

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA  
Y  
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA  
DIVISION DE FISICA APLICADA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

ESTUDIO TEORICO Y EXPERIMENTAL DE ANTENAS DE MICROCIANTA  
PARA COMUNICACIONES POR MICROONDAS

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para  
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta

BENJAMIN HILARION RAMIREZ DURAN

Ensenada , Baja California , Septiembre de 1991

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

---

M.C. Arturo Velazquez Ventura , Director del Comité

---

Dr. Arturo Serrano Santoyo, Miembro del Comité

---

M.C. David Covarrubias Rosales , Miembro del Comité

---

M.C. José Luis Medina Monroy , Miembro del Comité

---

Dr. Hector Echavarria Heras, Miembro del Comité

---

Dr. Luis Eduardo Calderón, Miembro Ex-Oficio del Comité

Tesis presentada en Septiembre 1991.

---

Resumen de la tesis que Benjamín Hilarión Ramírez Durán presenta como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS EN FISICA APLICADA con opción en INSTRUMENTACION ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES Enseñada Baja California, México Septiembre de 1991.

ESTUDIO TEORICO Y EXPERIMENTAL DE ANTENAS DE MICROCINTA  
PARA COMUNICACIONES POR MICROONDAS

Resumen aprobado

  
M.en C. Arturo Velázquez Ventura  
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se realiza un estudio teórico de las diferentes técnicas de análisis y diseño de antenas planares en tecnología de microcinta, con objeto de definir una metodología para el desarrollo de sistemas radiantes capaces de utilizarse en sistemas de comunicación por microondas.

Los modelos más adecuados para lograr el objetivo son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad, los cuales se verifican experimentalmente mediante la fabricación de prototipos de antenas de un solo elemento radiante con geometrías circular y rectangular, obteniéndose resultados medidos que concuerdan con los proporcionados por los programas de computadora en los que se implementaron los modelos mencionados.

Como resultado del estudio teórico/experimental realizado,

y construcción de antenas planares con un solo elemento radiante, a partir de las cuales sería posible obtener arreglos de varios elementos para mejorar las características de la antena y así lograr una componente útil para sistemas de comunicación por microondas a frecuencias hasta de 10 GHz.

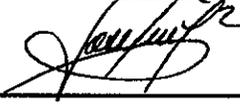
TESIS DEFENDIDA POR: BENJAMIN HILARION RAMIREZ DURAN

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



---

M.C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA.- Director del Comité



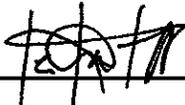
---

M.C. JOSE LUIS MEDINA MONRROY.- Miembro del Comité



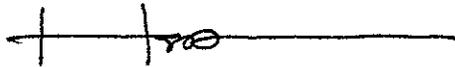
---

M.C. DAVID COVARRUBIAS ROSALES.- Miembro del Comité



---

DR. ARTURO SERRANO SANTOYO.- Miembro del Comité



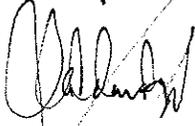
---

DR. HECTOR ECHAVARRIA HERAS- Miembro del Comité



---

DR. JOAQUIN ALVAREZ GALLEGOS.- Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones



---

DR. LUIS EDUARDO CALDERON AGUILERA.- Director Estudios de Posgrado

27 DE SEPT., DE 1991

DEDICATORIA

CON TODO MI CARINO PARA MI QUERIDA MADRE

PETRI TA

CON TODO MI AMOR PARA MI COMPANERA Y AMADA ESPOSA

MARIA ALEJANDRA

A MIS QUERIDAS HIJAS

CAROLINA

ANGELICA

ELIZABETH

A MIS QUERIDOS HERMANOS

ARTURO , JUAN

## AGRADECIMIENTOS

### A MI DIRECTOR DE TESIS

M.C. Arturo Velázquez por los conocimientos y el apoyo que me brindó en el desarrollo de este trabajo.

