

## **TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

### **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA PLANAR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP PARA LA BANDA DE 2.4 GHZ**

Presentado ante la Ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
por el Br. Jota V., William J. para  
optar al Titulo de Ingeniero  
Electricista.

Caracas, 2005

## **TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

### **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA PLANAR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP PARA LA BANDA DE 2.4 GHZ**

Tutor Académico: Franklin Martínez.

Presentado ante la Ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
por el Br. Jota V., William J. para  
optar al Título de Ingeniero  
Electricista.

Caracas, 2005

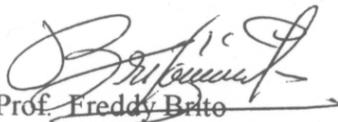
## CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 25 de mayo de 2005

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller William J. Jota V., titulado:

### “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA PLANAR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP PARA LA BANDA DE 2.4 GHZ”

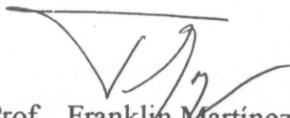
Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.

  
Prof. Freddy Brito

Jurado

  
Prof. Rafael Arruebarrena

Jurado

  
Prof. Franklin Martínez  
Prof. Guía

## **AGRADECIMIENTOS**

A mis padres, por su sempiterna paciencia.

A toda la familia, por la confianza que me entregaron.

A mi Dios Amigo, que siempre está a mi lado.

En especial a Jainer, por su apoyo y ayuda incondicional en todo momento.

A Rafael Arruebarrena, quien me sacaba de apuros gracias a su experiencia.

A mi tutor, Franklin Martínez, sus enseñanzas fueron más allá de lo académico.

A todo el personal de la Sala de Telecomunicaciones, quienes me apoyaron para terminar mis estudios satisfactoriamente.

A Alberto Rodríguez, por su valiosa colaboración en el taller de la Escuela de Ingeniería Mecánica.

# ÍNDICE GENERAL

|   |      |
|---|------|
| AGRADECIMIENTOS                                     |      |
| ÍNDICE DE FIGURAS Y GRÁFICOS                        | VI   |
| ÍNDICE DE TABLAS                                    | VII  |
| LISTA DE SÍMBOLOS Y ACRÓNIMOS                       | VIII |
| RESUMEN   | IX   |
| INTRODUCCIÓN  | 1    |
| <br>  |      |
| <b>CAPÍTULO I</b>                                   |      |
| 1.1 TECNOLOGÍA MICROSTRIP.                          | 2    |
| 1.2 MODELOS PARA EL ANÁLISIS.                       | 4    |
| 1.2.1 Modelo de línea de transmisión.               | 5    |
| 1.2.2 Modelo de Cavidad Resonante.                  | 7    |
| 1.3 ANTENAS PLANARES.                               | 8    |
| 1.4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.                          | 10   |
| 1.5 TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN.                       | 12   |
| 1.6 IMPEDANCIA DE ENTRADA.                          | 14   |
| 1.7 ACOPLAMIENTO.                                   | 14   |
| 1.7.1 Transformador $\lambda/4$ .                   | 15   |
| 1.7.2 Divisor de potencia.                          | 15   |
| 1.8 PATRÓN DE RADIACIÓN.                            | 17   |
| 1.9 ARREGLO DE ANTENAS MICROSTRIP.                  | 19   |
| <br>  |      |
| <b>CAPÍTULO II</b>                                  |      |
| 2.1 FRECUENCIA. ATRIBUCIONES DE LA BANDA DE 2.4 GHZ | 22   |
| 2.2 MATERIALES Y EQUIPOS                            | 22   |
| 2.3 RED DE ALIMENTACIÓN                             | 24   |
| 2.4 ELEMENTOS RADIANTES                             | 27   |
| 2.5 SEPARACIÓN “D” ENTRE ELEMENTOS RADIANTES        | 28   |
| 2.6 RESULTADOS DEL PRIMER MODELO                    | 28   |
| 2.7 ELEMENTO RADIANTE Y CELDA UNITARIA.             | 30   |
| 2.8 ELEMENTO RADIANTE A 2.4 GHZ                     | 34   |
| 2.9 PROTOTIPOS                                      | 36   |

|  |    |
|--|----|
| <b>CAPÍTULO III</b>                                      |    |
| 3.1 FABRICACIÓN PRIMERA ANTENA. DISEÑO FINAL             | 41 |
| 3.2 FABRICACIÓN SEGUNDA ANTENA. DISEÑO FINAL             | 45 |
| 3.3 DISEÑO Y FABRICACIÓN DE LAS CAJAS CONTENEDORAS       | 48 |
| 3.4 PATRÓN DE RADIACIÓN TEÓRICO                          | 54 |
| 3.4.1 Simulación del Elemento Radiante                   | 55 |
| 3.4.2 Simulación del Arreglo 4x4                         | 57 |
| 3.5 PATRÓN DE RADIACIÓN EXPERIMENTAL                     | 60 |
| 3.5.1 Plano $\phi = 0^\circ$ . Polarización Vertical.    | 61 |
| 3.5.2 Plano $\phi = 90^\circ$ . Polarización Horizontal. | 64 |
| 3.6 GANANCIA DE ANTENA                                   | 67 |
| <br>   |    |
| CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES                           | 69 |
| <br>   |    |
| REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS                               | 71 |

## ÍNDICE DE FIGURAS Y GRÁFICOS

### *FIGURAS Y GRÁFICOS*

|  |    |
|--|----|
| Figura 1. Diversos tipos de líneas impresas.   | 2  |
| Figura 2. Componentes de ondas: A guiadas, B espaciales, C de escape, y D superficiales                            | 3  |
| Figura 3. Modelo de línea de transmisión según Munson.   | 6  |
| Figura 4. (A) Dispersión de los campos en los bordes radiantes de la antena.<br>(B) Corte transversal              | 7  |
| Figura 5. Patch rectangular (a) Alimentación al borde. (b) Alimentación insertada                                  | 9  |
| Figura 6. Línea de transmisión Microstrip.   | 10 |
| Figura 7. Línea ranurada (Slotline) con sus respectivos campos E y H.  | 11 |
| Figura 8. Alimentación Coaxial.  | 12 |
| Figura 9. Alimentación por acoplamiento en apertura  | 13 |
| Figura 10. Divisor de potencia en líneas de transmisión microstrip   | 16 |
| Figura 11. Patrón de radiación de los campos E y H   | 18 |
| Figura 12. Modelo del arreglo de cuatro elementos radiantes utilizado por Levine                                   | 19 |
| Figura 13. Eficiencia versus espaciamiento $D/\lambda_0$ para diferentes valores de $h\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0$ | 20 |
| Figura 14. Directividad y Ganancia experimental del arreglo de Levine  | 20 |
| Figura 15. Modificación del conector N con láminas de bronce   | 23 |
| Figura 16. Fotografía de un conector N adaptado a una antena planar.   | 24 |
| Figura 17. Primer diseño de antena fabricada   | 25 |
| Figura 18. Fotografía de la primera antena diseñada  | 28 |
| Figura 19. ROE del primer diseño de antena   | 29 |
| Figura 20. Antenas basadas en: (A) Elemento radiante. (B) Celda Unitaria   | 30 |
| Figura 21. Elemento radiante resonante a 2.5GHz  | 31 |
| Figura 22. Celda unitaria resonante a 2.5GHz   | 31 |
| Figura 23. ROE del elemento radiante unitario.   | 32 |
| Figura 24. Resonancia de la celda unitaria   | 33 |
| Figura 25. Fotografía del elemento radiante a 2.4GHz   | 34 |
| Figura 26. Resultados experimentales para el elemento radiante con $\epsilon_r$ modificado.                        | 35 |
| Figura 27. Ejes de referencia.   | 36 |
| Figura 28. Diseño de las antenas prototipos  | 37 |
| Figura 29. Fotografía del primer prototipo   | 37 |
| Figura 30. Resultado Experimental del primer prototipo   | 38 |
| Figura 31. Resultado experimental del segundo prototipo  | 39 |
| Figura 32. Fotografía del segundo prototipo  | 40 |
| Figura 33. Acoplamiento de la primera réplica.   | 42 |
| Figura 34. Fotografía de la primera réplica empotrada sin la cubierta.   | 43 |
| Figura 35. Mediciones de la primera antena luego de empotrada  | 44 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 36. Fotografía de la segunda réplica  | 45 |
| Figura 37. Acoplamiento y resonancia de la segunda réplica   | 46 |
| Figura 38. Segunda antena luego de empotrarla  | 47 |
| Figura 39. Parte inferior de la caja de aluminio   | 49 |
| Figura 40. Fotografía de la parte inferior de la caja contenedora  | 50 |
| Figura 41. Marco de Aluminio o parte superior de la caja de aluminio   | 50 |
| Figura 42. Cobertura acrílica  | 51 |
| Figura 43. Dimensiones y perforaciones de los sujetadores  | 51 |
| Figura 44. Fotografía de un par de sujetadores   | 52 |
| Figura 45. Disposición de los sujetadores  | 52 |
| Figura 46. Vista lateral de la parte inferior del contenedor   | 53 |
| Figura 47. Disposición de la antena dentro del contenedor  | 53 |
| Figura 48. Ubicación relativa del sistema de coordenadas esférico  | 54 |
| Figura 49. (A) Ganancia del elemento radiante, (B, C y D) Patrón de radiación de la antena formada por un elemento radiante visto desde diferentes ángulos | 56 |
| Figura 50. (A) Ganancia de la antena. (B, C y D) Patrón de radiación del arreglo de antenas de 16 elementos radiantes visto desde diferentes ángulos       | 59 |
| Gráfico 1. Patrón de radiación de la antena sin la cubierta. Plano $\phi = 0^\circ$  | 62 |
| Gráfico 2. Patrón de radiación de la antena con la cubierta. Plano $\phi = 0^\circ$  | 63 |
| Gráfico 3. Patrón de radiación de la antena sin la cubierta. Plano $\phi = 90^\circ$   | 65 |
| Gráfico 4. Patrón de radiación de la antena con la cubierta. Plano $\phi = 90^\circ$   | 66 |

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |    |
|---|----|
| Tabla 1. Ancho de línea para una impedancia característica $Z_0 = 100\Omega$        | 26 |
| Tabla 2. Ancho de línea de longitud $\lambda/4$                                     | 27 |
| Tabla 3. Ancho de línea para una impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$         | 27 |
| Tabla 4. Datos experimentales para el cálculo de la ganancia del arreglo de antenas | 68 |

## LISTA DE SÍMBOLOS

### SÍMBOLOS

|                         |  |
|-------------------------|--|
| $\vec{E}$               | Vector intensidad de campo eléctrico.          |
| $\vec{H}$               | Vector intensidad de campo magnético.          |
| $\vec{D}$               | Vector intensidad de desplazamiento eléctrico. |
| $\vec{B}$               | Vector intensidad de inducción magnética.      |
| $\vec{J}$               | Vector densidad de corriente.                  |
| V                       | Potencial escalar.                             |
| I                       | Corriente escalar.                             |
| $\epsilon$              | Constante de permitividad absoluta.            |
| $\epsilon_r$            | Permitividad relativa.                         |
| $\epsilon_0$            | Permitividad del vacío.                        |
| $\epsilon_{\text{eff}}$ | Permitividad efectiva relativa.                |
| $\mu$                   | Constante de permeabilidad absoluta.           |
| $\mu_0$                 | Permeabilidad del vacío.                       |
| f                       | Frecuencia.                                    |
| $f_r$                   | Frecuencia de resonancia.                      |
| C                       | Velocidad de la luz en el vacío.               |
| L                       | Largo de una antena.                           |
| W                       | Ancho de una antena.                           |
| $W_1$                   | Ancho de una línea microstrip.                 |
| $L_e$                   | Longitud efectiva de una antena.               |
| h                       | Grosor del dieléctrico.                        |
| $Z_c$                   | Impedancia de carga.                           |
| $Z_{\text{in}}$         | Impedancia de entrada.                         |
| $Z_0$                   | Impedancia característica.                     |

**Jota V., William J.**

## **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA ANTENA PLANAR EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP PARA LA BANDA DE 2.4 GHZ**

**Tutor Académico: Franklin Martínez. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción Comunicaciones. 2005. 71 h.**

**Palabras claves:** Antena Planar; Tecnología Microstrip,

**Resumen.** Se desarrolla un arreglo de antenas bajo la tecnología Microstrip resonante a 2.4GHz, de  $50\Omega$  de impedancia de entrada, y con una ganancia superior a los 10dBi, cuyos prototipos fueron diseñados, construidos y probados con los equipos disponibles en los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV. En el primer modelo fabricado se obtiene un corrimiento en frecuencia, por consiguiente se realiza una antena de un elemento radiante y una celda unitaria para determinar el verdadero valor de la constante de permitividad eléctrica de la lámina de FR4. Ulterior a esto, se repite el diseño para el valor calculado de la constante de permitividad consiguiendo unas nuevas dimensiones de los elementos radiantes. A estos prototipos se les realizó pruebas para determinar el acoplamiento y la frecuencia de resonancia, con resultados muy cercanos a los parámetros del diseño. Se fabricaron dos antenas más con el mismo diseño para ser ambas empotradas en contenedores de aluminio de tapa acrílica con la finalidad que puedan soportar la intemperie. Estas últimas antenas fueron probadas con caja y sin ella para obtener una certeza del efecto que produce el aluminio y el acrílico sobre el patrón de radiación del arreglo.

## INTRODUCCIÓN

Uno de los avances tecnológicos en cuanto a telecomunicaciones se refiere, es el de realizar sistemas compactos e inalámbricos para múltiples aplicaciones, siendo la mas usual las redes inalámbricas.

En los sistemas de comunicaciones inalámbrica, las antenas cumplen con ser la interfaz para la propagación de la señal entre el sistema transmisor y el sistema receptor en el espacio libre.

Las antenas en tecnología Microstrip son antenas de circuito impreso que permiten la transmisión y recepción de señales electromagnéticas. Esta tecnología de antenas ha sido la solución de cientos de problemas complicados para el diseño de antenas, sus características y ventajas se presenta por su bajo costo debido a su fácil manufactura, su bajo peso y su posible adaptación a superficies curvas.

Se realiza un par de antenas conformado por un arreglo de 16 patch microstrip resonantes a la frecuencia de 2.4 GHz, con la finalidad de demostrar la factibilidad de realizar un complejo sistema de telecomunicaciones dentro de los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Central de Venezuela.

Las premisas del diseño producto de la investigación bibliográfica se muestra en el primer capítulo de este trabajo. El segundo capítulo nos entrega una visión del trabajo realizado previo a las antenas finales, en esta etapa se muestra los resultados de la primera antena diseñada y los cambios que se realizaron para determinar el valor preciso de la constante de permitividad y así acercar los resultados experimentales a los valores deseados. El tercer capítulo presenta las antenas finales, sus resultados experimentales de ROE, resonancia y patrón de radiación, así como la simulación realizada con el programa MSTRIP40 ©.

# CAPÍTULO I

## 1.1 TECNOLOGÍA MICROSTRIP

La tecnología Microstrip en su forma elemental, consiste en dos capas conductoras paralelas separadas por un simple sustrato dieléctrico. El conductor inferior funciona como un plano de tierra, y el conductor superior puede ser un simple elemento rectangular o circular, un dipolo resonante, un arreglo monolíticamente impreso de patch o dipolos y su asociada red de alimentación.

Poco a poco fueron apareciendo otras clases de estructuras impresas, destacándose por ejemplo:

- Slotline: el dieléctrico es cubierto en una de sus superficies por dos láminas de conductor dejando un espacio entre ellas.
- Líneas Coplanar: dos tiras metálicas descansando sobre el dieléctrico.

Luego de esto, confinaron en guías de ondas varios tipos de líneas impresas, destacando entre ellas las Líneas Suspendidas, Líneas invertidas y las Finline. La siguiente figura es una ilustración de las estructuras impresas

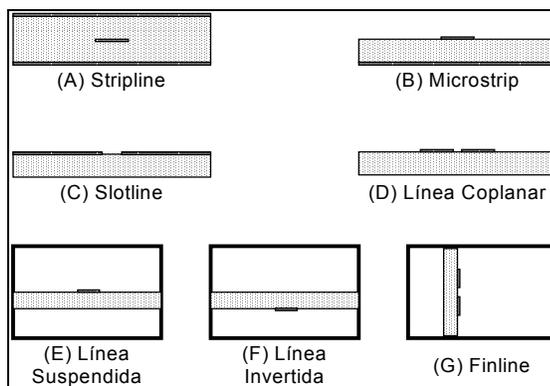


Figura 1. Diversos tipos de líneas impresas.

En una estructura plana se pueden estudiar cuatro componentes de ondas: componente espacial, superficial, de fuga y guiada; como se puede apreciar en la figura 2. En el caso de una antena, gran parte de la energía debe ser concentrada en su componente espacial, y para una línea de transmisión, se desea que la mayor parte de la energía esté confinada en forma de las ondas guiadas. Los otros dos componentes de ondas, superficial y de fuga, representan las pérdidas no deseadas, aunque en el caso de un elemento radiante se considera la componente de fuga como parte de las ondas de radiación.

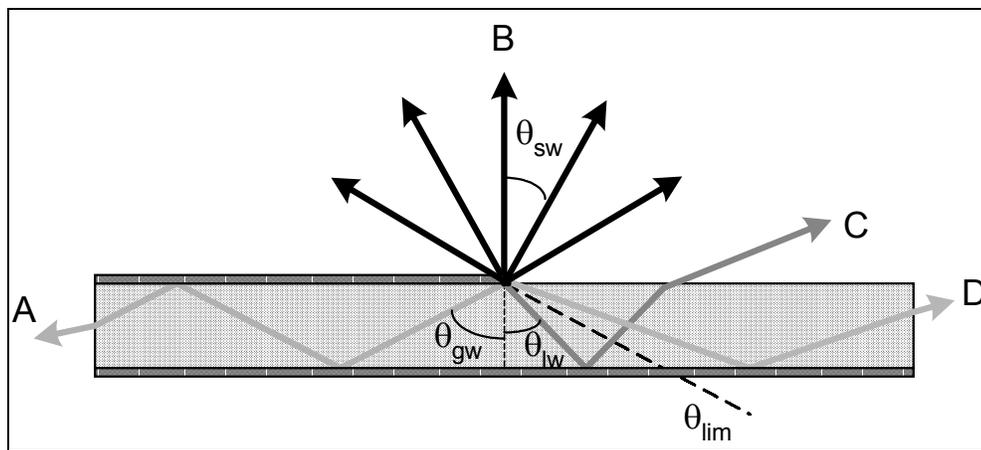


Figura 2. Componentes de ondas: A guiadas, B espaciales, C de escape, y D superficiales.

Las Ondas Guiadas están confinadas en el dieléctrico entre las dos capas metálicas. En el caso de una línea microstrip, la guía de onda consiste en el substrato con el plano de tierra en uno de sus lados y el strip (o línea delgada) en la superficie. Sólo las ondas que inciden con cierta condición angular pueden propagarse.

Las Componentes Espaciales se propagan en un ángulo de  $0$  a  $\pi/2$  medidos a partir de la normal a la superficie y pueden propagarse por sí solas sin alguna interacción adicional. En las estructuras microstrip, las ondas espaciales existen sólo en la parte superior del elemento radiante y su amplitud de campo se reduce con la

distancia en  $1/r$ . La funcionalidad de la antena radica esencialmente en la propagación de las ondas espaciales.

Las Componentes de Fuga ó Escape se originan en las ondas transmitidas desde la capa superior al plano de tierra en un ángulo  $\theta_{lw}$  inferior al ángulo crítico  $\theta_{lim} = \arcsen(1/\sqrt{\epsilon_r})$ . Luego comienzan a reflejarse desde el plano de tierra hasta la interfaz dieléctrico-aire donde la energía es parcialmente reflejada escapando una porción de ella del substrato. La existencia de las ondas de escape depende del número de capas, sus propiedades eléctricas y sus respectivos tamaños.

Las Componentes Superficiales son aquellas que descienden ligeramente desde la capa superior en un ángulo  $\theta_{sfw}$  superior al ángulo crítico  $\theta_{lim}$  y son totalmente reflejadas por la interfaz dieléctrico-aire. El campo es atrapado en el dieléctrico donde puede causar interacciones indeseadas (crosstalk) o degradación del patrón de radiación debido a la difracción y reflexión en los bordes del dieléctrico. En un arreglo, estas ondas pueden causar zonas de mala recepción o transmisión (blind spots) cuando las ondas de un patch interfiere de manera destructiva con las ondas de otro elemento radiante del arreglo, teniendo como caso típico los arreglos de gran tamaño y un alto número de patch.

