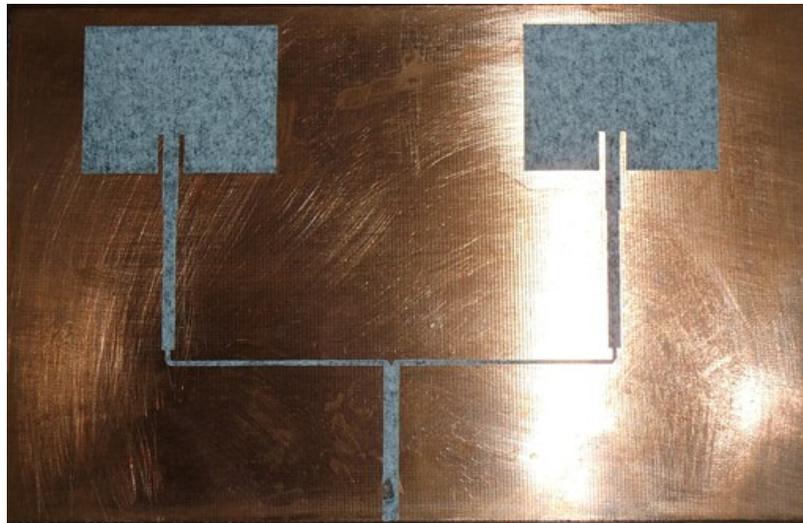
El proceso de construcción de esta antena fue totalmente manual, pues no se contaba con ninguna empresa que respaldara este trabajo, utilizando como elemento principal el FR4, también el tamaño de la antena está limitado producto a que la placa disponible tenía un tamaño de 150x100 mm. Todas estas variaciones obligan a realizar ajustes en el diseño de la antena, pero los parámetros de la antena no sufrieron variaciones apreciables.

Una vez optimizado el arreglo, el primer paso fue exportar, en formato \*.dxf, el plano que contiene cobre hacia el programa Corel Draw X5, para darle el tratamiento necesario y poderlas imprimir en papel satinado. Para el proceso de impresión se utiliza una impresora láser para que se grabara en la placa. El objetivo final de esta secuencia es imprimir en papel satinado la cara de cobre que contiene la antena, ver anexo I. En la figura 3.1 se muestra como queda la antena impresa lista para pasar a la siguiente etapa.



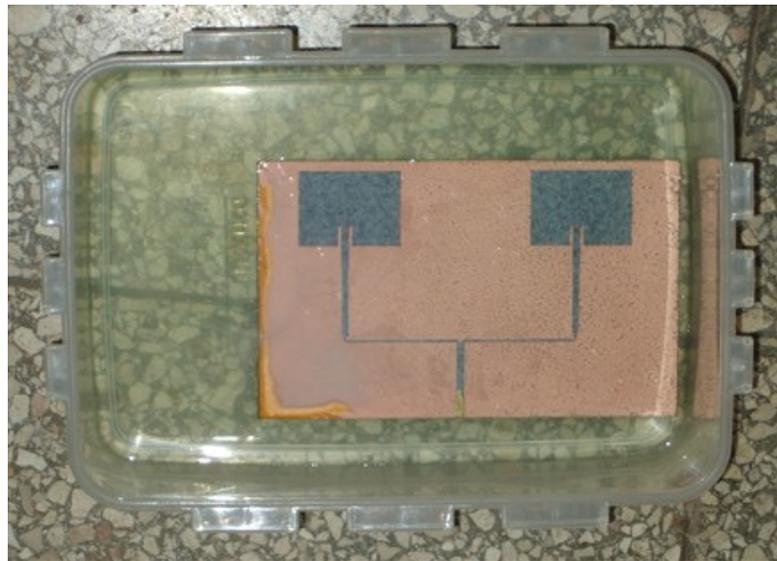
*Fig.3.1 Antena impresa.*

Una vez obtenido el circuito impreso se pasa a grabar el mismo en la placa doble cara de FR-4. Se pega el papel impreso con la figura de las antenas utilizando cinta adhesiva a la placa, y con una plancha se le va dando, cuidadosamente, calor hasta que la antena queda grabada en la placa, este proceso se realiza de forma manual y a juicio de la persona que lleva a cabo el proceso. No existe un tiempo de duración exacto de darle calor a la placa para que el impreso se grabe, ni temperatura a la cual se debe exponer la placa, todo este proceso es a juicio del que realice el grabado, para el plano tierra se cubrió la otra cara de la placa con esmalte de uñas, en la figura 3.2 se muestra como queda la placa.