### A LOS MIEMBROS DE MI COMITE DE TESIS

Por sus múltiples sugerencias y correcciones al manuscrito

Dr Arturo Serrano Santoyo

M.C. David Covarrubias Rosales

M.C. José Luis Medina Monroy

Dr Hector Echavarría Heras

### A MI AMIGO

M.C. Ricardo Arturo Chavez Perez

AL CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y EDUCACION SUPERIOR DE  
ENSENADA POR EL APOYO QUE ME BRINDO PARA SUPERARME

## CONTENIDO

<u>Capítulo</u>		<u>Página</u>
I	INTRODUCCION	1
	I.1 Antecedentes	1
	I.2 Objetivo	3
	I.3 Metas	3
	I.4 Organización	4
II	ANTENAS DE MICROCINTA EN MICROONDAS	5
	II.1 Historia Tecnológica de la antena de microcinta.	5
	II.2 Material para construir antenas de microcinta.	6
	II.3 Recomendaciones.	8
III	ESTUDIO TEORICO DE ANTENAS DE MICROCINTA	9
	III.1 Introducción.	9
	III.2 Modelo de Línea de Transmisión.	10
	III.2.1 Patrón de Radiación.	15
	III.3 Modelo de Cavidad para Antenas con elementos rectangulares y circulares.	20
	III.3.1 Desarrollo Matemático Para Antenas con Elementos Rectangulares.	23
	III.3.2 Desarrollo Matemático Para Antenas con Elementos Circulares.	29
	III.3.2.1 Radiación del Campo Lejano.	30

CONTENIDO ( Continuación )

<u>Capítulo</u>		<u>Página</u>
	III.3.2.2 Frecuencia de Resonancia.	31
	III.3.2.3 Impedancia de Entrada.	33
IV	DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS ELEMENTOS DE UNA ANTENA DE MICROCINTA	38
IV.1	Introducción.	38
IV.2	Procedimiento para el cálculo práctico de antenas de microcinta.	38
	IV.2.1 Cálculo de antenas de microcinta con elementos rectangulares.	40
	IV.2.2 Cálculo de antenas de microcinta con elementos circulares	52
IV.3	Realización práctica de antenas de microcinta.	59
V	CARACTERIZACION DE ANTENAS DE MICROCINTA	64
V.1	Introducción.	64
V.2	Impedancia.	64
V.3	Ancho de Banda.	66
V.4	Ganancia.	67
V.5	Patrón de Radiación.	69
VI	RESULTADOS EXPERIMENTALES	71
VI.1	Introducción.	71
VI.2	Medición de Impedancia de antenas de microcinta.	71
	VI.2.1 Resultados teóricos y experimentales obtenidos de las antenas de microcinta cuadrada a 4 y 9 GHz.	72

CONTENIDO ( Continuación )

<u>Capítulo</u>		<u>Página</u>
	VI.2.2 Resultados teóricos y experimentales obtenidos de las antenas de microcinta circulares a 4 y 9 GHz.	75
VI.3	Medición del Ancho de Banda y Frecuencia de Resonancia.	78
VI.4	Medición de Ganancia.	81
VI.5	Medición del Patrón de Radiación.	84
VII	ANALISIS DE RESULTADOS	89
VII.1	Medición de Impedancia.	89
VII.2	Medición de ancho de banda 3 a dB y de la Frecuencia de Resonancia.	89
VII.3	Medición de Ganancia.	90
VII.4	Medición del Patrón de Radiación.	91
VIII	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	92
	BIBLIOGRAFIA	94

## LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Estructura radiante y sus geometrías básicas.	3
2	Ganancia contra Frecuencia para diferentes substratos.	8
3	Antena de Microcinta: modelo de línea de Transmisión.	11
4	a) Señal $\lambda/2$ a través del lado b de la antena de microcinta.	13
	b) Modelo de línea de transmisión	
5	Ranuras equivalentes en un plano de tierra.	15
6	Corrientes Magnéticas sobre un plano de tierra.	16
7	Líneas de Corriente magnética eliminando la tierra.	16
8	Distribución de corriente magnética a lo largo de "a".	17
9	Representación de la antena de Microcinta como dos ranuras radiantes.	17
10	Modelo de Cavidad de la antena de Microcinta	20
11	Variación E y H igual a cero en el espesor del dieléctrico.	21
12	Diagrama de Componentes Vectoriales Antena de Microcinta Rectangular.	22
13	Dualidad de los Modos Guía de Onda y Antena de Microcinta.	22
14	Fuentes eléctricas existentes dentro de la cavidad.	25
15	Antena de microcinta con Alimentación Coaxial.	26
16	Antena de Microcinta Circular	29
17	Metodología de diseño para antenas de microcinta.	39

LISTA DE FIGURAS ( Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
18a	Mascarilla de una antena de microcinta cuadrada a 4 GHz.	47
18b	Mascarilla de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz.	51
19	Medición de Impedancia de una antena de Microcinta.	65
20	Medición del Ancho de Banda de una Antena de Microcinta.	67
21	Medición de Ganancia de una Antena de Microcinta.	69
22	Medición del Patrón de Radiación de una antena de Microcinta.	70
23	Arreglo experimental para caracterización de una antena de microcinta cuadrada.	72
24	Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de una antena de microcinta cuadrada desarrollada a 4 GHz.	73
25	Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de una antena de microcinta cuadrada desarrollada a 9 GHz.	73
26	Comparación de los valores teórico y experimentales obtenidos en la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 4 GHz.	74
27	Comparación de los valores teórico y experimentales obtenidos en la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 9 GHz.	74
28	Arreglo experimental para la caracterización de una antena de microcinta circular.	75
29	Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de una antena de microcinta circular desarrollada a 4 GHz.	76
30	Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de una antena de microcinta circular desarrollada a 9 GHz.	76

LISTA DE FIGURAS ( Continuación )

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
31	Comparación de los valores teórico y experimentales obtenidos en la antena de microcinta circular desarrollada a 4 GHz.	77
32	Comparación de los valores teórico y experimentales obtenidos en la antena de microcinta circular desarrollada a 9 GHz.	77
33	Ancho de Banda de una antena de microcinta microcinta a 4 GHz.	78
34	Ancho de Banda de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz.	79
35	Ancho de Banda de una antena de microcinta circular a 4 GHz.	79
36	Ancho de Banda de una antena de microcinta circular a 9 GHz.	80
37	Arreglo experimental para la medición de ganancia de una antena de microcinta cuadrada.	82
38	Arreglo experimental para la medición de ganancia de una antena de microcinta circular.	83
39	Arreglo experimental para la medición del patron radiación de una antena de microcinta cuadrada a 4 GHz.	85
40	Arreglo experimental para la medición del patrón de radiación de una antena de microcinta circular a 9 GHz.	86
41	Patrón de Radiación de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz.	87
42	Patrón de Radiación de una antena de microcinta circular a 9 GHz.	89

## LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Pagina</u>
I	Comparación entre las antenas Parabólicas y de Microcinta.	2
II	Características Eléctricas de algunos substratos comerciales.	6
III	Características Físicas de algunos substratos comerciales.	7
IV	Ecuaciones Duales entre una Guía de Onda y una Antena de microcinta.	24
V	Comparación entre el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.	36
VI	Dimensiones de la Antena de Microcinta Cuadrada a 4 GHz.	46
VII	Dimensiones de la Antena de Microcinta Cuadrada a 9 GHz.	50

---

# ESTUDIO TEORICO Y EXPERIMENTAL DE ANTENAS DE MICROCINTA

## PARA COMUNICACIONES POR MICROONDAS

### INTRODUCCION

#### I.1 ANTECEDENTES

El concepto de antena de microcinta se relaciona con estructuras planares radiantes que presentan algunas características ventajosas sobre las antenas convencionales, dado que son delgadas, livianas, moldeables, económicas y pueden alcanzar un rendimiento electromagnético tal que se pueden emplear eficazmente en múltiples aplicaciones de comunicación en UHF y microondas. Sin embargo, las principales limitaciones de esta clase de estructuras comparadas con las antenas convencionales de microondas, están relacionadas con su poca ganancia, reducido ancho de banda, baja capacidad de manejo de potencia y muy poco aislamiento entre el alimentador y los elementos radiantes.