## 1.2 MODELOS PARA EL ANÁLISIS

Existe una variedad de métodos y modelos para el análisis de antenas microstrip, entre los cuales están como métodos numéricos el Método de los Momentos, el Método de las Diferencias Finitas: en el Dominio del Tiempo (FDTD) y en el Dominio de la Frecuencia (FDFD); y como métodos analíticos el Modelo de Líneas de Transmisión y el Modelo de Cavidad Resonante. Los métodos mencionados son altamente seleccionados para realizar el análisis de las estructuras por métodos computacionales. Los modelos de Líneas de Transmisión y de Cavidad

Resonante son usados ampliamente para el diseño de las antenas con sus respectivas líneas de alimentación, y son estos modelos los usados para realizar el diseño del arreglo de antenas planteado.

### 1.2.1. Modelo de Líneas de Transmisión

El análisis de un elemento radiante de forma rectangular se modela a través de la teoría de línea de transmisión como dos aperturas radiantes en paralelo. Se asume que cada borde radiante de longitud  $a$  irradia hacia la mitad del espacio. La admitancia de entrada según Munson (Carver y Mink, 1981) viene dada por:

$$G_1 + jB_1 \cong \frac{a\pi}{\lambda_0 Z_0} [1 + j(1 - 0.636 \ln k_0 w)], \quad (1)$$

donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío,  $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ ,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ , y  $w$  es el ancho de la apertura, aproximadamente igual al espesor del dieléctrico. Obviando el efecto que produce el punto de alimentación en el primer borde radiante, se tiene que la admitancia del segundo borde radiante debe ser:

$$G_2 + jB_2 = G_1 - jB_1, \quad (2)$$

lo que conlleva a una admitancia de entrada para la frecuencia de resonancia de

$$Y_{in} = (G_1 + jB_1) + (G_2 + jB_2) = 2G_1, \quad (3)$$

y una resistencia de entrada igual a

$$R_{in} = (1/2G_1). \quad (4)$$

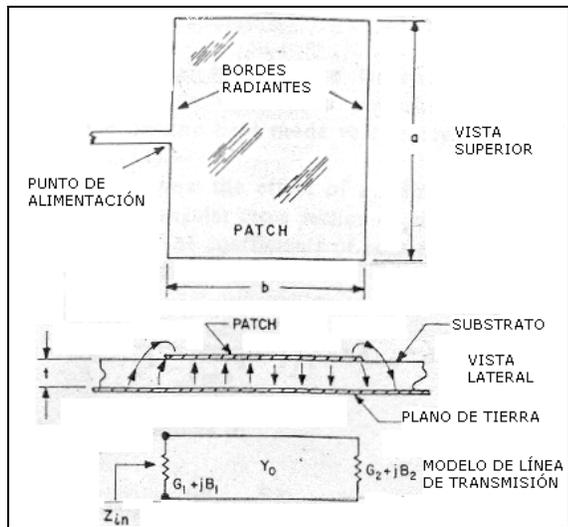


Figura 3. Modelo de línea de transmisión según Munson. [1]

La frecuencia de resonancia esta dada por:

$$fr = q \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5)$$

donde el factor de corrección  $q$  determina la veracidad de la frecuencia de resonancia y se determina utilizando experimentalmente la misma ecuación 5 midiendo la frecuencia en un elemento radiante rectangular sobre un substrato conocido. Al obtener este valor de  $q$  se asume que el mismo es válido para otros tamaños del elemento radiante y con el mismo rango de frecuencia.

Este modelo aunque es fácil de usar tiene múltiples desventajas, el factor de corrección  $q$  debe conocerse por métodos experimentales, lo cual no resulta cómodo para un diseño de antenas en los cuales no se poseen modelos previos, además está planteado sólo para ser usado en elementos de forma rectangular. El factor de corrección al ser determinado empíricamente, obvia las variaciones del campo a lo largo del borde radiante. El modelo tampoco es válido para elementos con alimentación insertada.

### 1.2.3 Modelo de Cavity Resonante

El modelo de cavidad resonante trata al elemento radiante como una cavidad delgada con muros magnéticos en la cual predominan los modos TMz. En los bordes magnéticos se establecen impedancias para modelar el efecto de la radiación. Este modelo indica que la frecuencia de resonancia es dependiente de la longitud de la antena según la siguiente relación:

$$fr = \frac{c}{2Le\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (6)$$

donde  $Le$  es la longitud efectiva del elemento radiante. Esta longitud debería de ser media longitud de onda en el sustrato de no ser por el efecto de la dispersión de los campos en la cercanía de los bordes físicos de la antena. Para tomar en cuenta este efecto, a la longitud real de la antena se le añade el factor de corrección  $\Delta L$  por cada uno de los bordes radiantes, lo que es igual a:

$$Le = L + 2\Delta L \quad (7)$$

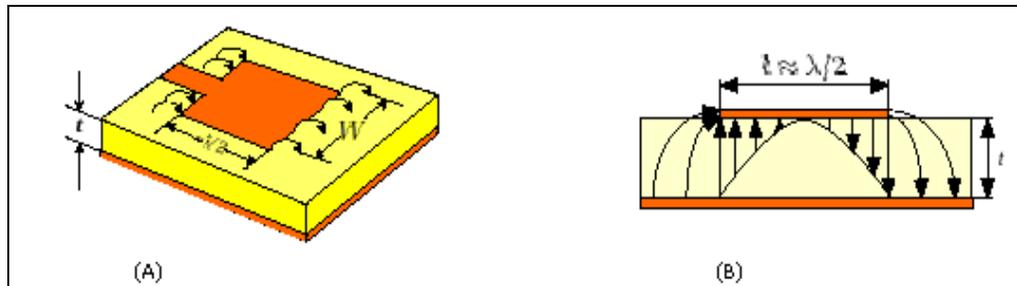


Figura 4. (A) Dispersión de los campos en los bordes radiantes de la antena.

(B) Corte transversal [2]

Según Hammerstad (Carver y Mink, 1981), el factor de corrección de la longitud viene dado por:

$$\Delta L = 0.412h \left[ \frac{\varepsilon_{eff}(\zeta) + 0.300}{\varepsilon_{eff}(\zeta) - 0.258} \right] \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0.262}{\frac{W}{h} + 0.813} \right], \quad (8)$$

donde el  $\varepsilon_{eff}(\zeta)$  indica la disminución progresiva de la constante de permitividad eléctrica efectiva del sustrato a medida que aumenta el grosor de éste. ( $\zeta$ , según se desee puede ser visto como W ó L)

$$\varepsilon_{eff}(\zeta) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{(\varepsilon_r - 1)}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{\zeta} \right)^{-1/2} \quad (9)$$

El modelo de cavidad es aplicable a elementos tanto rectangulares como circulares, con una pequeña diferencia en la complejidad de cálculos.

### 1.3 ANTENAS PLANARES

Una antena planar de tecnología microstrip puede ser definida en su configuración más general, como un elemento radiante colocado sobre un sustrato dieléctrico, el cual está apoyado sobre un plano de tierra. El material del cual está fabricado el patch es generalmente oro o cobre y debido a su espesor reducido puede tomar virtualmente cualquier forma dependiendo de la aplicación o de la superficie a la cual se desea imprimir la antena. Las geometrías más usadas son los dipolos, patch rectangulares, patch circulares y las antenas en espiral.

El Dipolo Planar es el más simple de los modelos de antenas microstrip y consiste en un dipolo impreso sobre un sustrato sin el plano de tierra. Es de fácil fabricación, sin embargo este tipo de antena es poco tomada en cuenta debido a que sólo es aplicable una frecuencia y la única polarización es la lineal.

La antena cuya manufacturación es la más realizable en cuanto al equipamiento del que se tiene disponibilidad en el laboratorio es el Patch Rectangular, este modelo es el escogido para el diseño del arreglo de antenas en este trabajo de grado. En el patch, los diferentes tipos de ondas son excitados (ondas guiadas, superficiales, de escape y espaciales), cada una de ellas con una cierta cantidad de energía del total entregado por la línea de transmisión. La radiación ocurre en los bordes del patch que se encuentran a una separación que garantice la fase y su ancho de banda es proporcional a el ancho  $W$  del elemento radiante.

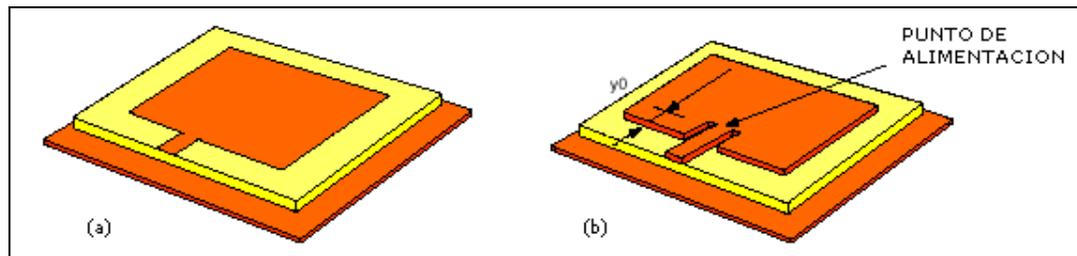


Figura 5. Patch rectangular (a) Alimentación al borde. (b) Alimentación insertada [2]

Un caso particular de este modelo de antena es el square patch (elemento radiante de forma cuadrada) el cual puede entregar una polarización circular aplicando en dos bordes adyacentes sendas alimentaciones, lo que es equivalente a alimentar de manera híbrida en  $90^\circ$ .

Respecto al Patch Circular se tiene que su principal ventaja respecto al Patch Cuadrado es que el ancho del lóbulo es independiente del ángulo azimutal y la polarización circular se obtiene según la posición en la que se inserte su alimentación.

Las Antenas en espiral son usadas cuando se requieren un gran ancho de banda, de hecho pertenece a los modelos de antenas de banda ancha. Para cada frecuencia se modifica una parte de la antena para que excite la onda espacial respectiva. No se puede obtener una polarización lineal en ellas.

Adicionalmente, existe una categoría denominada “Conformal Antenas”, poseen un substrato que se puede amoldar y fijar en cualquier superficie, lo que da como ventaja un sin fin de aplicaciones. Los arreglos hechos con este tipo de antenas generalmente se hacen con un número significativo de patch rectangulares.

#### 1.4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Existen dos tipos de líneas de transmisión para esta tecnología, la *slotline* o línea ranurada y la línea microstrip.

La línea de transmisión mas usada es la línea microstrip, la cual consiste de una tira metálica de ancho  $W_L$  sobre una de las superficies de un bloque dieléctrico de bajas pérdidas y espesor  $h$ , y un plano de tierra en la superficie opuesta del dieléctrico.

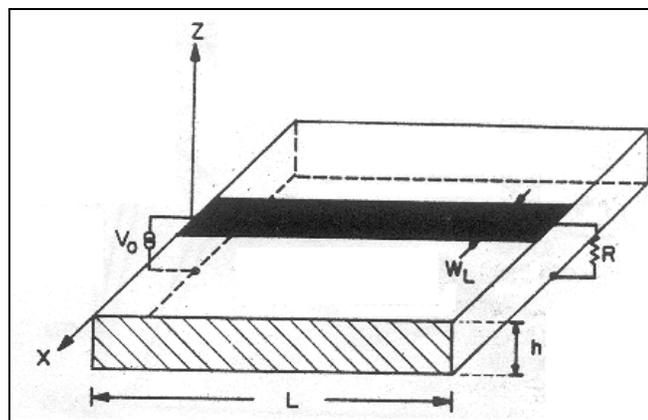


Figura 6. Línea de transmisión Microstrip. [3]

En el diseño, se colocan líneas microstrip para transportar la energía entregada por la sonda hacia los elementos radiantes. Su impedancia característica depende del ancho de éstas y sus expresiones fueron derivadas por Hammerstad (Levine et al. 1989):

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ W_l + 2.42h - 0.44h^2 / W_l + h(1 - h/W_l)^6 \right]^{-1} \quad \text{para } h \leq W_l, \quad (10)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \ln(8h/W_l + W_l/4h) / 2\pi h \quad \text{para } h \geq W_l, \quad (11)$$

donde  $h$  es el grosor del substrato dieléctrico,  $W_l$  es el ancho de la línea y  $\epsilon_{eff}$  es la permitividad eléctrica relativa efectiva dada en la ecuación (9)

Otra variante de las líneas de transmisión son las slotlines, éstas son usadas como una manera especial de alimentación de antenas planares. El modelo fundamental de la slotline puede ser vista como la superposición de dos líneas microstrip donde no existe el plano de tierra. La línea ranurada es usada como un tipo especial de alimentación para cierta antena planar y su modo fundamental puede verse como la superposición de dos líneas microstrip donde el plano de tierra ha sido removido.

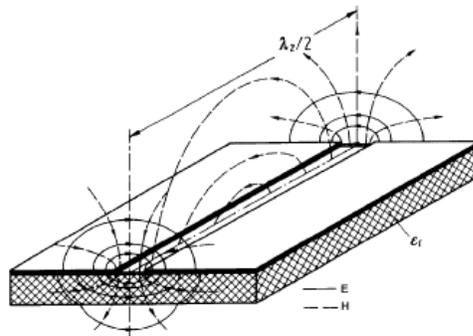


Figura 7. Línea ranurada (Slotline) con sus respectivos campos E y H. [2]

## 1.5 TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Es de vital importancia la técnica que se emplee para alimentar el elemento radiante, ya que ella puede modificar el acoplamiento con su línea de transmisión. Entre las técnicas de alimentación se pueden mencionar: la coaxial, la insertada, alimentación en el borde, por acoplamiento electromagnético y por acoplamiento en apertura.

La técnica de Alimentación Coaxial es usada si el espesor del sustrato es menor a la longitud de onda con el fin de que el campo alrededor de la sonda no presente distorsión. Con este tipo de alimentación se puede controlar la impedancia de entrada del elemento radiante simplemente cambiando la posición del punto de alimentación. Por otra parte, se puede obtener en algunos casos radiación espuria de niveles inaceptables en la sonda.

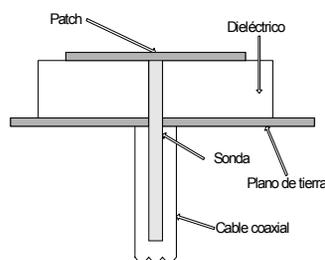


Figura 8. Alimentación coaxial. [4]

La Alimentación Insertada y la Alimentación en el Borde (Ver figura 5) tienen la ventaja de hacer de la línea de alimentación y del elemento radiante una sola pieza. En frecuencias altas, la radiación espuria de la línea de alimentación puede degradar el patrón de radiación y con él la eficiencia de la radiación. La alimentación insertada permite cierto control sobre la impedancia pero al precio de incrementar la radiación espuria. Para este trabajo de grado se toma la decisión de trabajar con alimentación coaxial a la entrada del arreglo y con alimentación en el borde para cada uno de los elementos radiantes.

El diseño de la red de alimentación debe tomar en cuenta la impedancia de los elementos radiantes a la frecuencia de resonancia, que disminuirá a medida que el ancho  $W_1$  del patch aumente respecto al largo de la antena. El aumento del ancho  $W_1$  tiene como límite dos veces el largo de la antena, ya que el comportamiento para longitudes superiores al límite preestablecido se aleja de las predicciones debido a la posibilidad de la excitación de modos distintos al modo  $TM_{01}$ , según lo indica el modelo de cavidad.

La Alimentación por Acoplamiento Electromagnético consiste en colocar la alimentación en la proximidad del elemento radiante sin que haya contacto galvánico. Esto se logra colocando el substrato que posee el elemento radiante sobre el substrato contentivo de la línea de transmisión, lo que lleva a una reducción de la radiación espuria de la alimentación de tal manera que el patrón de radiación es afectado en menor proporción por este tipo de radiación comparado con los otros tipos de alimentación.

Con la técnica de Alimentación por Acoplamiento en Apertura se puede eliminar los efectos de la radiación espuria producida por la línea de transmisión. La antena es colocada sobre el plano de tierra de la línea de transmisión y la energía electromagnética es otorgada realizando una apertura al elemento radiante.

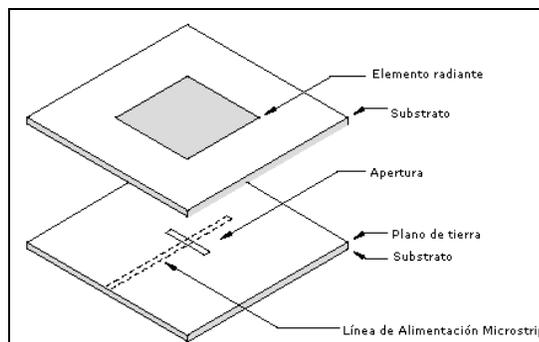


Figura 9. Alimentación por acoplamiento en apertura.

## 1.6 IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada del arreglo esta concebida para acoplarse a una alimentación de  $50\Omega$ . El acoplamiento entre el elemento radiante, la red de alimentación y la sonda debe permanecer relativamente estable para el ancho de banda estimado en el arreglo de antenas.

En general, para un elemento rectangular alimentado en el borde, siempre y cuando el valor de  $W$  no supere el doble del valor de  $L$  como es el caso de este arreglo, la impedancia de entrada se puede hallar por la siguiente aproximación:

$$Z_{in} \approx 260 \left( \frac{L}{W} \right)^2 [\Omega] \quad (12)$$

La impedancia de entrada del elemento radiante debe tomar en consideración el ancho mínimo que puede tomar su línea de alimentación a causa de que al disminuir la impedancia en el elemento radiante se producirá que la línea de alimentación sea cada vez más estrecha lo que puede producir una pérdida de precisión y por ende la pérdida del acoplamiento.

## 1.7 ACOPLAMIENTO

Realizar una red de alimentación implica el acoplamiento entre líneas y elementos de diferentes impedancias características, en este diseño se plantea la técnica del divisor de potencia y del transformador “cuarto de onda”, llamado también transformador  $\lambda/4$ .

### 1.7.1 Transformador $\lambda/4$

Consiste en una línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$ , (donde la longitud de onda se refiere a la longitud eléctrica en el sustrato) con una impedancia característica  $Z_0$  dada por:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}Z_c}, \quad (13)$$

donde:

$\lambda$  es la longitud de onda asociada al dieléctrico.

$Z_{in}$  es la impedancia que se desea a la entrada de la línea  $\lambda/4$ .

$Z_c$  es la impedancia de carga vista por la línea  $\lambda/4$ .

Este sistema presenta la desventaja de ser de banda estrecha porque un transformador sólo puede ser  $\lambda/4$  para una frecuencia fija.

### 1.7.2 Divisor de potencia

En ocasiones se requiere dividir la energía de la señal que es transportada por una línea de transmisión hacia dos ramas con cierta impedancia característica. Un divisor de potencia sencillo consiste en realizar una muesca con un ángulo  $\alpha$  en el cruce de las líneas de transmisión, tal como lo muestra la figura 10.

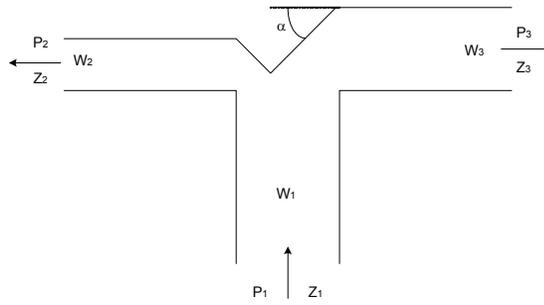


Figura 10. Divisor de potencia en líneas de transmisión microstrip.

Donde la relación entre las impedancias viene dada por:

$$Z_1 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}, \quad (14)$$

en la cual  $Z_1$  es la impedancia característica de la línea de alimentación principal y  $Z_2$  y  $Z_3$  son las impedancias características de las líneas de salida del divisor de potencia.