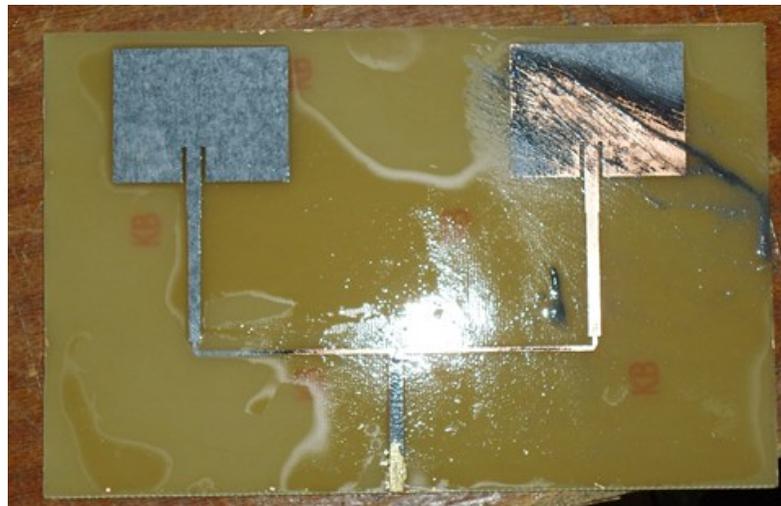


*Fig. 3.2. Placa con la antena grabada.*

Posteriormente, se procede al revelado de la placa para retirar el cobre que no se va a utilizar. Para revelar la placa se prepara una mezcla, lo ideal para realizar este proceso es el cloruro férrico, pero como no se contaba con el mismo, se buscó una alternativa que consiste en peróxido mezclado con ácido clorhídrico (salfumán). Esta mezcla se vierte en un recipiente de forma que tape la placa que se va a revelar, una vez que el cobre fue retirado de la placa esta se lava con abundante agua y se le pasa una lija fina por las dos caras con el fin de que quede lista la antena, ver anexos I, estos procesos se muestran en las figuras 3.3 y 3.4.