A manera de ilustración, en la Tabla I se muestran algunas de las características propias de las antenas de microcinta comparadas con las antenas parabólicas.

En general, este tipo de antena se originó alrededor de los años 50's y, con el desarrollo de la tecnología de microcintas en los años 70's, su utilización práctica se convirtió en una realidad. Su primera aplicación fué de origen bélico y a partir de los 80's se encontraron nuevas

aplicaciones en las áreas de telemetría, aeronáutica, comunicación satelital, etc., ya que dichas antenas se pueden construir para que operen a frecuencias dentro del intervalo de 100 MHz a 50 GHz [Bahl, I.J. y Bhartia, P., 1980].

Tabla I Comparación entre las Antenas Parabólicas y las de Microcinta

PARAMETROS	ANTENA PARABOLICA	ANTENA DE MICROCINTA
Volúmen	Alto	Bajo
Perfil	Parabólico	Planar
Costo	Alto	Bajo
Adaptabilidad	nula	Son 100% adaptables
Montaje	Costoso	Económico
Polarización	Múltiple	Múltiple
Bandas	Múltiples	Múltiples
Integración	Mediana	Alta
Ancho de Banda	mayor al 10%	1% al 4%
Eficiencia	50% al 80 %	40% al 70%

Con la tendencia tecnológica actual de miniaturización de circuitos de microondas para consumo popular, las antenas parabólicas tradicionales aparecen como una parte voluminosa de todo el sistema de microondas, aumentando aproximadamente en un 40 % al costo total del equipo. Una aplicación inmediata de las antenas de microcinta se encuentra en las comunicaciones celulares por medio del sistema de radio móvil y en la recepción de señales de satélite en la banda L de microondas (.39 -1.55 GHz).

Lo anterior representa un aspecto importante dado el

impulso que tendrán las comunicaciones móviles con los nuevos satélites mexicanos (Serrano, A., 1991).

## I.2 OBJETIVO

El objetivo de este trabajo de tesis consiste en el desarrollo de un método teórico-práctico para el diseño y construcción de antenas planares de microondas en tecnología de microcinta, empleando estructuras radiantes de geometría rectangular y/o circular como las mostradas en la figura 1.