La relación de la potencia otorgada a una de las ramas respecto a la potencia proveniente de la línea de alimentación es inversamente proporcional a la relación de las impedancias de cada línea de transmisión.

$$\frac{P_2}{P_1} = \left( \frac{Z_1}{Z_2} \right), \quad (15)$$

$$\frac{P_3}{P_1} = \left( \frac{Z_1}{Z_3} \right), \quad (16)$$

y el ángulo de apertura de la muesca está dado por:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{W_3}{W_1}\right). \quad (17)$$

## 1.8 PATRÓN DE RADIACIÓN

El patrón de radiación de un elemento radiante sobre un plano de tierra infinito puede ser desarrollado modelando los bordes radiantes como fuentes magnéticas paralelas de longitud  $W$  separadas a una distancia  $L$  o equivalentemente como dos fuentes de corriente. Debido al espesor del dieléctrico, la imagen de la fuente de corriente se coloca a una distancia  $kh$ , donde  $k$  viene dado por:

$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} . \quad (18)$$

En el campo lejano, las expresiones del campo eléctrico para un recorrido del ángulo  $\theta$  entre  $0$  y  $2\pi$  ( $0 \leq \theta \leq 2\pi$ ) según Carver y Mink [1] están dadas por:

$$E_{\theta} = -\frac{jV_0 k_0 W e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left[ \cos(kh \cos \theta) \right] \left[ \frac{\sin \left[ k_0 \frac{W}{2} \sin \theta \sin \phi \right]}{k_0 \frac{W}{2} \sin \theta \sin \phi} \right] \left[ \cos \left[ k_0 \frac{L}{2} \sin \theta \cos \phi \right] \right] \cos \phi \quad (19)$$

$$E_{\phi} = -\frac{jV_0 k_0 W e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left[ \cos(kh \cos \theta) \right] \left[ \frac{\sin \left[ k_0 \frac{W}{2} \sin \theta \sin \phi \right]}{k_0 \frac{W}{2} \sin \theta \sin \phi} \right] \left[ \cos \left[ k_0 \frac{L}{2} \sin \theta \cos \phi \right] \right] \cos \theta \sin \phi \quad (20)$$

Cuya forma de onda espacial es casi omnidireccional como se aprecia en la figura 11:

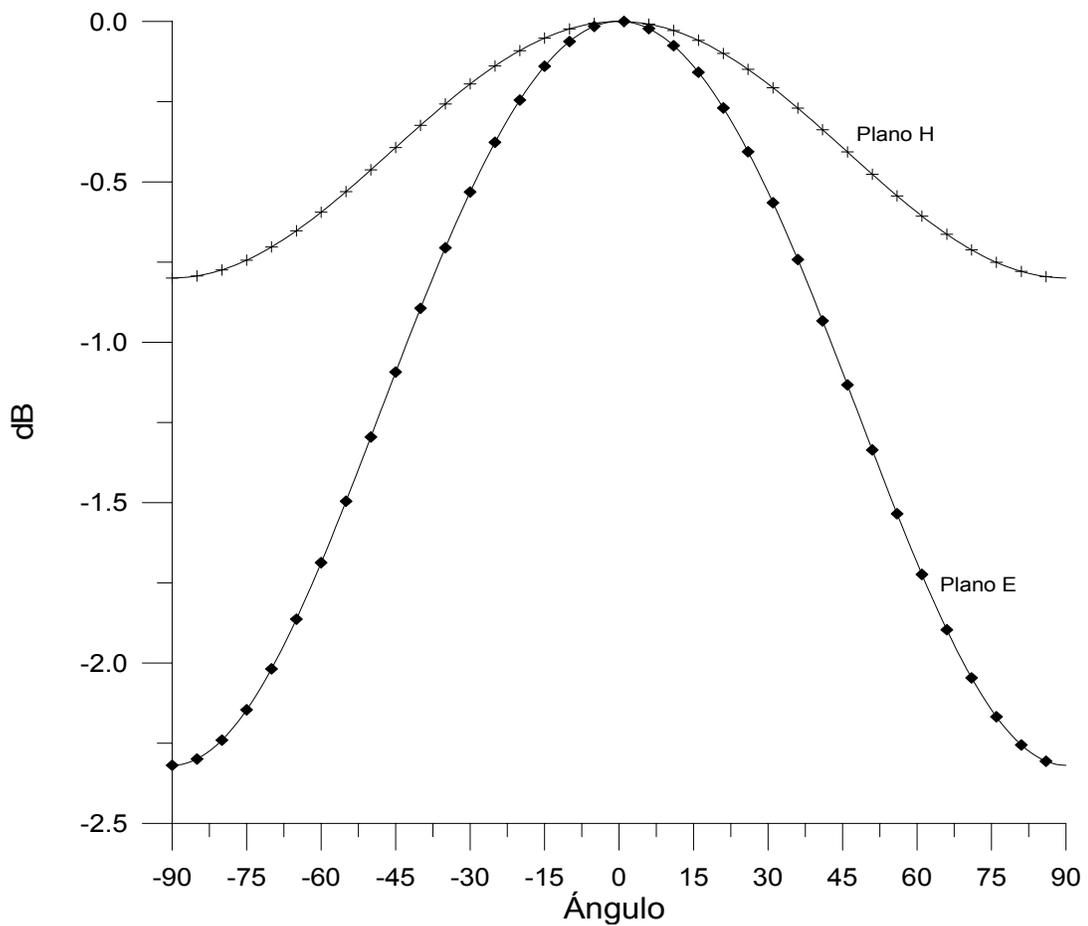


Figura 11. Patrón de radiación de los campos E y H. [4]

La directividad de este elemento radiante sobre un plano de tierra infinito ideal, puede ser calculada por medio de la integración numérica de la potencia del patrón de radiación. Esta potencia se calcula fácilmente a partir de las ecuaciones de los campos. En el caso de incrementar el espesor del sustrato se estará forzando un decremento en la directividad como un resultado de la interferencia destructiva entre el patch y sus corrientes imágenes.

## 1.9 ARREGLO DE ANTENAS MICROSTRIP

Para el desarrollo de este trabajo, se utilizó como base experimental los reportes de Carver [1], Levine [3] y Arruebarrena [4]; donde destacan una serie de recomendaciones en cuanto a la separación entre los elementos radiantes como en las longitudes de las líneas de transmisión.

La separación  $D$  entre elementos radiantes se consideró inicialmente entre  $0.6\lambda_0$  y  $0.8\lambda_0$  basado en los resultados experimentales obtenidos por Levine [3] para un arreglo de cuatro elementos radiantes.

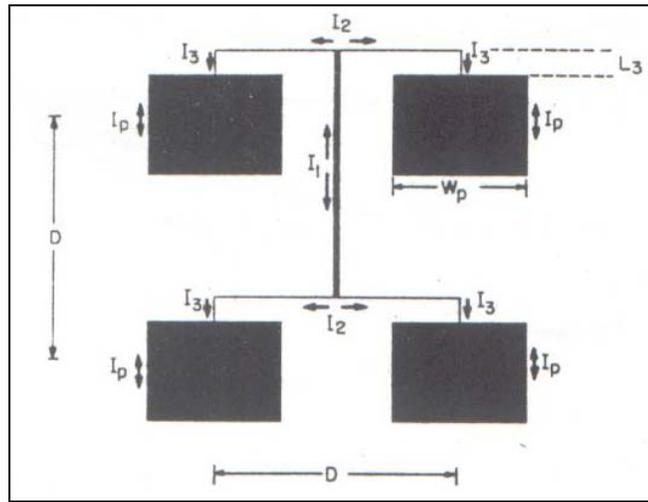


Figura 12. Modelo del arreglo de cuatro elementos radiantes utilizado por Levine [3].

La eficiencia de la radiación debido a la onda superficial viene dada por la relación entre la potencia radiada y la potencia total obtenida como la contribución entre la onda irradiada y la onda superficial. La gráfica que se muestra a continuación indica la eficiencia del arreglo de cuatro elementos radiantes en función de la longitud  $D/\lambda_0$  para tres valores de  $h\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0$  y para un valor fijo de  $L_3$  ( $L_3/\lambda_0 = 0.1$  y  $\epsilon_r = 2.2$ ).

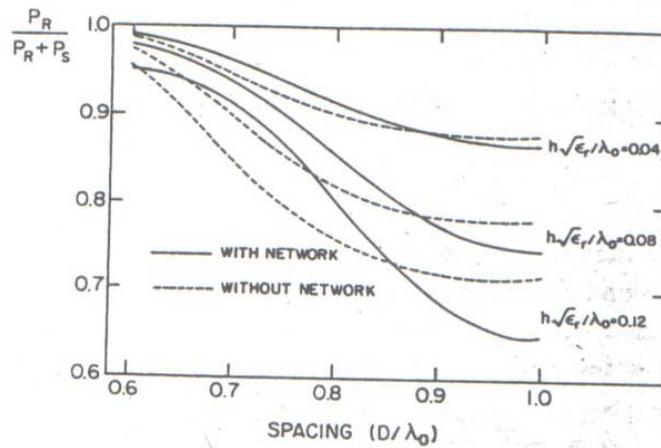


Figura 13. Eficiencia vs. espaciamento  $D/\lambda_0$  para diferentes valores de  $h\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0$  [3]

La figura 14 muestra la ganancia y la directividad del arreglo de Levine donde la ganancia es calculada como  $G_{dB} = Directividad_{dB} + eficiencia$ , y la Directividad viene dada por:

$$Dir = \frac{4\pi f(\theta, \phi)_{\max}}{P_r}, \quad (21)$$

donde  $f(\theta, \phi)_{\max}$  indica la máxima intensidad de radiación.

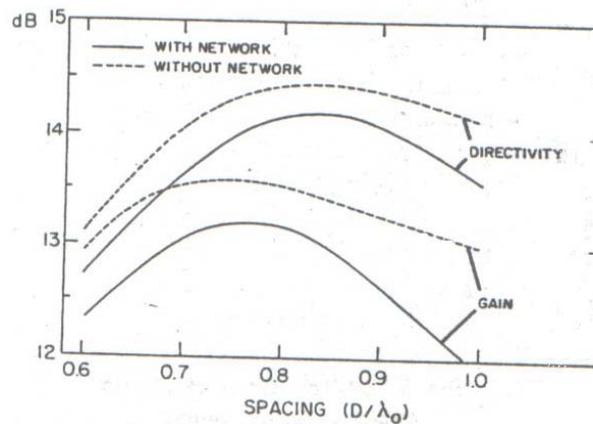


Figura 14. Directividad y Ganancia experimental del arreglo de Levine [3].

En la gráfica señalada como figura 13, se observa que la eficiencia decrece a medida que se aumenta la longitud  $D/\lambda_0$ . Este efecto se debe a la interferencia entre las ondas superficiales de los elementos adyacentes. En la figura 14 se obtiene el máximo de la Directividad entre  $0.8\lambda_0$  y  $0.9\lambda_0$  y la ganancia tiene su máximo entre  $0.7\lambda_0$  y  $0.8\lambda_0$ .

Otro criterio para escoger la separación entre los elementos radiantes es la limitación del tamaño físico de las láminas de FR4 disponibles para la elaboración de las antenas, ya que sus medidas estándar son de 12x18 pulgadas. No obstante, la frecuencia de resonancia y/o el acoplamiento se verán fuertemente marcados por la separación entre los elementos radiantes, siendo el patrón de radiación el principal afectado por las interferencias causadas por las ondas superficiales entre los elementos adyacentes. Esta influencia se verá mermada porque un arreglo de 16 elementos radiantes posee una alta directividad.

## CAPÍTULO II

### 2.1 FRECUENCIA. ATRIBUCIONES DE LA BANDA DE 2.4GHZ

Por ser una banda de frecuencia que no necesita permisología por parte del ente regulador de las telecomunicaciones en Venezuela (*Comisión Nacional de Telecomunicaciones: CONATEL*), se estableció la frecuencia de 2.4GHz como frecuencia central de este proyecto. Esta banda de frecuencia es utilizada comúnmente para saltos de información de corta distancia, siendo la aplicación más usada las redes inalámbricas. En Venezuela, según la nota V.21 asentada en el Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias (**CUNABAF**), la banda sobre los 2300MHz e inferior a 2483,5MHz está atribuida a las particularidades de telefonía fija local, servicios de internet, transporte y acceso a redes de datos, dando un sin fin de aplicaciones a la antena desarrollada en este proyecto.

### 2.2 MATERIALES Y EQUIPOS

Las antenas planares diseñadas se imprimieron en las láminas de alta frecuencia FR4 que poseen una constante dieléctrica relativamente alta ( $\epsilon_r = 4.2$  y espesor de 2mm) comparado con materiales como el RT/Duroid™ de Rogers Corps de permitividades relativas entre  $\epsilon_r = 2.2$  y  $\epsilon_r = 2.3$ , las cuales son típicamente usadas para la fabricación de antenas de tecnología microstrip.

El equipo utilizado para la fabricación de las antenas es la fresadora “QuickCircuit”™ modelo 7000 que al igual que las láminas FR4 están disponibles en la Escuela de Ingeniería Eléctrica. En esta máquina se trabajó con la fresa “T1” para la delineación de las antenas, esta fresa posee la característica de poseer una punta delgada con la cual se consigue una excelente precisión. A excepción de la primera

antena fabricada, en la cual se utilizó Cloruro Férrico para la desintegración del cobre no deseado, y capas de productos químicos impermeables para proteger el plano de tierra, las líneas de transmisión y los elementos radiantes; con el fin de eliminar el exceso de cobre de las láminas de todas las antenas se utilizó la fresa T2 y un proceso de levantamiento manual con la ayuda de un Butil de tres puntas.

En las pruebas experimentales de acoplamiento y frecuencia de resonancia se utilizó el equipo de medición de líneas de transmisión y componentes de RF, “Site Master”, modelo S332B de Anritsu Company, el cual es un medidor portátil de ROE, pérdidas de retorno o pérdida por inserción, y medidor de distancia a la falla DTF (*distance to fault*) que opera hasta 3GHz.

Para alimentar el arreglo de antenas a 2.4GHz se escoge el conector tipo “N”, el cual puede soportar frecuencias hasta de 11GHz, además de ser el conector que poseen los cables y equipos de medición utilizados. En nuestro caso particular, se utilizó el conector tipo N de “chasis ó carcasa” el cual se debe modificar para adaptarlo a la superficie de la antena ya que presenta una protuberancia en su plano inferior que evita un buen contacto galvánico entre la tierra de la antena y la tierra del conector.

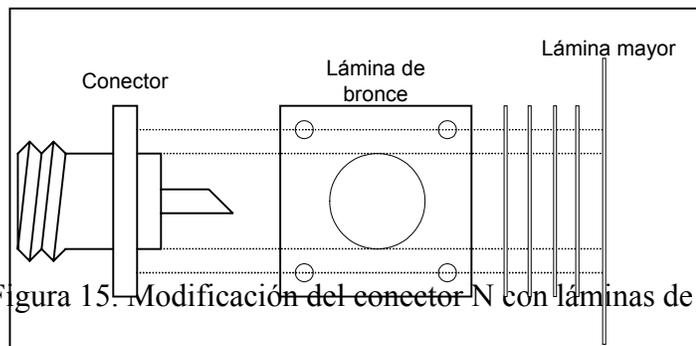


Figura 15. Modificación del conector N con láminas de bronce [4]

En la modificación del conector se colocaron varias láminas de bronce del tamaño del chasis del conector siendo la última de ellas de mayor dimensión para facilitar la soldadura a la antena y aumentar la rigidez del conector. Fue seleccionado

el bronce ya que tiene la ventaja de contener estaño, lo que disminuye frente al cobre u otro material conductor el tiempo de exposición al calor para lograr una soldadura efectiva, evitando así el sobrecalentamiento de los substratos del conector y la antena y su posible deformación por calor. La siguiente imagen muestra un conector tipo N de chasis adaptado a la superficie posterior de la antena.



Figura 16. Fotografía de un conector N adaptado a una antena planar.

### 2.3 RED DE ALIMENTACIÓN

El arreglo está compuesto por un grupo de cuatro celdas unitarias como la indicada previamente por la figura 12, en ella se observa que existe una línea central o principal que se divide tanto en la parte superior como en la parte inferior en otras dos líneas que se dirigen a los elementos radiantes. Para el arreglo final, esta línea principal debe ser alimentada en su centro mediante otra red de alimentación que a su vez sirve de unión con las otras celdas unitarias.

La red que funge de unión a las celdas unitarias es la que presenta la sonda de la alimentación y en su esencia es equivalente a la red utilizada en cada celda unitaria. Como diseño inicial de este tramo de la red de alimentación, se planteó una línea de alimentación de  $50\Omega$  naciente desde el centro de la línea principal de la red y cuya sonda fue colocada a una distancia de media onda en el dieléctrico ( $\lambda/2$ ) del extremo final de dicha línea. La colocación de la sonda a la distancia de  $\lambda/2$  de la terminación

en abierto fue concebida para evitar los efectos de dispersión en el borde de la línea de alimentación.

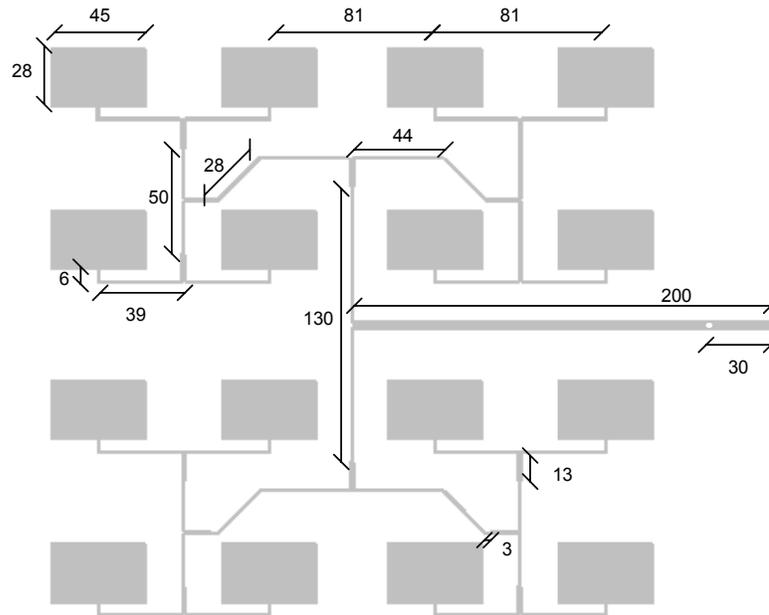


Figura 17. Primer diseño de antena fabricado.

La línea principal de la red de unión se tomó con una impedancia característica de  $100\Omega$  con la finalidad de obtener un acoplamiento entre la línea que contiene la sonda y la línea principal sin el uso de un transformador cuarto de onda ( $\lambda/4$ ). Esto se logra aplicando el divisor de potencia de la figura 10 donde de las ecuaciones (15) y (16) se obtiene  $P_2 = P_3 = P_1/2$  por lo que  $Z_2 = Z_3 = 2.Z_1$ ; y de la ecuación (14) se obtiene que  $Z_2 = Z_3 = 100\Omega$ .

Para el resto de las líneas se tomó una impedancia característica de  $100\Omega$  por las limitaciones de precisión del equipo utilizado para la fabricación (no se pueden tener líneas menores a 0.5mm de ancho) por lo cual se toman líneas de impedancia no mayores a  $100\Omega$  (0.8 mm de ancho). Para obtener el acoplamiento entre las líneas que al unirse forman un equivalente de  $50\Omega$  y una línea de  $100\Omega$ , se utilizaron transformadores cuarto de onda ( $\lambda/4$ ).

En nuestro caso en particular se desea que la impedancia a la entrada de la línea  $\lambda/4$  sea  $Z_{in} = 100\Omega$  y la carga es un equivalente de  $50\Omega$  ( $Z_c = 50$ ), aplicando la ecuación (13) tenemos que la impedancia característica de la línea  $\lambda/4$  es  $Z_0 = 70.71\Omega$ . La longitud de onda en el dieléctrico es de 60mm lo que equivale a 15mm de longitud del transformador cuarto de onda ( $\lambda/4$ ).

Para obtener la permitividad relativa efectiva  $\epsilon_{eff}$  se utilizó la ecuación (9) donde  $\zeta$  es el ancho  $W_1$  de la línea. Una línea de impedancia característica de  $100\Omega$  implica  $h \geq W_1$  por lo que se aplica la ecuación (11) para determinar el ancho de la línea. En la siguiente tabla se observa la solución del ancho de la línea para una impedancia característica  $Z_0 = 100\Omega$ .

| $\epsilon$ relativo | H | $W_1$ | $u(W_1/h)$ | $\epsilon$ efectivo | $Z_0$      |
|---------------------|---|-------|------------|---------------------|------------|
| 4.3                 | 2 | 0.8   | 0.4        | 2.97359162          | 104.830957 |
| 4.3                 | 2 | 0.9   | 0.45       | 2.99239866          | 100.442824 |
| 4.3                 | 2 | 1     | 0.5        | 3.01005952          | 96.5413128 |

Tabla 1. Ancho de línea para una impedancia característica  $Z_0 = 100\Omega$ .

En cuanto al ancho del transformador cuarto de onda ( $\lambda/4$ ) se tiene:

| $\epsilon$ relativo | H | $W_1$ | $u(W_1/h)$ | $\epsilon$ efectivo | $Z_0$      |
|---------------------|---|-------|------------|---------------------|------------|
| 4.3                 | 2 | 1.9   | 0.95       | 3.13600271          | 73.4980842 |
| 4.3                 | 2 | 2     | 1          | 3.14749372          | 71.7296886 |

Tabla 2. Ancho de línea de longitud  $\lambda/4$ .