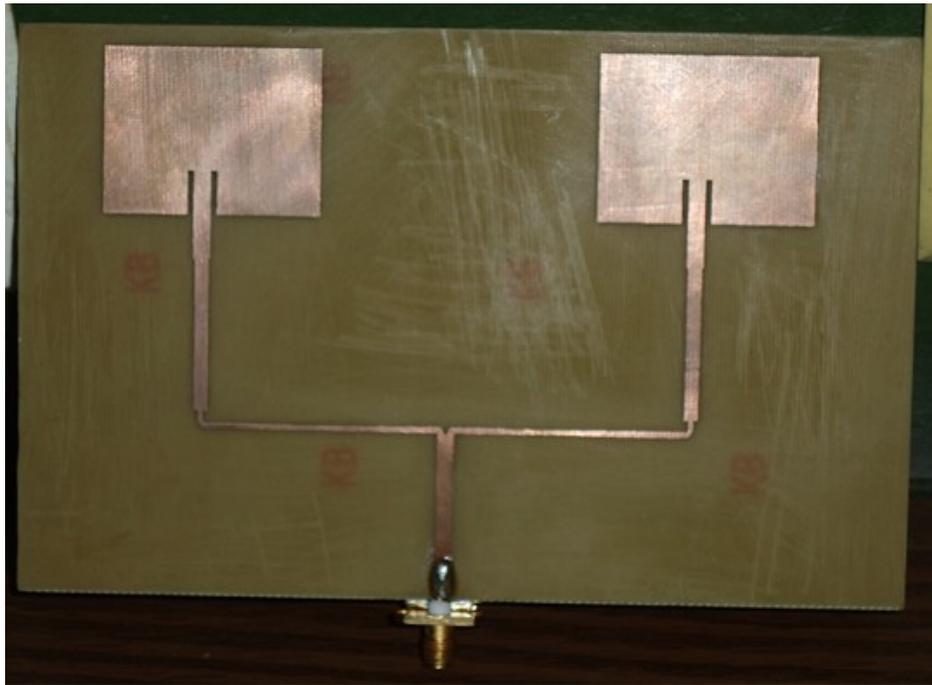


*Fig. 3.3 Proceso de revelación.*



*Fig. 3.4. Proceso de revelación.*

Finalmente se le suelda en la línea de alimentación un conector SMA (*Sub-Miniature* versión A), la antena que resulta, al final del proceso descrito, se muestra en la figura 3.5.



*Fig.3.5. Arreglo de antena de microcintas.*

### **3.2 Mediciones realizadas.**

Para verificar el comportamiento del dispositivo construido, es necesario llevar a cabo mediciones de los parámetros fundamentales que lo caracterizan y compararlos con la simulación. En las figuras 3.6, 3.7 y 3.8 se muestran los resultados para las pérdidas de retorno, la impedancia de entrada y ROE respectivamente, medidos en el analizador de redes *Vector Network Analyzer Rohde&Schwarz FSH 8*, ver anexos II.

Como se puede observar en la figura 3.6 la antena esta resonando a una frecuencia de 2.43 GHz, con un valor de pérdidas de retorno de -15.96 dB, este es un valor aceptable, y el corrimiento en la frecuencia de resonancia respecto a la simulación es debido a algunas imprecisiones que se pudieron cometer en el proceso de construcción.



Fig.3.6 Pérdidas de retorno de la antena construida.

La figura 3.7 muestra la impedancia de entrada del arreglo.

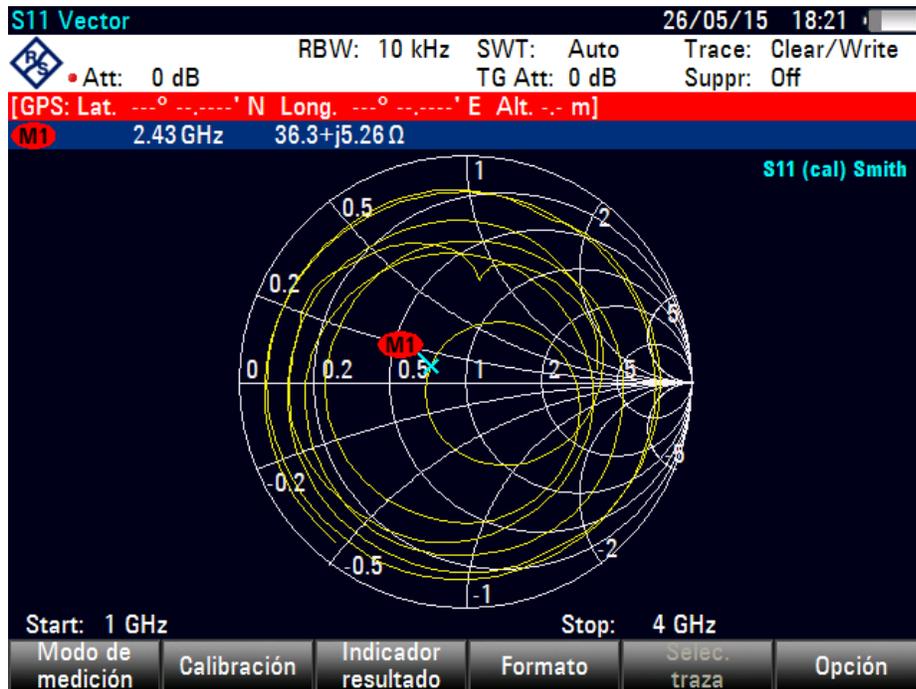


Fig.3.7 Impedancia de entrada de la antena construida.

Como se pudo observar en la figura anterior la impedancia de entrada de la antena construida tiene un valor la parte real de 36.3 y la imaginaria de 5.26, los cuales son valores admisibles.