Al realizar el cálculo de la línea de alimentación de impedancia característica de  $50\Omega$  se obtiene que  $h \leq W_1$  por lo que se usa la ecuación (10) para esta línea de transmisión. El resultado se muestra en la tabla 3.

| $\epsilon$ relativo | H | $W_1$ | $u(W_1/h)$ | $\epsilon$ efectivo | $Z_0$       |
|---------------------|---|-------|------------|---------------------|-------------|
| 4.3                 | 2 | 3.9   | 1.95       | 3.31652631          | 50.21800378 |
| 4.3                 | 2 | 4     | 2          | 3.323609679         | 49.46872485 |
| 4.3                 | 2 | 4.1   | 2.05       | 3.33056146          | 48.74332264 |

Tabla 3. Ancho de línea para una impedancia característica  $Z_0 = 50\Omega$ .

Estos valores son válidos solamente para la primera antena fabricada, como se verá en los resultados experimentales de esta antena (apartado 2.6), la corrección del diseño nos condujo a la determinación de un nuevo valor de la constante de permitividad la cual pasa de un  $\epsilon_r = 4.3$  a un  $\epsilon_r = 4.2$ .

## 2.4 ELEMENTOS RADIANTES

Prosiguiendo con la continuidad de las líneas de  $100\Omega$  se diseñan los elementos radiantes para una impedancia de entrada igual a la impedancia de las líneas con la finalidad de garantizar el acoplamiento con sus líneas de alimentación.

Siguiendo el modelo de Cavidad Resonante, aplicando las ecuaciones (6), (7), (8) y (9) con una frecuencia central de 2.4GHz y el valor de permitividad eléctrica en  $\epsilon_r = 4.3$ , se obtiene un ancho  $W_1 = 45\text{mm}$  y una longitud  $L = 28\text{mm}$  para una impedancia de entrada de  $100\Omega$ .

## 2.5 SEPARACIÓN “D” ENTRE ELEMENTOS RADIANTES.

Debido a la dimensión limitada de la lámina de FR4 (12 x 18 pulgadas) y a las curvas de eficiencia mostradas en la figura 13, para una eficiencia cercana a la unidad se toma como separación entre los elementos radiantes el 65% de la longitud de onda en el vacío ( $\lambda_0$ ), lo que equivale a 81mm. Esta separación se mide a partir de los centros de los elementos radiantes como se aprecia en la figura 12.

## 2.6 RESULTADOS DEL PRIMER MODELO

El primer modelo diseñado y fabricado en la lámina de FR4 se muestra en la siguiente figura:

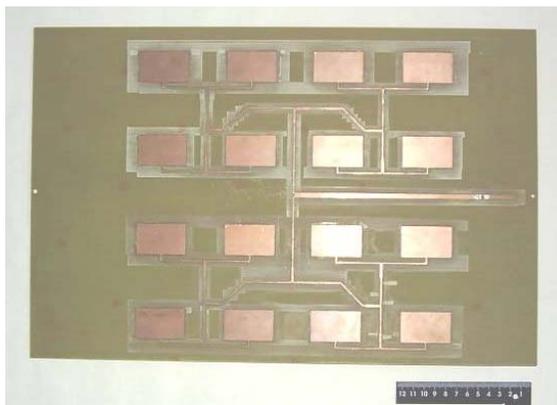


Figura 18. Fotografía de la primera antena diseñada.

Donde las mediciones de ROE realizadas muestran el comportamiento del acoplamiento del primer diseño de antena respecto a un barrido de frecuencia entre 2.5GHz y 2.7GHz:

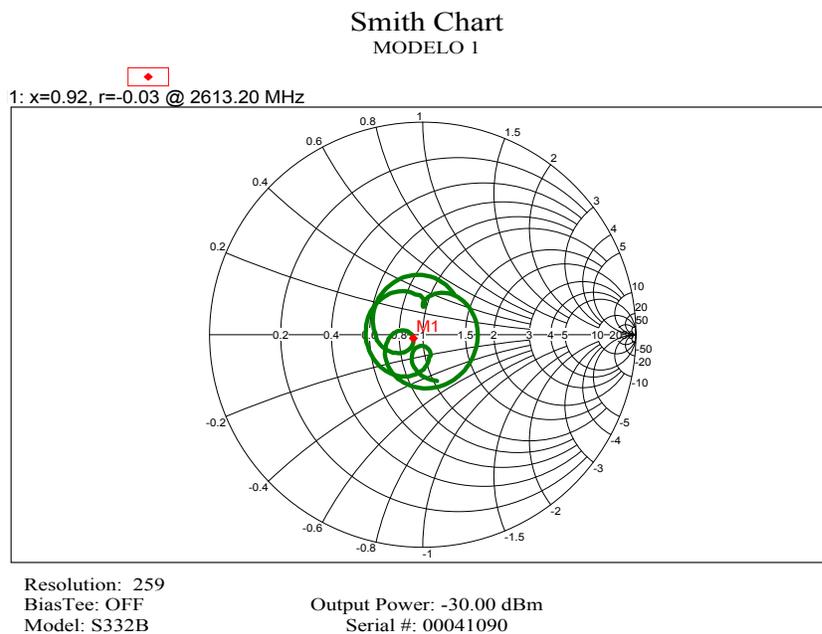
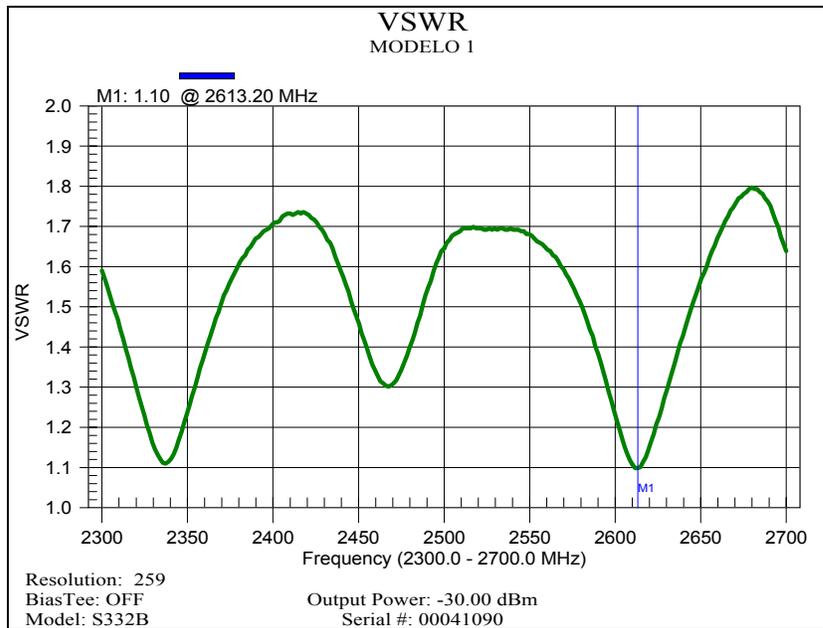


Figura 19. ROE del primer diseño de antena.

Se observa dos puntos importantes de resonancia, uno a 2.3372GHz equivalente a 2.61% inferior a 2.4GHz con un ROE de 1.1 y otro a 2.6132 GHz y ROE de 1.11 que se aleja en 8.88% de nuestra frecuencia de resonancia deseada. En la carta de Smith se observa que para la frecuencia de resonancia superior (2.6132

GHz) la parte reactiva de la impedancia es considerablemente inferior (30%) respecto a la reactancia en la frecuencia de 2.3372GHz.

Para determinar la causa del corrimiento en frecuencia se procedió a realizar un par de antenas de un elemento radiante con las mismas medidas de los patch del arreglo estudiado. También se fabricó una celda unitaria para corroborar los resultados obtenidos con el elemento radiante solitario.

## 2.7 ELEMENTO RADIANTE Y CELDA UNITARIA.

Se realizó un elemento radiante de 45 x 28 mm con una línea de alimentación de  $50\Omega$  y un transformador cuarto de onda para el acoplamiento entre ambos. También se realizó en la misma lámina de FR4 una antena del tipo celda unitaria con la misma dimensión de los elementos radiantes.

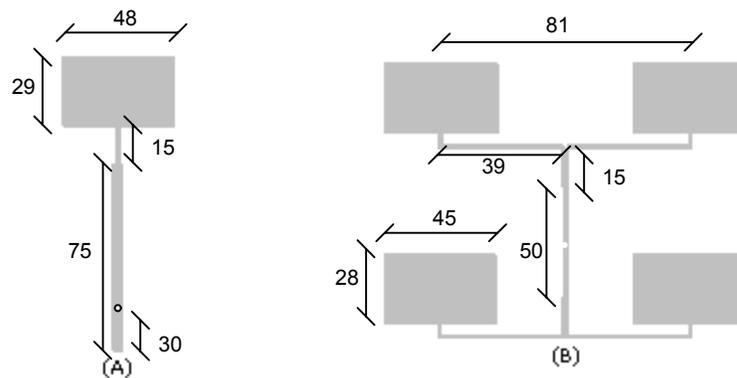


Figura 20. Antenas basadas en: (A) Elemento radiante. (B) Celda Unitaria

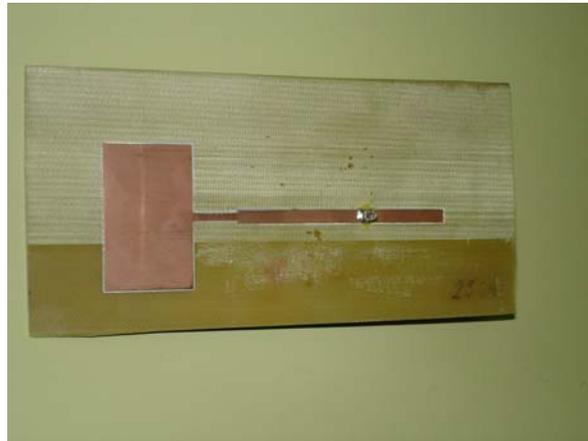


Figura 21. Elemento radiante resonante a 2.5GHz

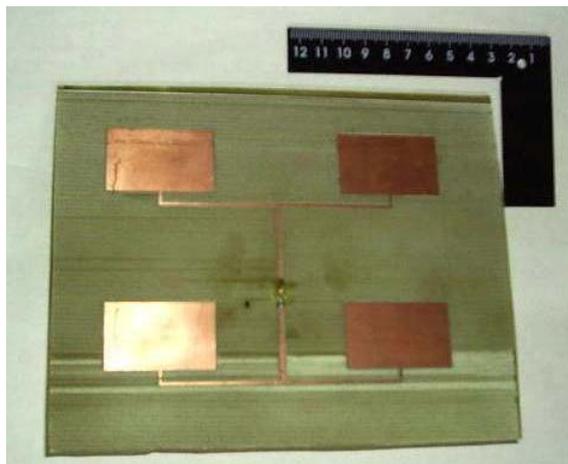


Figura 22. Celda unitaria resonante a 2.5GHz

Al realizar la medición de ROE del elemento radiante se obtuvo la siguiente representación gráfica:

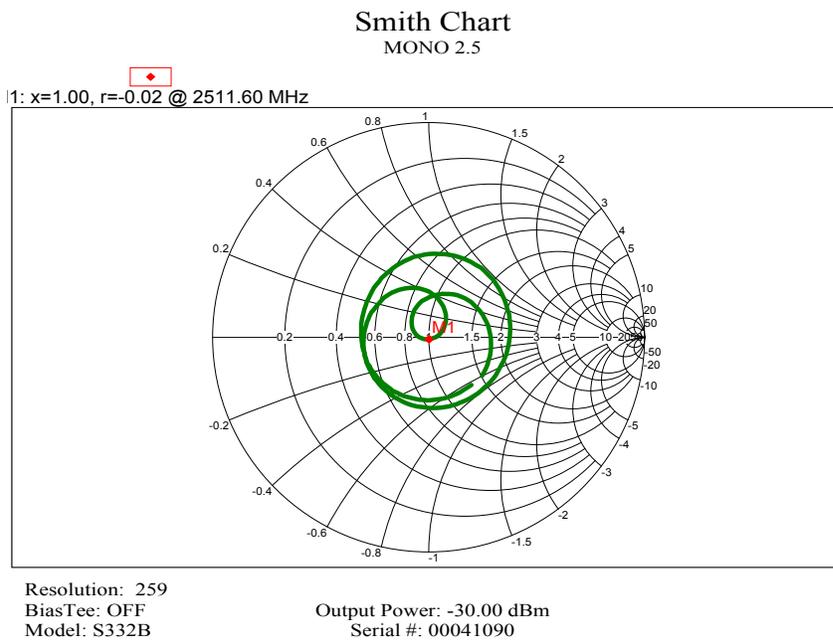
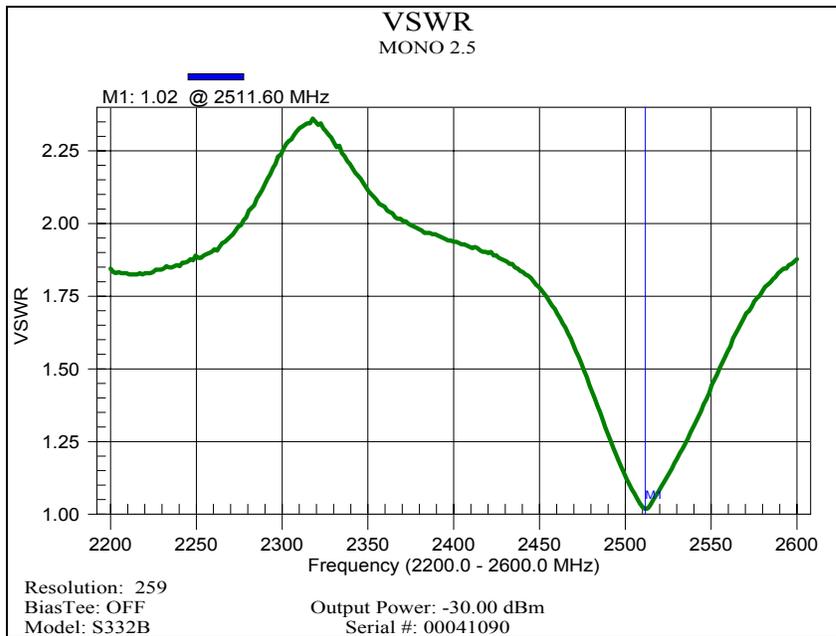


Figura 23. ROE del elemento radiante unitario.

Se aprecia una frecuencia de resonancia de 2.511GHz equivalente a un error del 4.62% respecto a la frecuencia de resonancia deseada. Esta variación se debe a que la longitud del borde radiante es inferior a la longitud equivalente para 2.4GHz,

para dar solución a este inconveniente se tomó como incógnita el valor del  $\epsilon_r$  del dieléctrico y se procedió con los datos del elemento radiante (frecuencia de resonancia, longitudes e impedancia) a realizar iteraciones para obtener un valor más preciso del  $\epsilon_r$  del material FR4. El resultado obtenido es un  $\epsilon_r = 4.2$  a diferencia del valor utilizado en los cálculos previos ( $\epsilon_r = 4.3$ ).

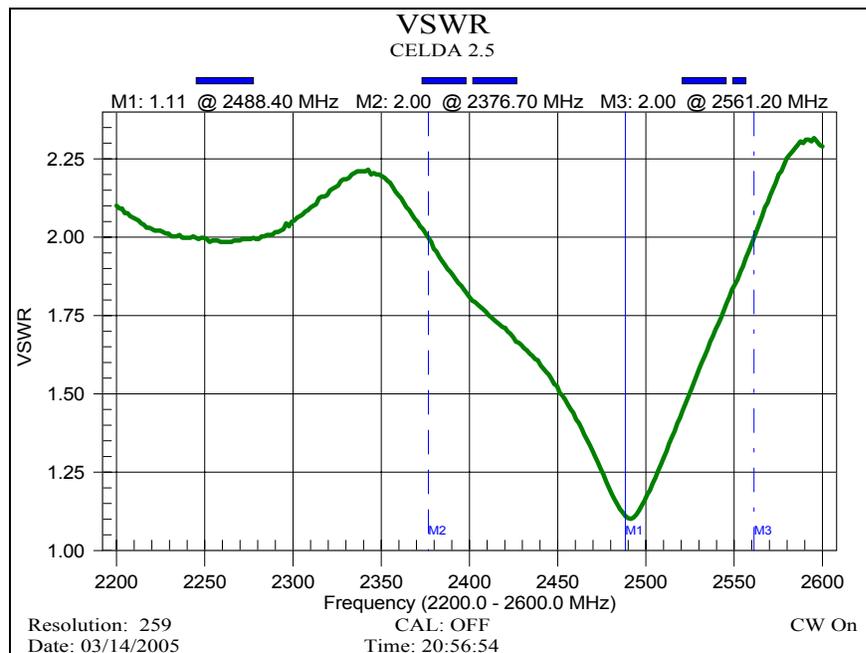


Figura 24. Resonancia de la celda unitaria.

Tomamos como criterio del ancho de banda lo indicado por Carver y Mink en su reporte experimental [1], ellos consideran el ancho de banda de las antenas como la banda de frecuencias en las cuales el valor de ROE es inferior a 2 y oscila aproximadamente entre el 1% y 6% de la frecuencia de operación. En referencia a la celda unitaria, se consiguió un ancho de banda de 184.5 MHz lo cual equivale al 7.68% de la frecuencia de trabajo; porcentaje que es en buena pro, superior a lo estimado.

## 2.8 ELEMENTO RADIANTE A 2.4 GHZ

Con el valor determinado de la constante relativa de permitividad eléctrica del material FR4 ( $\epsilon_r = 4.2$ ), se procedió a calcular las dimensiones del elemento radiante dando por resultado un borde radiante de 49mm y una separación entre bordes de 29mm, donde se aprecia el aumento de las longitudes del patch para lograr la disminución de la frecuencia de resonancia.

Se procedió a fabricar una antena de un elemento radiante con las medidas mencionadas, cuya fotografía se muestra en la figura 25, y en la figura 26 se muestra el resultado de las mediciones.

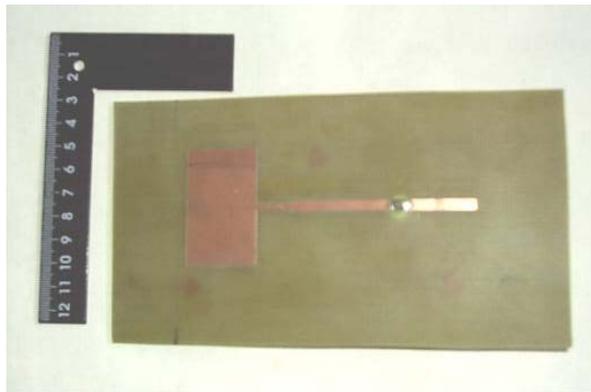


Figura 25. Fotografía del elemento radiante a 2.4GHz

En la figura siguiente se aprecia que la frecuencia de resonancia se obtiene a 2.4372GHz lo que implica un error de precisión de 1.55% lo cual es considerada aceptable, sin embargo se presenta un aumento considerable del ROE (1.51) que bien puede ser atribuido al efecto de la soldadura del conector.