La figura 3.8 muestra la razón de onda estacionaria medido de la antena que se construyó, este parámetro tiene un valor de 1.39 lo cual, mientras más cercano 1 de este parámetro será mejor, ya que muestra el buen acoplamiento que tiene la antena.



Fig.3.8 Razón de onda estacionaria de la antena construida.

### 3.3 Comparación entre los resultados obtenidos en la simulación y los resultados de la medición de la antena construida.

En la tabla 3.1 se realiza una comparación en cuanto a resultados del arreglo de antenas simulado y el construido, como se puede apreciar la diferencia entre los valores medidos y simulados están por debajo del 10%.

Tabla 3.1 Comparación de los resultados.

Antenas	Pérdidas de retorno (dB)	Razón de Onda Estacionaria	Impedancia de entrada
Antena simulada	-18.4917	1.284	62.4555 – j5.3954
Antena construida	-15.96	1.39	36.3 + j5.26

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

### **Conclusiones**

Una vez finalizado este trabajo, se pueden exponer las siguientes ideas:

1. Se comprobó el comportamiento apropiado, para redes de área local inalámbricas, de un arreglo de antenas de microcintas de 2 elementos con geometría rectangular, alimentado con línea de transmisión, mediante el diseño y simulación de esta en el programa HFSS v15.
2. Se verificó la baja eficiencia que presenta este tipo de antenas empleando el sustrato FR4, así como su limitado ancho de banda.
3. Se comprobó que aumentando el número de elementos del arreglo de antenas la ganancia de este aumenta, teóricamente en 3 dB, al duplicar el número de elementos del arreglo.
4. Se demostró el alto grado de confiabilidad del programa HFSS v15, mediante la comparación de las mediciones de la antena construida con la antena simulada.

### **Recomendaciones**

1. Realizar otros diseños de antenas con las variantes de alimentación para escoger el mejor comportamiento de acuerdo a la aplicación que se desee.
2. Considerar el trabajo con otros sustratos que doten a estos diseños de un mejor comportamiento.

## **REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] C. Balanis, Antena Theory and Design, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [2] C. A., Antenas, Barcelona: UPC 460, 2002.
- [3] S. Buenrostro Rocha, «Metodología para el Diseño y Construcción de Antenas de Microcintas en la Banda WiMax a 3.5 GHz,» Instituto Politécnico Nacional, Mexico, 2007.
- [4] H. Sanchez Paz, «Conferencias de Antenas,» Santiago de Cuba, 2009.
- [5] P. Stincer, Técnicas de Antenas, La Habana, 2007.
- [6] M. .. J. Méndez Torras, «Diseño de un arreglo faseado de antenas de microcintas a la frecuencia de 2.4 GHz,» Instituto Superior Politécnico José Antonio Hechavaria, La Habana, 2010.
- [7] L. C. Godara, Handbook of Antena in Wireless Communications, Estados Unidos: CRC Press, 2002.
- [8] R. B. O. y. Y. H. Alfonso, Arreglo Bidimensional en la Banda de 2.4 GHz, 2011.
- [9] J. F. Cuadras, «Diseño y construcción de una antena planar active para el estándar 802.11 en la banda superior de la U-NII,» 2006.
- [10] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Universidad de Massachusetts at Amherst.

## ANEXOS

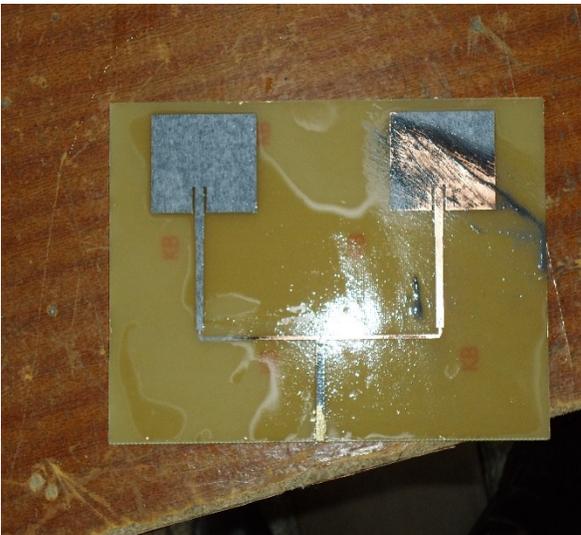
**Anexo I.** Fotos durante el proceso de revelación del arreglo de antenas alimentado durante línea de transmisión.