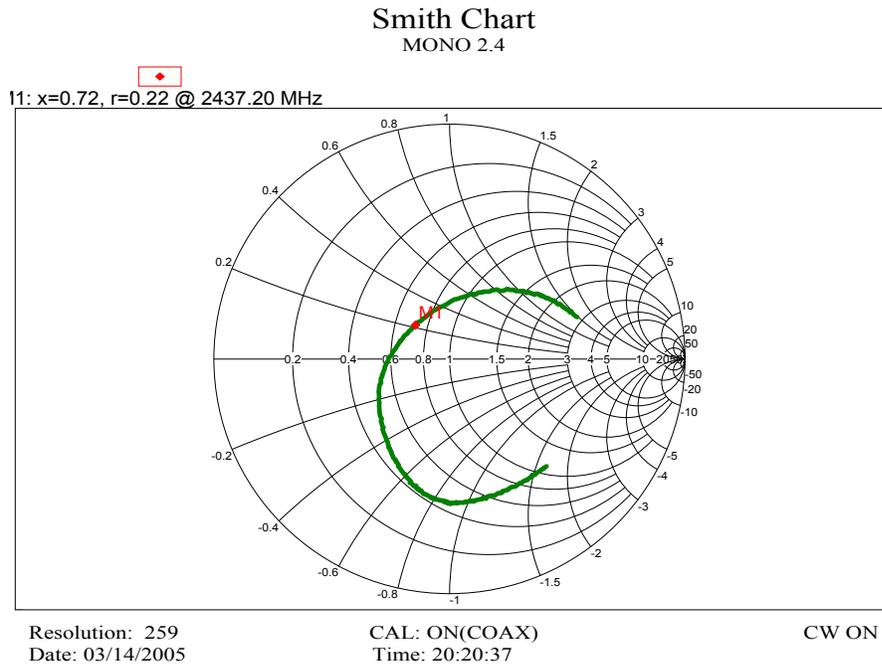
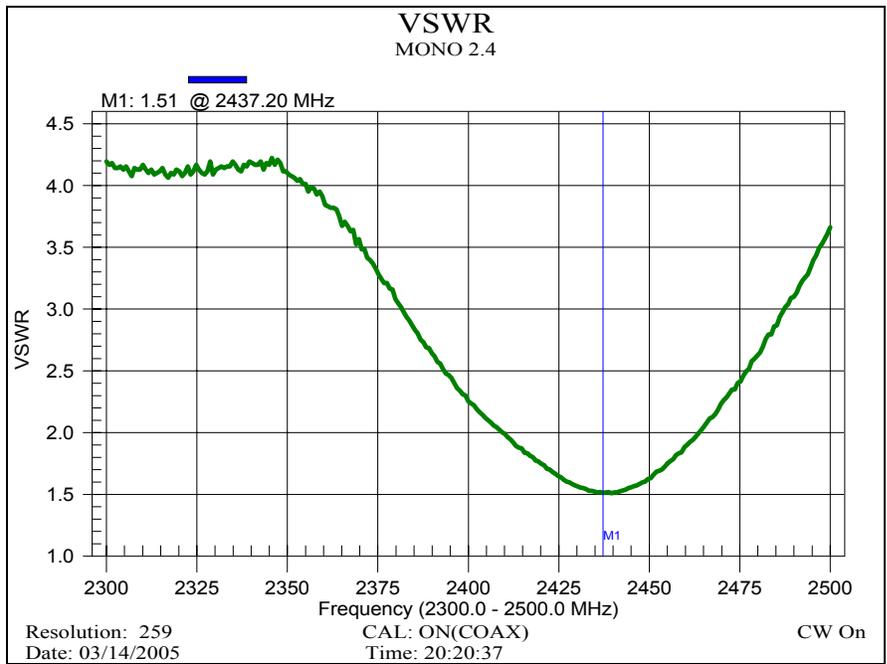


Figura 26. Resultados experimentales para el elemento radiante con  $\epsilon_r$  modificado.

## 2.9 PROTOTIPOS

Con la nueva dimensión del elemento radiante se procedió a dimensionar el arreglo deseado sobre la lámina FR4, conservando la proporción de separación de los elementos radiantes del 65% de la longitud de onda en el vacío " $\lambda_0$ " para la separación en el eje Y, y aumentando al 80% la separación en el eje X para evitar un posible aumento de interacción entre los elementos circunvecinos debido al aumento de los bordes radiantes. Con el fin de evitar posibles cruzamientos de la energía electromagnética irradiada por los elementos radiantes y la línea de alimentación de  $50\Omega$ , debido tanto al grosor de ésta como por la cercanía de ambos, es eliminada esta línea, procediendo a colocar la sonda en el centro de la antenna. El esquema es indicado en la figura 28.

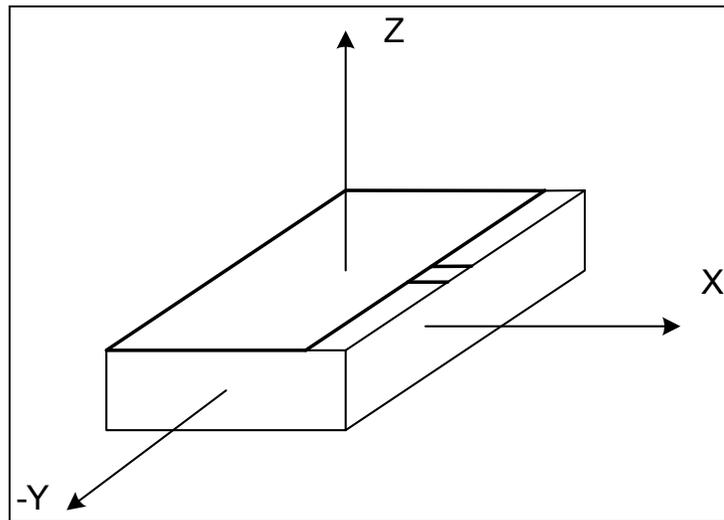


Figura 27. Ejes de referencia.

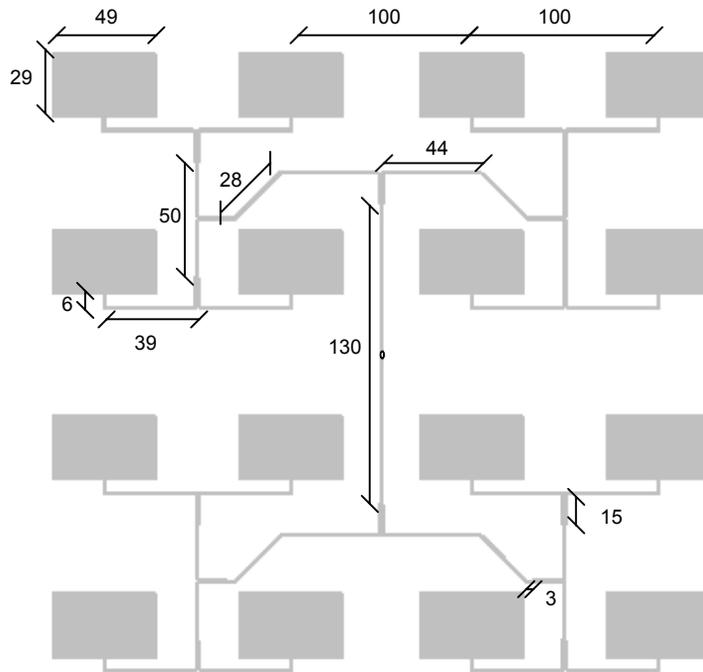


Figura 28. Diseño de las antenas prototipos.

Se procedió a diseñar y fabricar dos prototipos con las especificaciones indicadas, y luego, para cada una de las antenas se procedió a comprobar su acoplamiento a  $50\Omega$  por medio de la medición del ROE.



Figura 29. Fotografía del primer prototipo

Los resultados en la medición del ROE del primer prototipo fabricado son los siguientes:

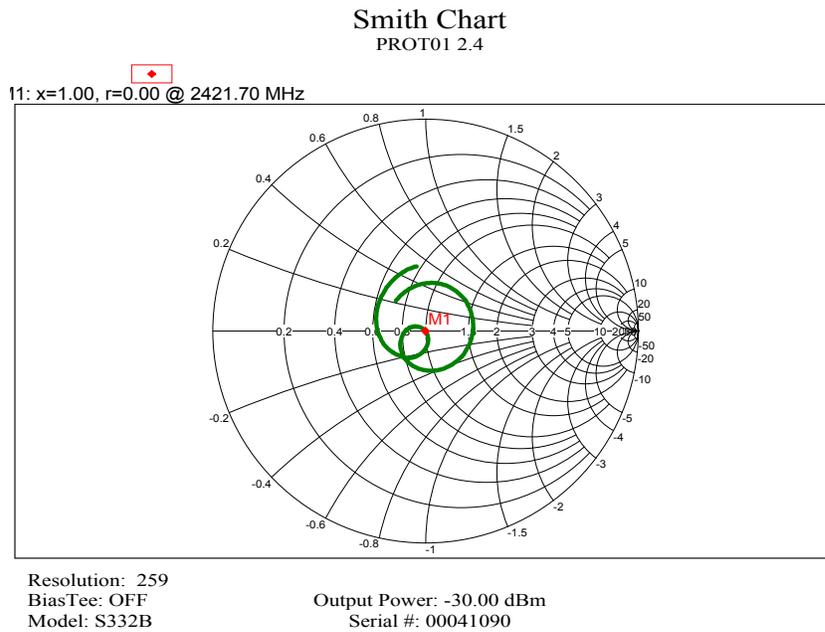
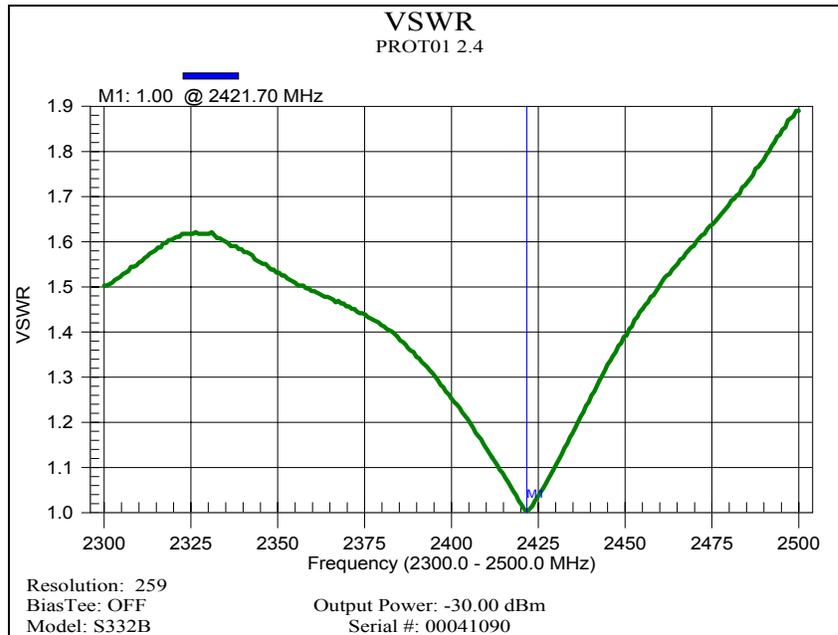


Figura 30. Resultado Experimental del primer prototipo

Este primer prototipo nos muestra un ROE igual a la unidad para una frecuencia de 2.425GHz, lo que equivale a un corrimiento de 25MHz en la frecuencia deseada, es decir, se obtiene un error aproximado al 1% , lo que satisface de manera general las condiciones de resonancia del diseño. Para el segundo prototipo tenemos:

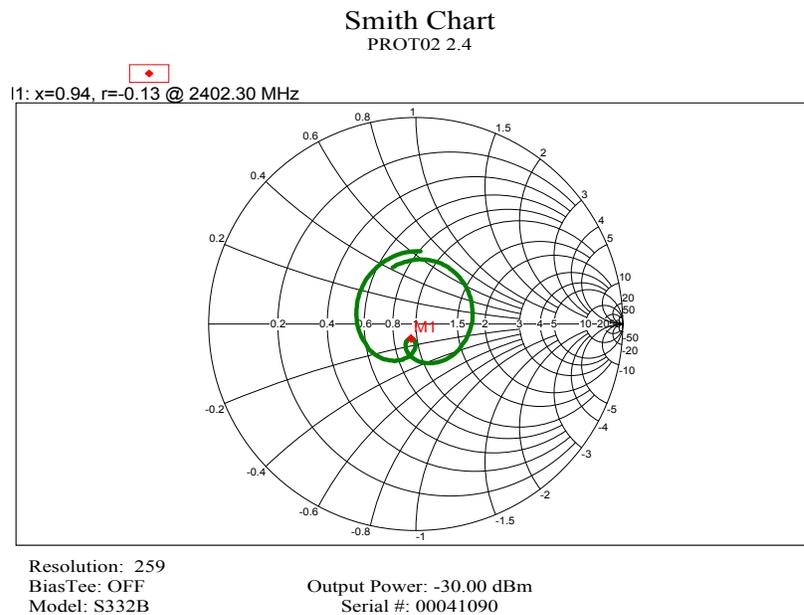
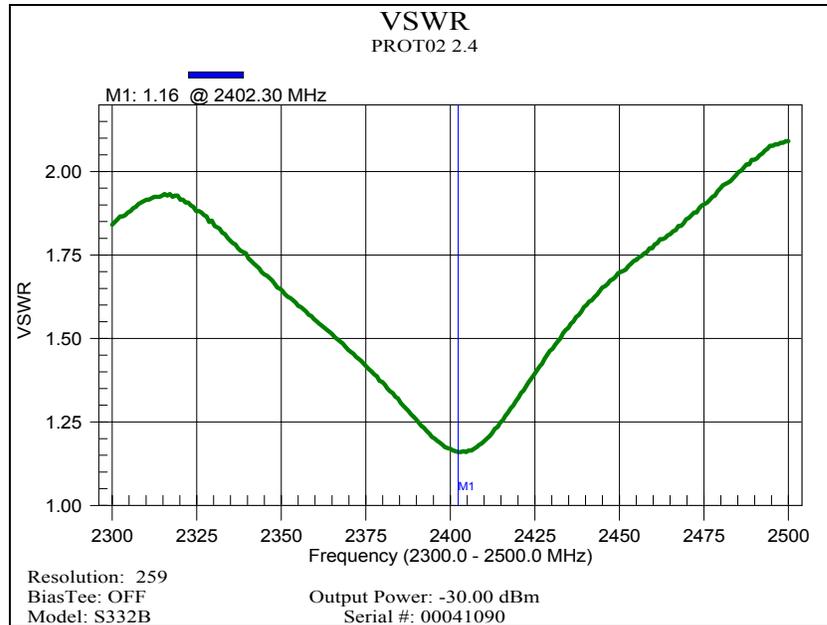


Figura 31. Resultado experimental del segundo prototipo

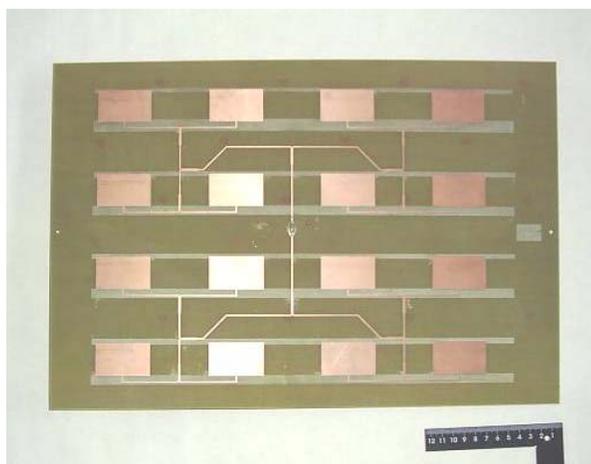


Figura 32. Fotografía del segundo prototipo

La figura 30 muestra que la frecuencia de resonancia presenta un error del 0.9% respecto a la frecuencia deseada con un acoplamiento igual a la unidad en esta frecuencia de resonancia experimental. En la figura 31 se aprecia que la frecuencia de resonancia coincide con la deseada con un aumento del ROE del 16%. Esta diferencia del ROE nos lleva a atribuir un ligero cambio de impedancia en el sistema debido al ensamble físico del conector a la lámina de la antena.

## **CAPÍTULO III**

Este capítulo está referido a los resultados finales del proyecto presentado. Se procedió a construir una pareja de antenas según el diseño establecido en la construcción de los prototipos. Según el orden de fabricación, se identificaron para efectos prácticos como “Primera Réplica” y “Segunda Réplica”; en este capítulo, será una de las maneras de identificar dichas gemelas.

Estas antenas pueden ser usadas tanto en ambientes interiores como en exteriores de acuerdo a la aplicación en la cual sean requeridas. Para protegerlas de la inclemencia del clima, fueron empotradas en sendas cajas de aluminio con una lámina de acrílico que funge como tapa superior de los mencionados contenedores. Sus dimensiones y el efecto del acrílico sobre la señal que se propaga serán mencionadas en el apartado que corresponda.

### **3.1 FABRICACIÓN PRIMERA ANTENA. DISEÑO FINAL**

Se realizó la primera réplica del prototipo y antes de proceder al empotramiento se realizó la medición de la relación de onda estacionaria para comprobar el acoplamiento de la antena a  $50\Omega$ , obteniendo como resultado la siguiente curva:

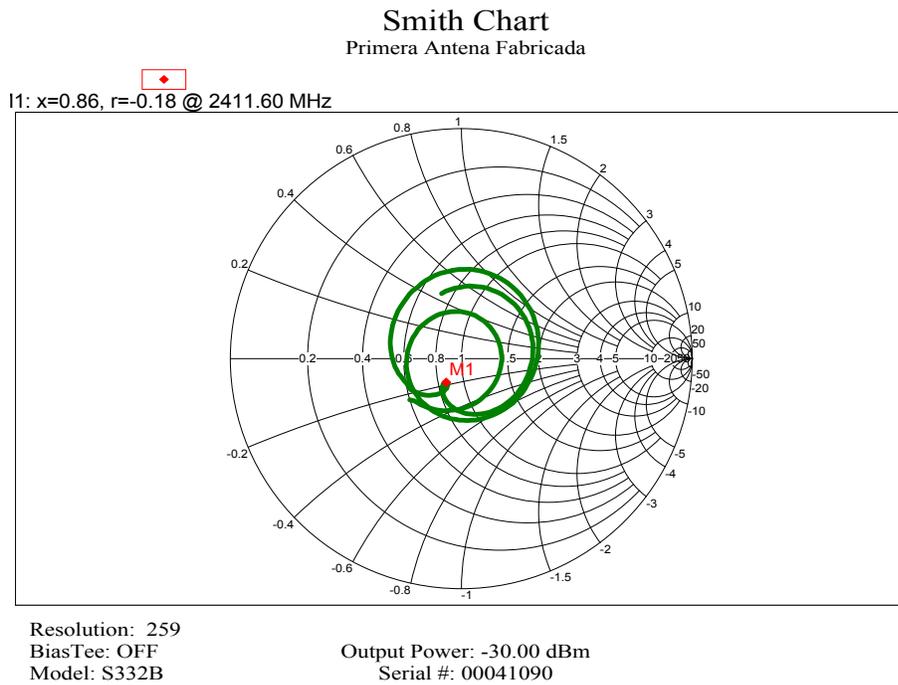
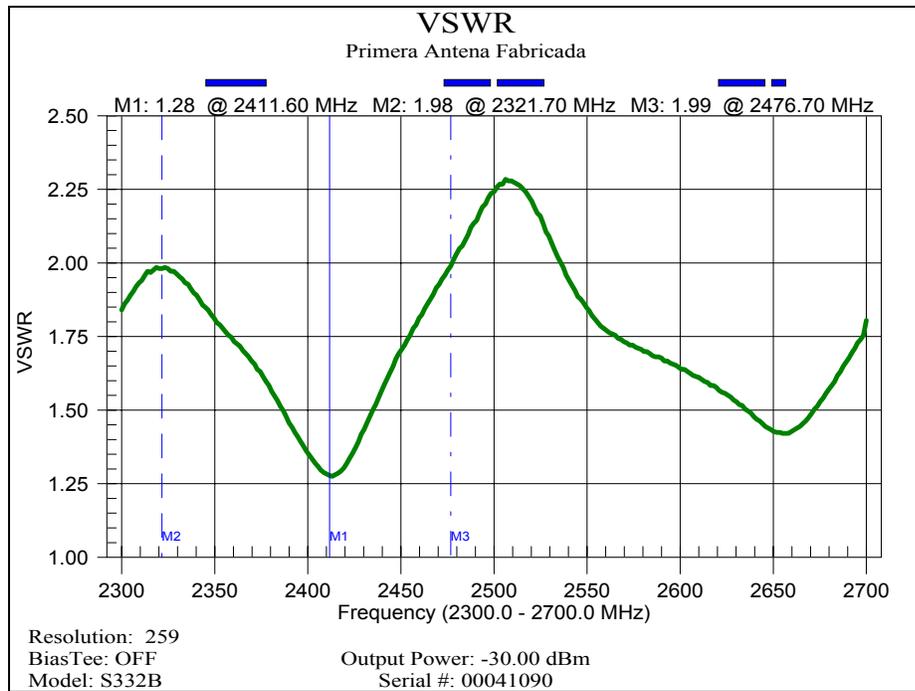


Figura 33. Acoplamiento de la primera réplica.

Comparando los resultados con los obtenidos en el análisis de los prototipos, se mantiene la proporción del error en frecuencia: +0.4% respecto a la resonancia deseada (2.4GHz). La relación de onda estacionaria permanece en los niveles aceptables a pesar de presentar un error del 23% respecto a la unidad, posiblemente producto de la fijación de la sonda de alimentación. El ancho de banda tiene un valor aproximado de 156.6 MHz lo que equivale a 6.525% de la frecuencia central, tomando en cuenta que Carver y Mink [1] estimaron el ancho de banda entre el 1% y el 6% se puede decir que el arreglo de antenas fabricado cumple con los requerimientos estimados del ancho de banda a pesar del número de transformadores “cuarto de onda” que fueron necesarios colocar (14 en total).

Una vez realizado el empotramiento de esta antena en su caja de aluminio, se realizó la misma prueba para estudiar el efecto de la caja en la impedancia y la radiación de la antena, consiguiendo los siguientes resultados:

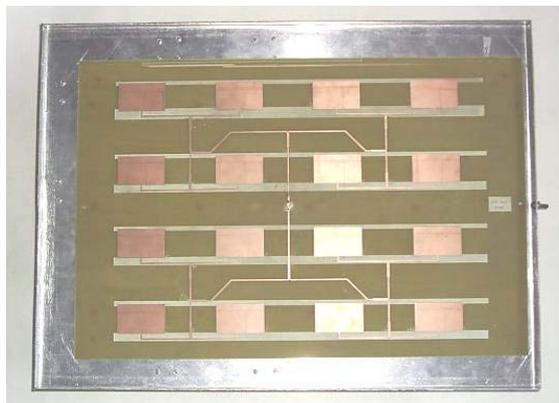


Figura 34. Fotografía de la primera réplica empotrada sin la cubierta.

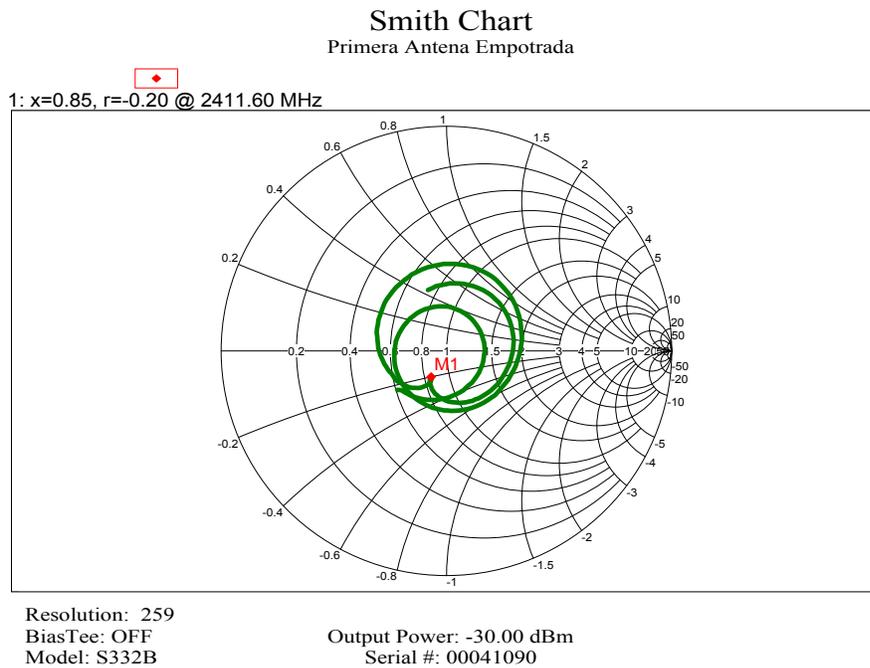
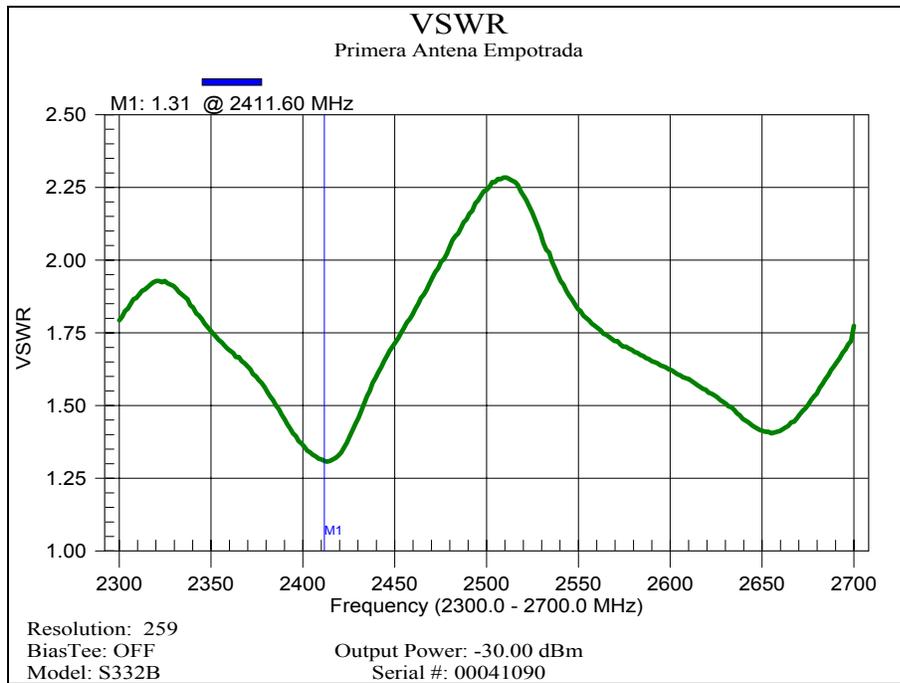


Figura 35. Mediciones de la primera antena luego de empotrada.

Realizando la comparación de las curvas antes y después de empotrar la antena, se aprecia que no hay marcada diferencia cuando se introduce la antena en la caja de aluminio. El ligero cambio de ROE (+0.03) delata un sutil incremento de la impedancia capacitiva del arreglo, que bien puede deberse a la colocación de la tapa de aluminio y acrílico ya que el marco de dicha tapa puede crear un efecto capacitivo con la parte inferior de la caja.

### 3.2 FABRICACIÓN SEGUNDA ANTENA. DISEÑO FINAL

La segunda antena fabricada como réplica de las anteriores se muestra en la siguiente figura, y arroja los resultados de impedancia y resonancia antes de su empotramiento como lo indica la figura 37:

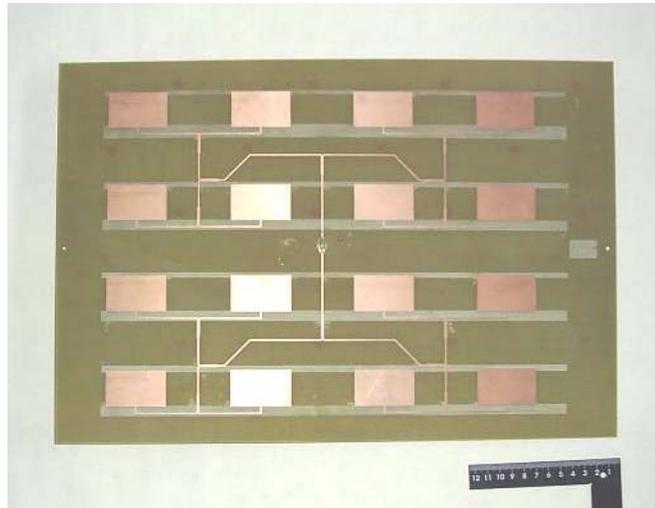


Figura 36. Fotografía de la segunda réplica.

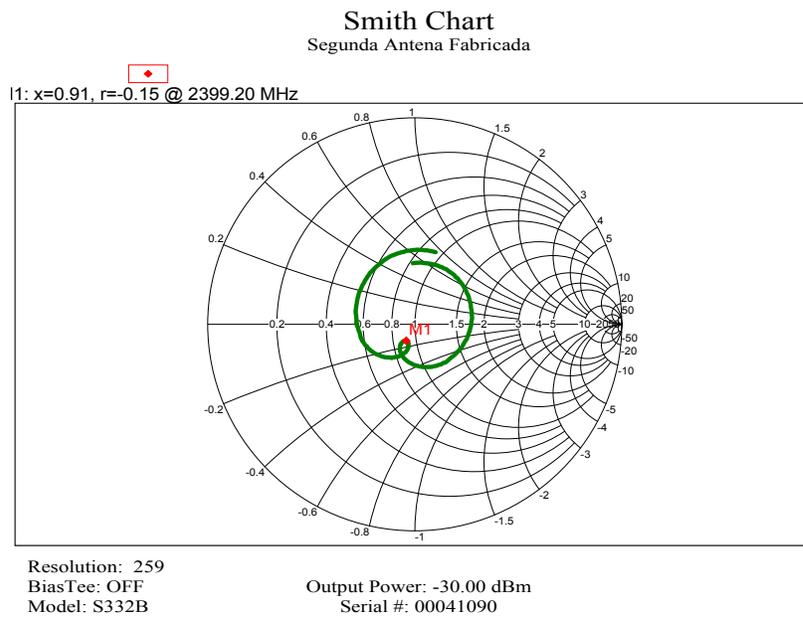
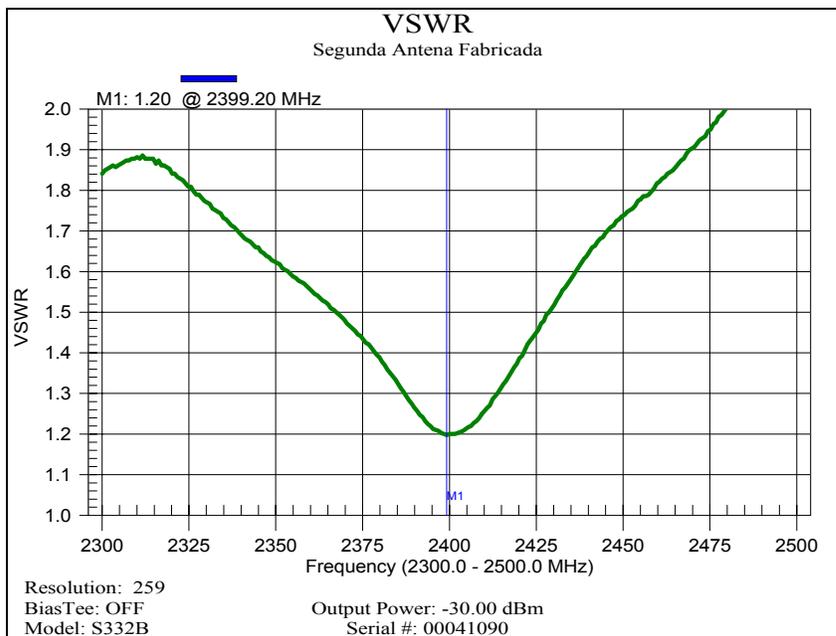


Figura 37. Acoplamiento y resonancia de la segunda réplica

La resonancia de esta antena ocurre a los 2.3992GHz, es decir, 80KHz inferior a la frecuencia de resonancia deseada; al realizar la comparación de las magnitudes y

observar en la curva el ancho del pico de resonancia, se manifiesta una frecuencia de resonancia prácticamente igual a 2.4GHz. En cuanto al empotramiento de ésta antena se obtuvo la siguiente curva y su respectiva carta de Smith:

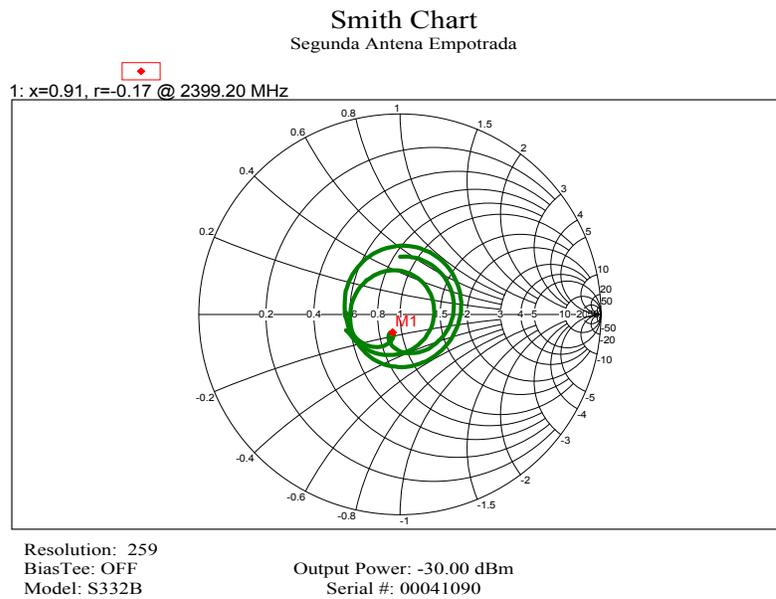
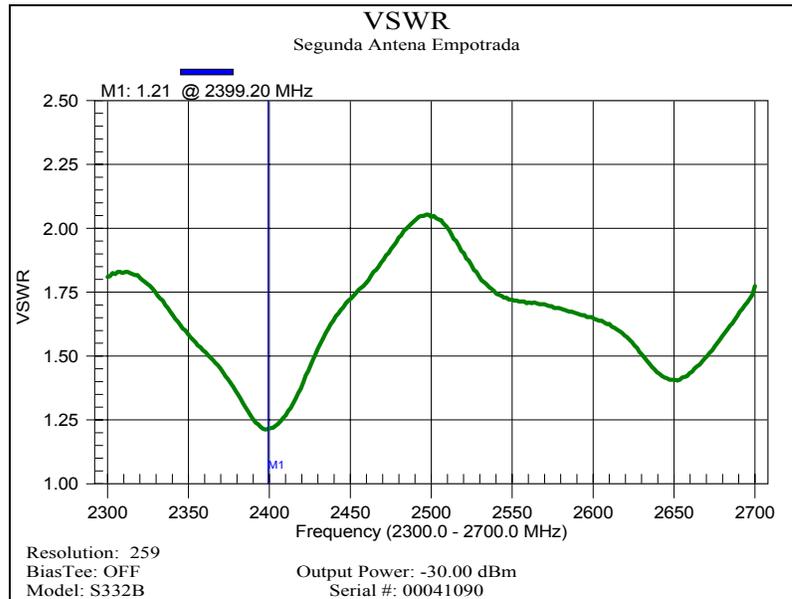


Figura 38. Segunda antena luego de empotrarla.

El empotramiento de éste arreglo, como en el caso de la primera antena, no produjo modificación alguna a la frecuencia de resonancia que se mantiene en 2.3992GHz. La modificación se produjo en el incremento del ROE en +0.01 debido al relativo aumento de la reactancia capacitiva de la antena consecuencia de la caja de aluminio.

Cabe destacar que la forma de las curvas de ROE versus Frecuencia se mantiene casi inalterable para todos los arreglos 4x4 (4 celdas unitarias de cuatro elementos radiantes por cada una de ellas) fabricados. Las ligeras variaciones en frecuencia se pueden atribuir al ancho del pico de resonancia y, las variaciones de ROE, debido a la soldadura del conector tipo N y al efecto capacitivo producido por el empotramiento de las antenas en una caja hecha con material conductor.

### **3.3 DISEÑO Y FABRICACIÓN DE LAS CAJAS CONTENEDORAS.**

Debido a la cantidad de aplicaciones que pueden cumplir las antenas realizadas, tanto en ambientes internos como externos (redes WIRELESS LAN, transmisión de voz y datos a baja y media potencia, enlaces punto a punto de corta distancia, entre otros), se propuso la realización de una caja para la protección de la antena contra el polvo y la humedad con el fin de disminuir su vulnerabilidad a los factores ambientales y de su posible mala manipulación en el momento crítico de la instalación y transportación (golpes, rayaduras, levantamiento o cortes en las líneas, penetración de herramientas en las láminas, y cualquier otro daño que se pueda producir al dieléctrico o al material conductor que conforma la antena).

El material seleccionado para hacer dichas cajas es el aluminio de 1.6 mm de espesor, ya que es un material liviano que puede ser colocado con sujetadores

sencillos en mástil o pared, es un material dúctil para ser moldeado con la mayor facilidad con un mínimo de herramientas, no necesita tratamientos especiales para protegerlo de la oxidación logrando ser un material de mínimo mantenimiento.

La caja está comprendida en dos partes: la inferior donde se fija la antena, y la parte superior que sirve como “tapa” de la caja. La parte inferior se diseñó de manera que pueda albergar la lámina impresa, que el conector esté situado en el centro geométrico de dicha caja y que la profundidad sea la mínima posible para disminuir la torsión debido a los posibles abates del viento. Esta disminución de la profundidad fue limitada por el tamaño de la bisagra usada para la unión de la parte superior con la inferior.

La figura 39 muestra las dimensiones de la parte inferior de la caja, la ubicación del conector y los cortes realizados para hacer los respectivos dobleces.

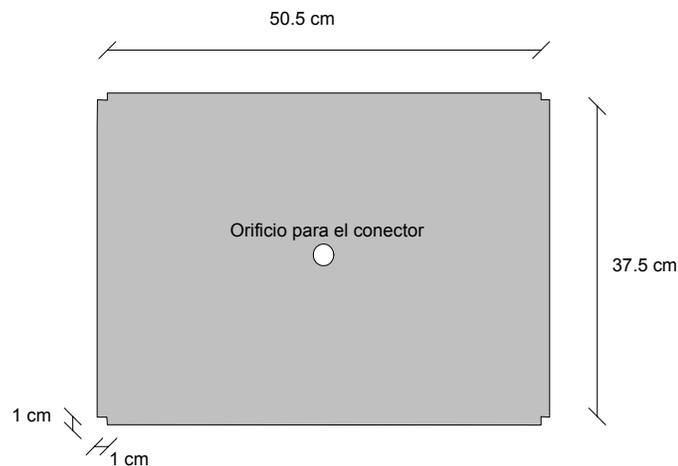


Figura 39. Parte inferior de la caja de aluminio.



Figura 40. Fotografía de la parte inferior de la caja contenedora

La parte superior de la caja consiste prácticamente de un marco de aluminio en cuyo interior se coloca una lámina de acrílico de 3 milímetros de espesor. El marco presenta sus dimensiones tal que no interfiere con el lóbulo principal del patrón de radiación. La figura 41 indica las medidas y cortes del marco de aluminio.

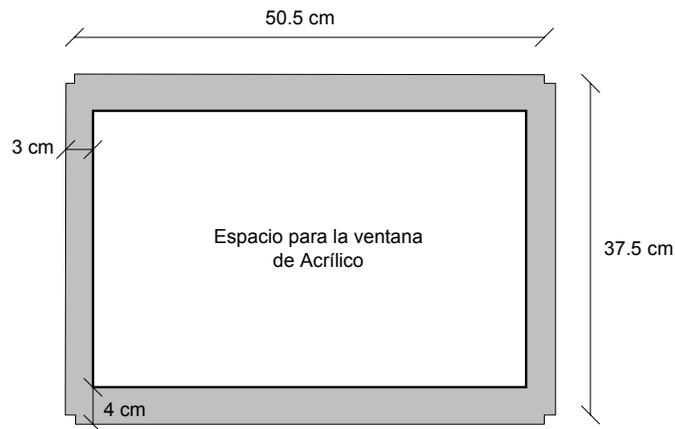


Figura 41. Marco de Aluminio o parte superior de la caja de aluminio.



Figura 42. Cobertura acrílica.

Para fijar la antena a un mástil o pared se fabricaron sujetadores colocados en parejas que pueden acoplarse fácilmente a ciertas abrazaderas de mástil o adaptarse a asideros de muros y techos. Están afianzados a la parte posterior del contenedor de tal manera que pueden soportar en su instalación el peso propio de la caja. Estos sujetadores, siempre y cuando los ganchos a los que se afirman permanecen con un ángulo de elevación invariable, permiten cambiar la inclinación de la antena en un ángulo fijo ya que presentan una combinación de cuatro orificios que permiten variar el punto de sujeción de la caja de la antena.

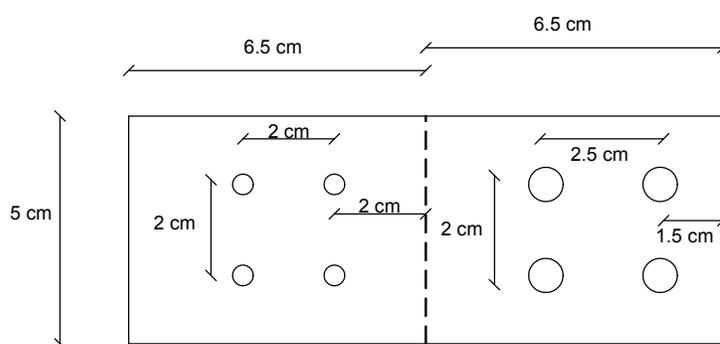


Figura 43. Dimensiones y perforaciones de los sujetadores.