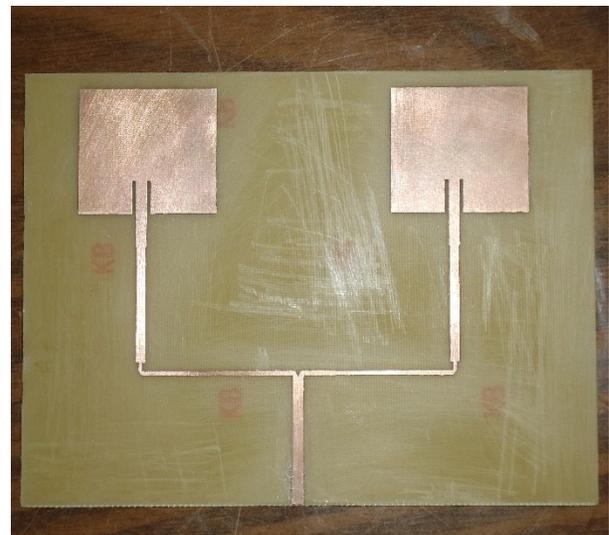
Mezcla de peróxido de hidrógeno y Ácido clorhídrico.



Proceso de revelado del arreglo.



Proceso de revelación.

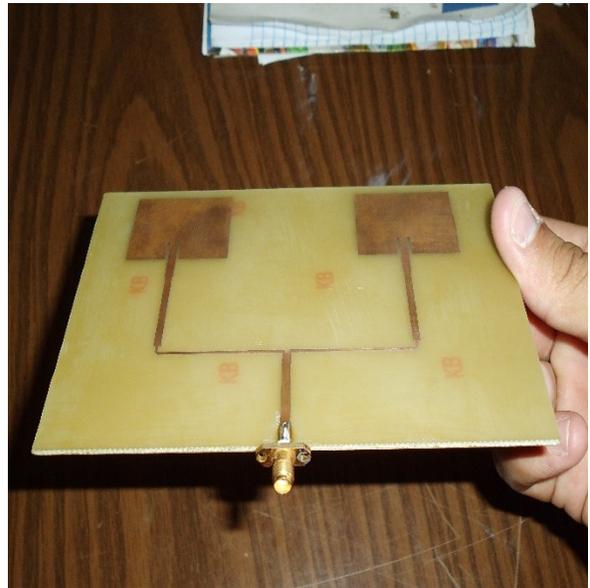


Arreglo listo.

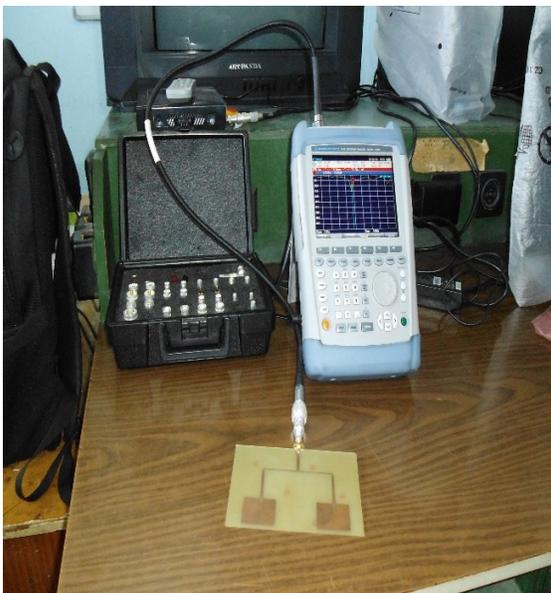
**Anexo II.** Fotos durante el proceso de mediciones del arreglo de antenas.



Analizador de redes.



Antena lista para realizar mediciones.



Antena conectada al analizador de redes.



Proceso de medición del arreglo.