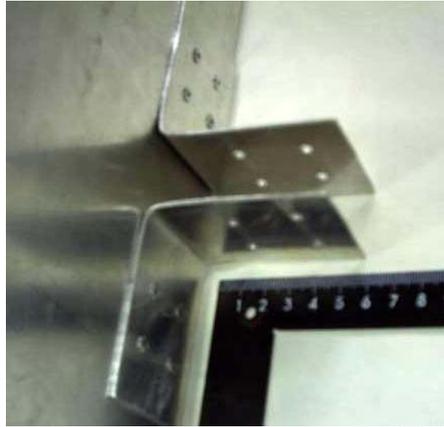


Figura 44. Fotografía de un par de sujetadores

La disposición en que fueron fijados los sujetadores permiten obtener dos posibles combinaciones de orientación. Tomando como referencia la horizontalidad del suelo, podemos hacer que la antena trabaje con polarización horizontal o vertical, simplemente con la selección apropiada de los sujetadores de la caja.

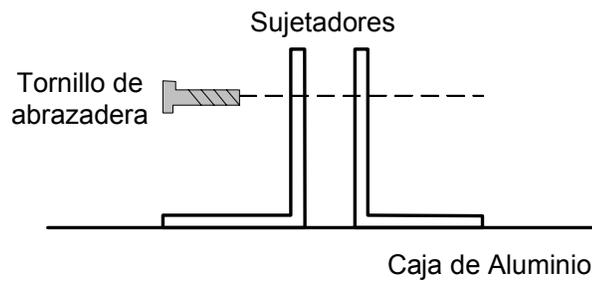


Figura 45. Disposición de los sujetadores.

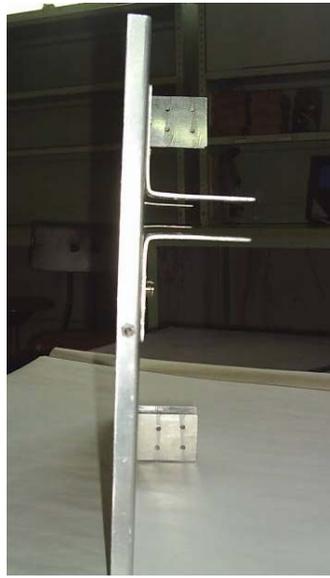


Figura 46. Vista lateral de la parte inferior del contenedor.



Figura 47. Disposición de la antena dentro del contenedor.

### 3.4 PATRÓN DE RADIACIÓN TEÓRICO

La ventaja que nos otorga un arreglo de antenas es la directividad, en nuestro caso, un arreglo de 16 elementos radiantes presenta una directividad considerablemente mayor a la presentada por una antena de un solo elemento radiante.

El software MSTRIP40, fue seleccionado para realizar la simulación del patrón de radiación de las antenas. Primero se realizó la simulación de la antena formada por un elemento radiante para obtener un estimado del comportamiento de la radiación debido a una antena planar. En segundo lugar se simuló el arreglo final, obteniendo así el patrón de radiación teórico esperado para luego ser comparado con la medición experimental de la radiación del arreglo planar.

Con fines prácticos, la ubicación de nuestro sistema coordenado esférico está dispuesto sobre un elemento radiante tal como lo indica la figura siguiente.

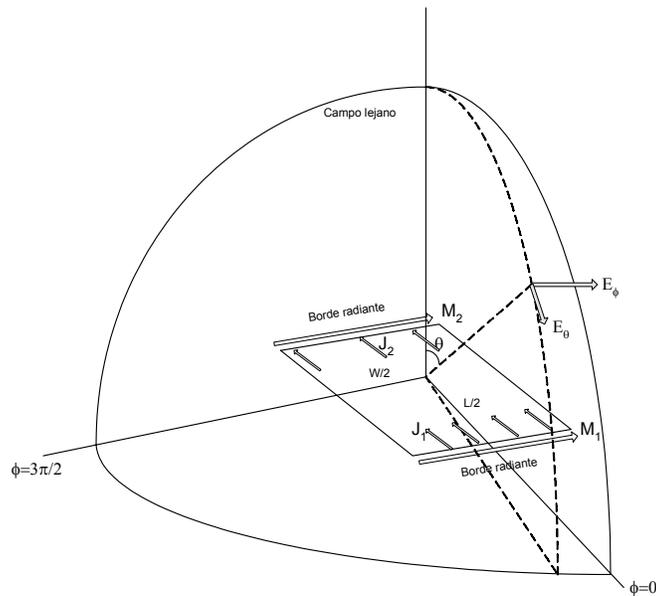
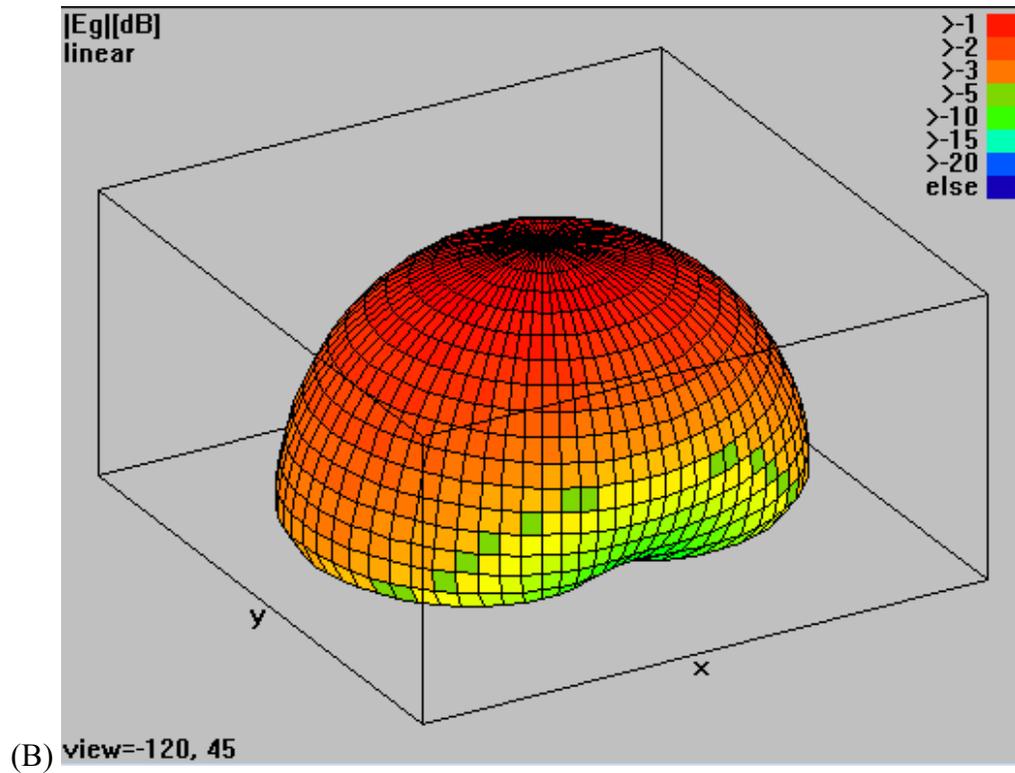
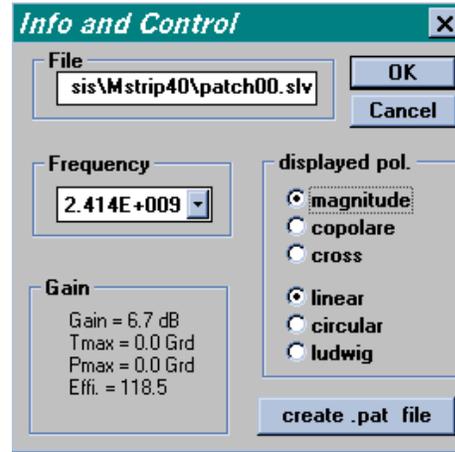


Figura 48. Ubicación relativa del sistema de coordenadas esférico.

### 3.4.1 Simulación del elemento radiante

Al simular una antena formada por un elemento radiante, el programa MSTRIP40 arroja los siguientes resultados:



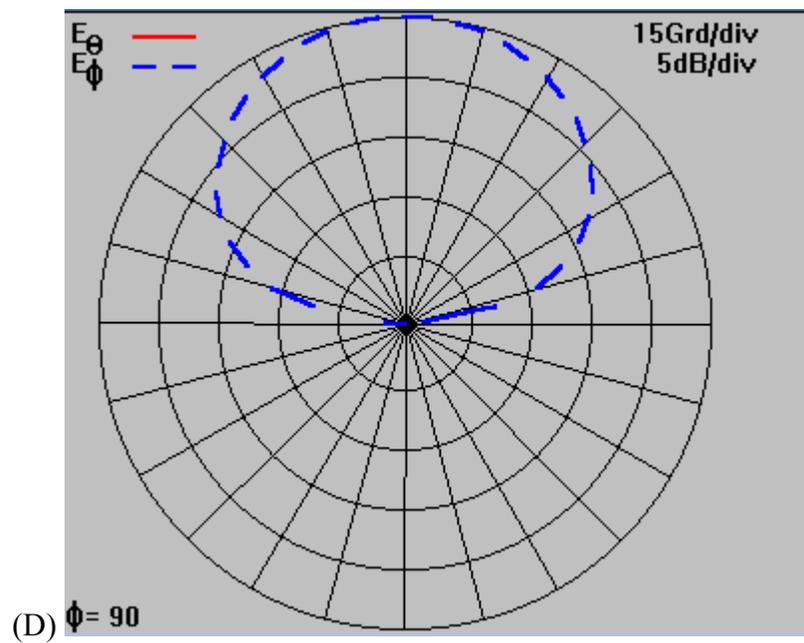
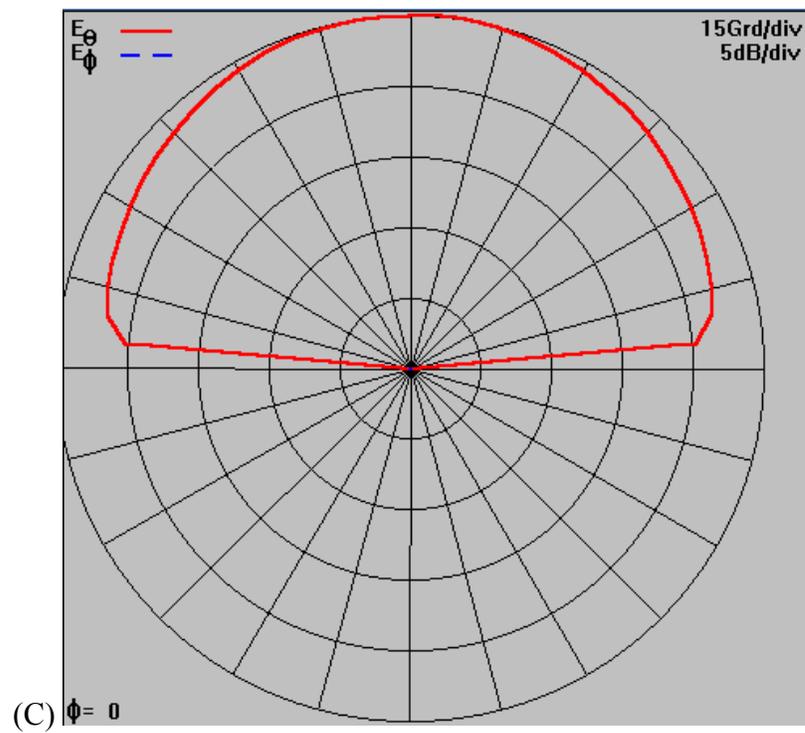
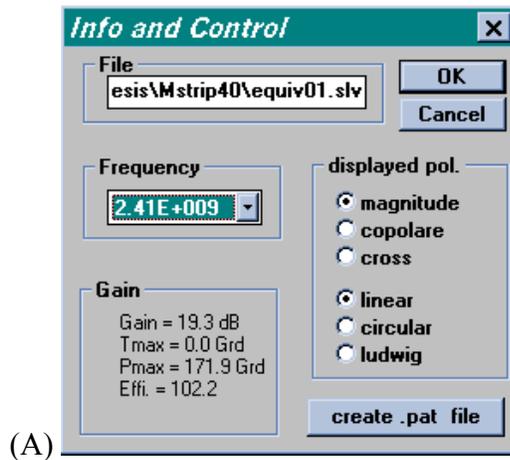


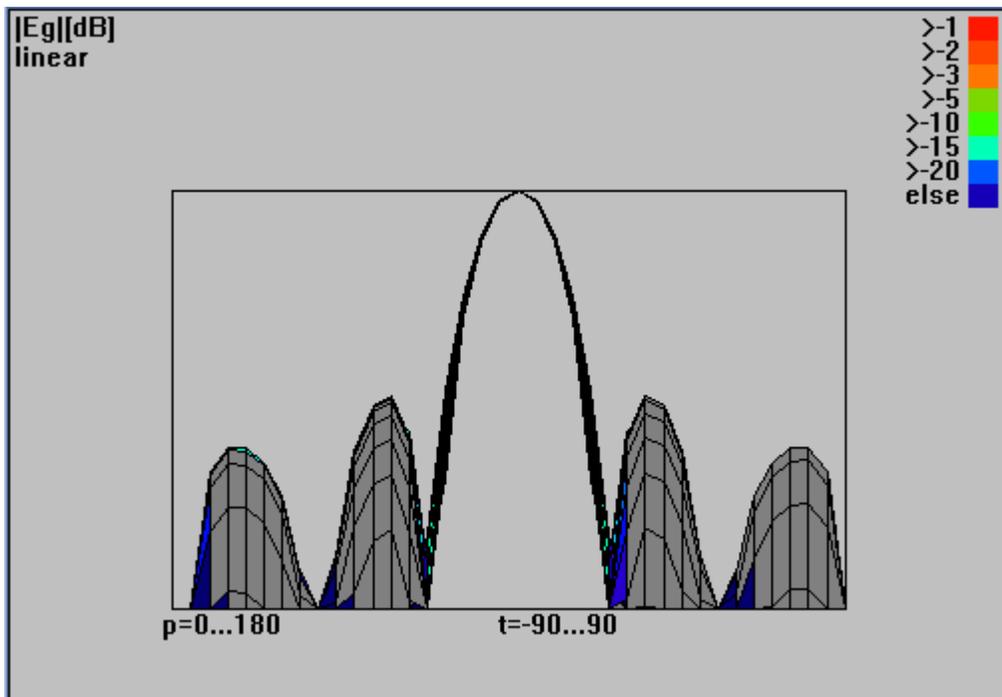
Figura 49. (A) Ganancia del elemento radiante, (B, C y D) Patrón de radiación de la antena formada por un elemento radiante visto desde diferentes ángulos.

El resultado obtenido indica la poca directividad de la antena, tanto en el plano E como en el plano H, es decir, la antena tiende a irradiar la energía en gran parte de su semiplano superior, produciendo una baja en la ganancia de la antena ya que esta se mide en la dirección de mayor propagación. Esta clase de antenas puede tener su utilidad en ciertos ambientes donde se requiera abarcar un área de cobertura cercano a los 180°. Adicionalmente, se observa que el patrón de radiación de esta antena es completamente simétrico en los planos  $\phi = 0^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ , en general, el programa muestra la simetría en cualquier plano que pase por el origen de referencia.

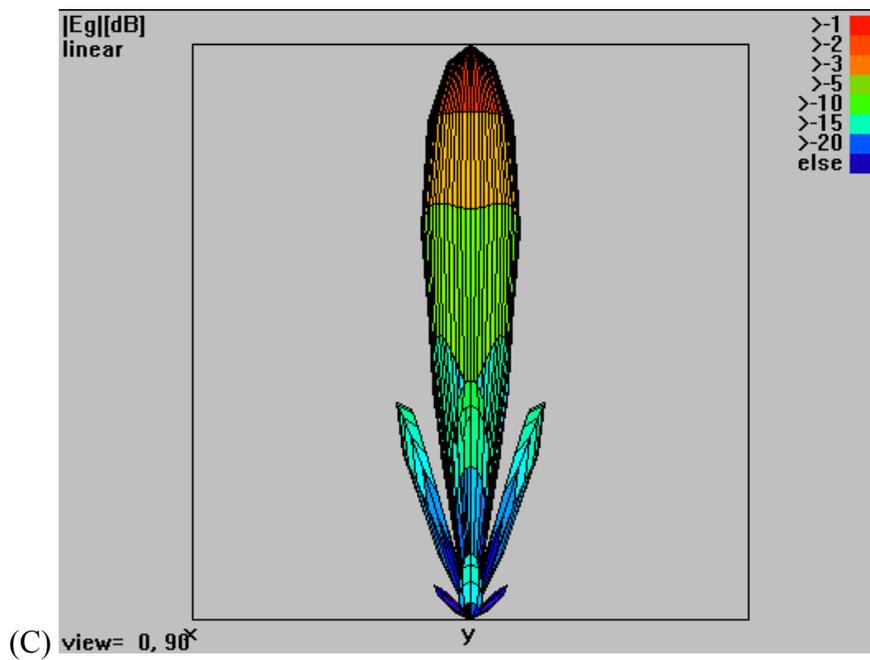
### 3.4.2 Simulación del arreglo 4x4

Se planteó en el programa MSTRIP40 un arreglo equivalente al diseñado y fabricado cuyos elementos radiantes son alimentados con la misma fase. El resultado obtenido del patrón de radiación es como se muestra:





(B)



(C)

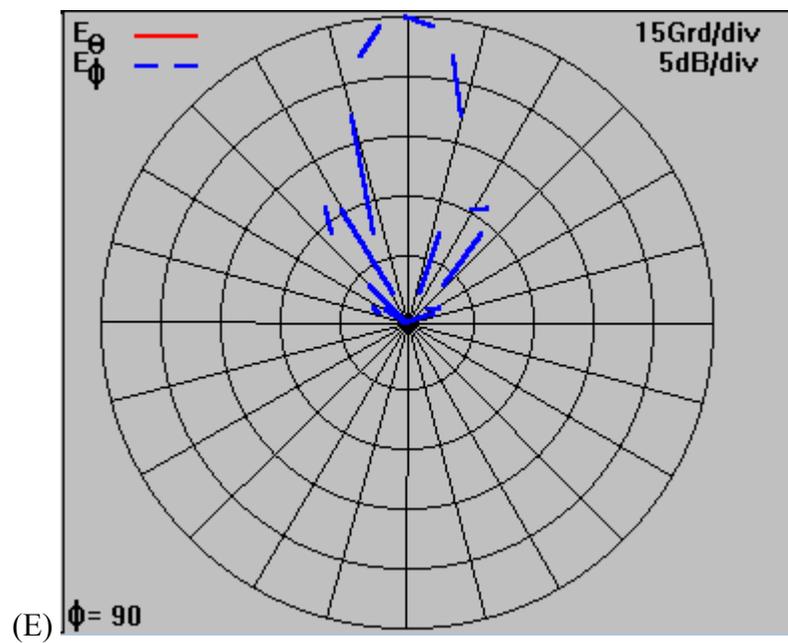
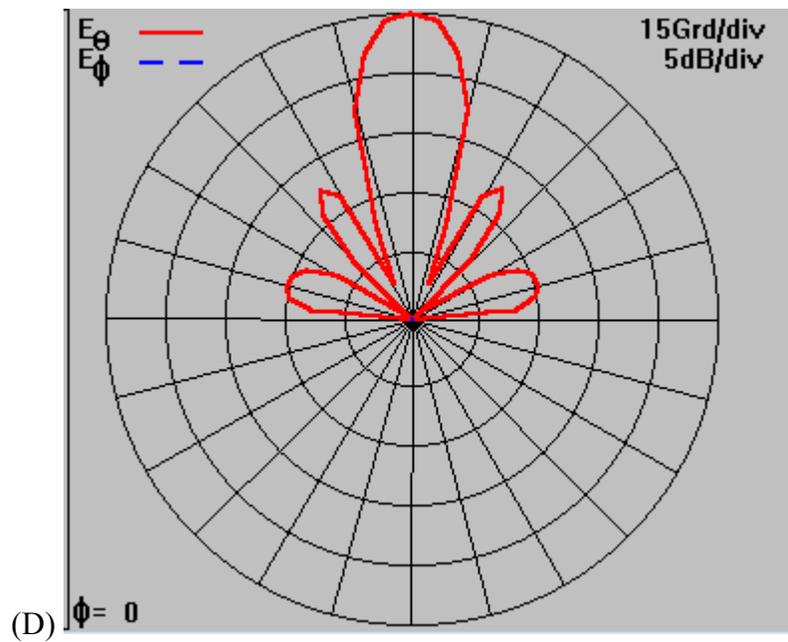


Figura 50. (A) Ganancia de la antena. (B, C y D) Patrón de radiación del arreglo de antenas de 16 elementos radiantes visto desde diferentes ángulos.

El patrón de radiación se observa simétrico con un lóbulo principal estrecho y su dirección de máxima propagación es ortogonal a la superficie impresa del arreglo. Comparando este sistema con el elemento radiante se aprecia el aumento de la ganancia ya que es un arreglo de 16 antenas equivalentes a la formada de un único elemento radiante. Las dimensiones de sus lóbulos inferiores no son comparables al lóbulo principal, por lo que se considera que la antena presenta un alto índice de directividad hacia la dirección ortogonal al origen de referencia.

### **3.5 PATRÓN DE RADIACIÓN EXPERIMENTAL**

Otra de las mediciones importantes a realizar para la caracterización de una antena es el patrón de radiación, que consiste en la representación gráfica de la forma en cómo una antena emite una señal en el espacio vacío. Esta representación de la radiación de potencia, a conveniencia, puede ser efectuada para cualquier valor de los ángulos  $\phi$  y  $\theta$  de un sistema de coordenadas esféricas.

En primer lugar, se polarizaron las antenas verticalmente (según la dirección de la corriente de polarización), y se midió el patrón de radiación de las antenas sin las cubiertas de acrílico, luego de esto, se procede a colocar las cubiertas repitiendo el mismo procedimiento. En segundo lugar, se cambia de polarización vertical a horizontal en ambas antenas asegurando que permanezcan alineadas y se realiza nuevamente las mismas mediciones con la cubierta y sin ella. Esto nos dará un aproximado del efecto del contenedor y del acrílico sobre las antenas.

En todas las mediciones del patrón de radiación se tomó como antena fuente la primera de las antenas fabricadas del diseño final, y como antena receptora la segunda de ella. Ambas fueron ubicadas de manera que se encuentren en la zona de

campo lejano, a una distancia que supera en 20% el límite de esta zona con la región de Fresnel, es decir, la ecuación de transición entre la zona de Fresnel y Fraunhofer ( $R_{limite} = 2.L^2/\lambda$ , tomando como “L = 0.55m” la longitud de la diagonal del arreglo por ser la mayor longitud de la antena) nos impone la distancia mínima entre las antenas, lo cual equivale a 4.85 m, se tomó una distancia de 5.85 m para realizar las mediciones del patrón de radiación.

El generador utilizado, Agilent 83711 B, se calibró para entregar 0 dBm a la frecuencia de resonancia de la antena transmisora (2.4116 GHz). En la recepción, ubicamos el analizador de espectro Hewlett Packard 8564E.

La dirección de máxima irradiación de potencia, se conservó en todos los casos como ortogonal al plano formado por la antena. En cuanto al rechazo de la polarización cruzada, en todos los casos se obtuvo un aproximado de 30 dB.

Las representaciones del patrón de radiación que se presentan a continuación, no pretenden ser una medición exacta del comportamiento real de la radiación de las antenas, ya que al no contar con un espacio netamente libre de obstáculos acarreamos el error de las continuas reflexiones de la señal. No obstante, por ser un arreglo de 16 elementos radiantes, se pretende una directividad aceptable.

### **3.5.1 Plano $\phi = 0^\circ$ . Polarización Vertical.**

Luego de alinear las antenas, tomando como punto de origen del sistema coordenado esférico el punto de inserción de la sonda en el arreglo utilizado en recepción, para un ángulo  $\phi = 0^\circ$  se realiza un barrido en pasos de  $10^\circ$  del ángulo  $\theta$

desde  $-90^\circ$  hasta  $90^\circ$  según nuestro sistema de referencia (figura 48). Estas mediciones nos arroja la siguiente gráfica:

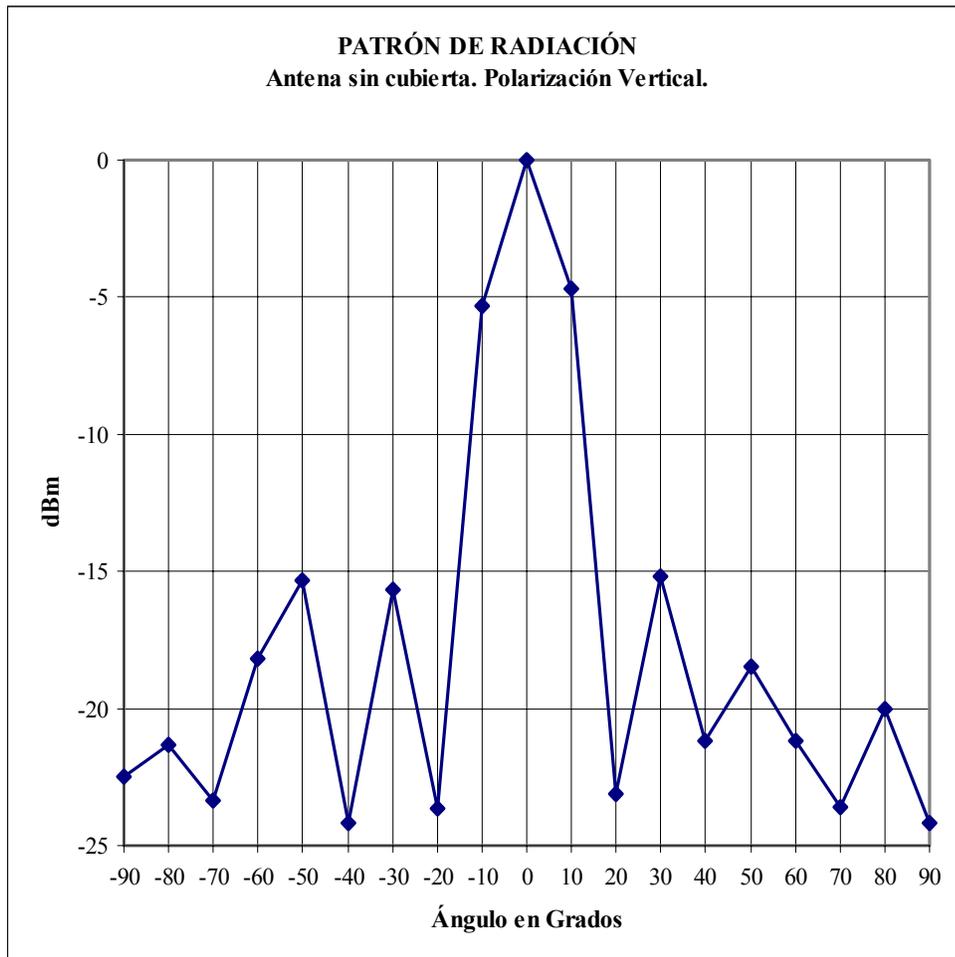


Gráfico 1. Patrón de radiación de la antena sin la cubierta. Plano  $\phi = 0^\circ$

Se observa que la antena es de lóbulo principal estrecho, y la caída de 3 dB de la señal recibida por la antena ocurre entre los primeros  $10^\circ$  del desplazamiento del ángulo  $\theta$ . Este gráfico nos confirma que el arreglo diseñado es de lóbulo principal estrecho. Comparando con su equivalente teórico mostrado en la figura 50 (B), se observa una gran similitud en las curvas de radiación a pesar que la prueba realizada

nos muestra un par de lóbulos simétricos que no se aprecian en la simulación. Cabe destacar que esta diferencia se puede atribuir a la cavidad de aluminio la cual no se contempla en la simulación, además de las posibles reflexiones y absorciones de la señal por los elementos dispuestos en el sitio de prueba.

Al colocar la cubierta y realizar la medición del patrón se obtiene:

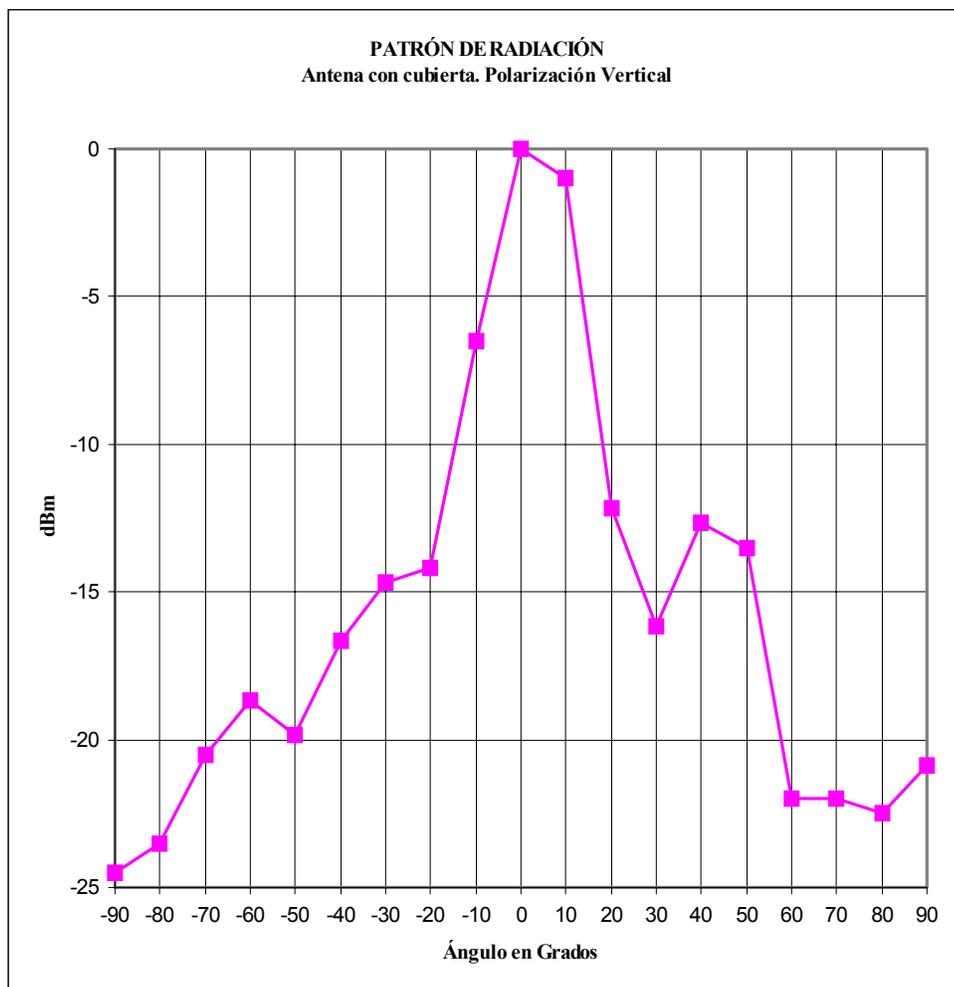


Gráfico 2. Patrón de radiación de la antena con la cubierta. Plano  $\phi = 0^\circ$

Inmediatamente se aprecia una deformación de la curva experimental del patrón de radiación, es evidente que la cubierta colocada sobre la antena produce un cambio notable en los lóbulos inferiores, sobretodo en aquellos lóbulos que de cierta forma puedan estar interactuando con el marco de aluminio de la cubierta, ya que la mayor caída de potencia ocurre cerca de los  $\pm 90^\circ$ .

### **3.5.2 Plano $\phi = 90^\circ$ . Polarización Horizontal.**

Cambiando la polarización de las antenas, se procedió a la medición del patrón de radiación aproximado. Una vez efectuado la verificación de la alineación de las antenas se realizan las mediciones de potencia recibida para un barrido de  $10^\circ$  desde  $\theta = -90^\circ$  hasta  $\theta = +90^\circ$ .

En esta ocasión, tal como lo muestra el gráfico 3, cambiando la polarización de la señal, se obtiene un patrón de radiación poco simétrico, lo que nos lleva a deducir que existen elementos alrededor de la zona de prueba que afectan el comportamiento de la señal de prueba. Estos obstáculos pueden estar reflejando o absorbiendo parte de la energía otorgada por la fuente.

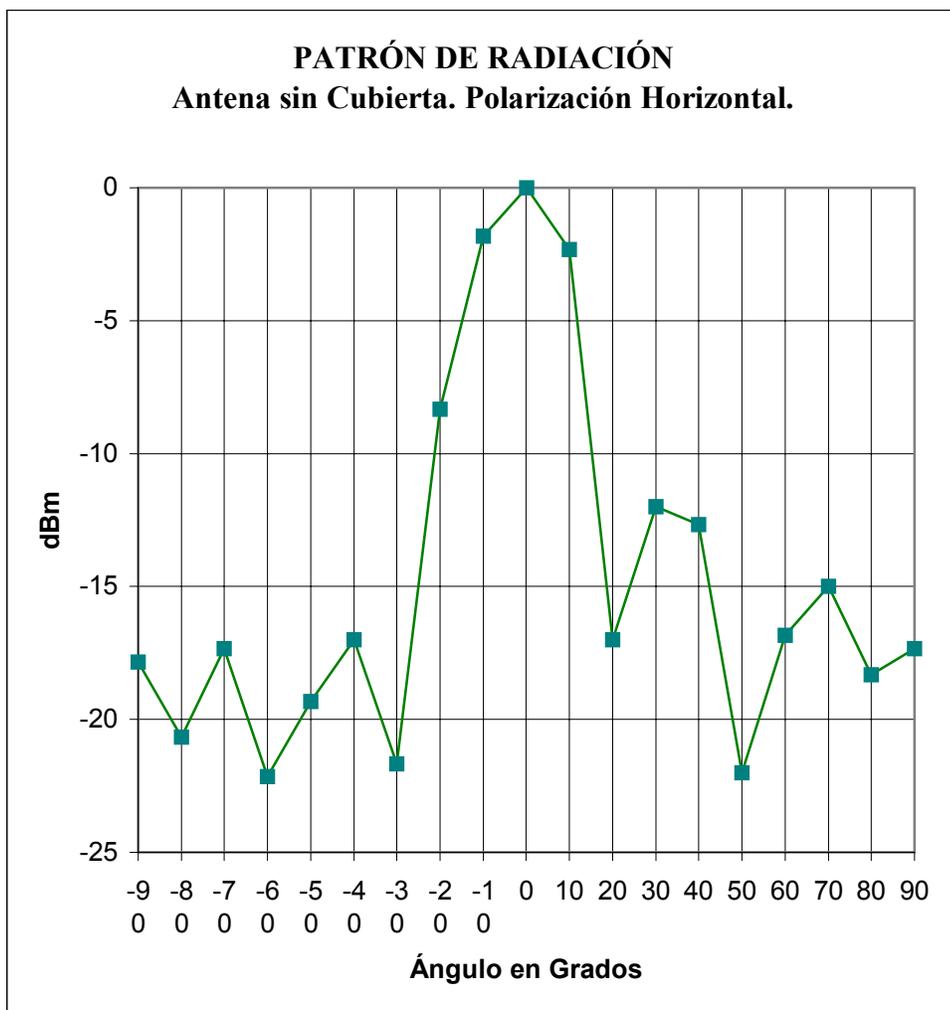


Gráfico 3. Patrón de radiación de la antena sin la cubierta. Plano  $\phi = 90^\circ$

El patrón de radiación en dos dimensiones de la antena mostrado en las gráficas, tanto para la polarización horizontal como vertical, verifica la presunción de la directividad del arreglo diseñado, confirmando que se puede aumentar la directividad de una antena con la implementación de un arreglo.



Gráfico 4. Patrón de radiación de la antena con la cubierta. Plano  $\phi = 90^\circ$

Al igual que el patrón de radiación hallado para plano  $\phi = 0^\circ$ , se observa un cambio en los lóbulos rasantes al marco de aluminio de la cubierta, en cuanto al lóbulo principal no se aprecian cambios de gran interés.

### 3.6 GANANCIA DE ANTENA

Para nuestro caso, denominamos la ganancia de una antena como la relación de la máxima intensidad de radiación de la antena bajo estudio versus la máxima intensidad de radiación de una antena isotrópica sin pérdidas alimentada con la misma potencia de entrada. Para obtener un estimado del valor de la ganancia del arreglo de antenas, utilizamos la fórmula de Friis con los datos experimentales obtenidos en la medición del patrón de radiación.

$$\frac{P_r}{P_t} = \Gamma_s \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r, \quad (22)$$

donde:

$P_r$  es la potencia recibida,

$P_t$  es la potencia transmitida,

$\Gamma_s$  equivale a las pérdidas total del sistema,

$G_t$  es la ganancia de la antena transmisora,

$G_r$  es la ganancia de la antena receptora,

$\lambda$  es la longitud de onda en el vacío, y

$d$  es la distancia entre las antenas.

La relación de esta ecuación en dBm es:

$$P_{rdBm} - P_{tdBm} = \Gamma_{dB} + 20 \log \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right] + 2G_{dB} \quad (23)$$

El sistema fue alimentado con una potencia equivalente a 1mW (0dBm), el factor de pérdidas del sistema debido a los cables y conectores arrojaron una ganancia de -16dBm. La potencia captada por la antena tiene un valor aproximado a -20dBm.

| $P_r$ (dBm) | $P_t$ (dBm) | $\Gamma_s$ (dBm) | $\lambda$ (m) | d (m) |
|-------------|-------------|------------------|---------------|-------|
| -20         | 0           | -16              | 0.125         | 5.85  |

Tabla 4. Datos experimentales para el cálculo de la ganancia del arreglo de antenas

Operando sobre la ecuación 23, con los datos de la tabla 4, se obtiene una ganancia de antena aproximadamente igual a 20.5dBi. Finalmente, cabe destacar que la ganancia calculada, al igual que la forma del patrón de radiación, nos indica una tendencia y no una medición exacta, ya que estas pruebas no fueron efectuadas en el ambiente más idóneo.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el inicio de este trabajo, se diseñó un primer arreglo de antenas, con la cual se manifestó un desacuerdo en el valor de la constante de permitividad eléctrica del sustrato utilizado, para solventar el problema se realizó una antena de un solo elemento radiante y se aplicó el proceso inverso del diseño para llegar a un valor más preciso de esta constante  $\epsilon_r$ . Con el nuevo valor encontrado, se rediseña la antena en cuanto a las dimensiones de las líneas y de los elementos radiantes manteniendo los mismos parámetros de diseño inicial.

Luego de esto, se procedió a realizar una antena de un elemento radiante para la confirmación del nuevo valor de  $\epsilon_r$ , y se fabricó el nuevo arreglo de antenas con las modificaciones pertinentes. Fueron un total de cuatro antenas fabricadas con el mismo diseño, de las cuales sólo dos fueron empotradas en cajas de aluminio. Fue necesario la medición del patrón de radiación con la caja y sin ella para comprobar el efecto que puede producir sobre la señal el hecho de empotrar la antena en una caja de material conductor eléctrico. Debido a lo angosto del lóbulo principal, se logró apreciar que éste no presenta cambios significativos a pesar de enfrentarse a una lámina de material acrílico. La fabricación con poca profundidad del contenedor induce cambios leves a la señal, ya que los lóbulos de menor potencia son los rasantes al marco de aluminio de la cubierta.

Se lograron obtener en los arreglos de antenas impedancias características cercanas a los  $50\Omega$  para la frecuencia de resonancia, lo cual satisface los parámetros de diseño planteados. El ancho de banda de estas configuraciones, a pesar de ser estrecho por el número de transformadores cuarto de onda (14 transformadores  $\lambda/4$  en un arreglo de antenas) supera las expectativas planteadas en la literatura. Carver y Mink plantean que se puede obtener entre 1% y 6% de ancho de banda en una celda

de 4 elementos radiantes, en nuestro caso, el ancho de banda logra superar el 6% de la frecuencia de operación, lo cual hace que la antena pueda tener aplicaciones donde se requiera un aproximado de 100 MHz de ancho de banda.

Los resultados obtenidos nos sugiere que tenemos la posibilidad de realizar los componentes de un sistema de telecomunicaciones con tecnología microstrip dentro de los laboratorios de comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. Sin embargo, se puede obtener una mejor representación del patrón de radiación si para futuras mediciones se contara con un ambiente de trabajo donde las posibles paredes estén cubiertas de un material absorbente para disminuir considerablemente las reflexiones.

Por otro lado, en la realización de otros arreglos de antenas se sugiere trabajar con materiales dieléctricos de baja permitividad eléctrica para garantizar que gran parte de la energía entregada a la antena logre vencer la interfaz dieléctrico-aire y obtener así un alto índice de la señal en la componente espacial de la onda.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CARVER, K.R. y MINK, J.W., *Microstrip Antenna Technology*. –EN: IEEE Trans. Antennas Propagation. --Vol. AP-29, No. 1, (1981), pp.2-24,
- [2] WERNER WIESBECK y JÜRGEN HAGEN, *Introduction to Microstrip Antennas*, –EN: Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, (2000)
- [3] LEVINE, E. et al., *A Study of Microstrip Array Antennas with the Feed Network*, –EN: IEEE Trans. Antennas Propagation, --Vol. 37, No 4, (1989) pp. 426-434,
- [4] ARRUEBARRENA, R., *Diseño y Construcción de un Arreglo de Antenas Microstrip en la Banda L*, Arruebarrena Rafael (Tesis).—Caracas: Universidad Central de Venezuela, 2002.
- [5] POZAR, D., *A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications*, –EN: University of Massachusetts at Amherst. (1996).