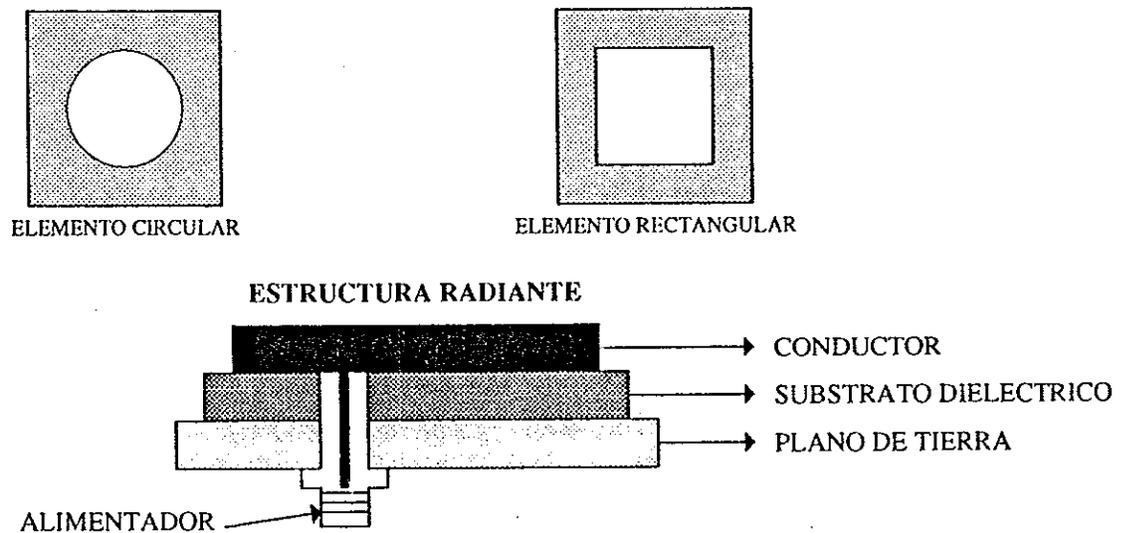


Figura 1. Estructura radiante y sus geometrías básicas.

Para lograr el objetivo, se realiza el estudio matemático de los elementos radiantes y se efectúan pruebas experimentales para definir un método sistemático de diseño y análisis de los elementos que conforman una antena de microcinta.

## I.3. -METAS

En particular, las metas específicas que se plantean son las siguientes:

1.-Desarrollar un programa de computadora basado en el estudio matemático por realizar.

2.- Fabricar dos antenas de microcinta: una de forma cuadrada y otra de forma circular utilizando la tecnología fotolitográfica.

#### I.4 ORGANIZACION

Para presentar el estudio teórico y experimental de las antenas de microcinta formadas por un solo elemento radiante, se desarrolló el trabajo de acuerdo con la siguiente organización:

En el capítulo II, se presenta un breve resumen y antecedentes de las principales características y métodos de análisis de las antenas planares. En el capítulo III se analizan los modelos de cavidad y de línea de transmisión, por ser los más adecuados para describir este tipo de estructuras, considerando el enfoque de realización práctica sugerido en este trabajo.

En el capítulo IV, se presenta el diseño y construcción de antenas planares con elementos rectangulares y circulares. En el capítulo V se definen las principales características que determinan el comportamiento de las antenas de microcinta, en tanto que, en el capítulo VI se describen las técnicas de medición y se presentan los resultados experimentales obtenidos a partir de la metodología propuesta. Finalmente, en el capítulo VII se presentan algunas conclusiones y se hacen recomendaciones para futuros trabajos.

## II ANTENAS DE MICROCIANTA EN MICROONDAS

### II.1 HISTORIA TECNOLÓGICA DE LAS ANTENAS DE MICROCIANTA

Aunque el concepto de antenas de microcinta fué propuesto primero por Deschamps [1953] y pequeños trabajos introducidos por Gutton y Baissinot [1954] en Francia, no fué sino hasta principios de los 70's cuando recibió una atención adecuada. Munson [1973] demostró las aplicaciones prácticas de este concepto en el desarrollo tecnológico de antenas para proyectiles teledirigidos, por lo que se incrementó el número de investigadores en el estudio de elementos de microcinta con aplicaciones en las telecomunicaciones. Newman [1978] propone un procedimiento numérico utilizando el método de momentos, el cual exige la introducción de una expresión para los campos debidos a las funciones de fuente de prueba utilizando formas aproximadas.

El primer tratamiento riguroso del dipolo radiador fué presentado por Rana y Alexopoulos [1979] en el cual se emplea el método de momentos para resolver la integral del campo eléctrico. Estos métodos se utilizan para diseñar geometrías no básicas, que tienen complicados sistemas de alimentación utilizadas en sistemas de defensa y en general, para aplicaciones en sistemas de comunicación en ondas milimétricas.

El presente trabajo se concentra en el estudio del modelo de cavidad descrito por Carver y Mink (1981), y el

modelo de línea de transmisión [(Munson, 1974) y (Sengupta, D.L., 1984)]. Estos modelos son adecuados para diseñar geometrías básicas de forma cuadrada y circular, siendo también aplicables en arreglos de alimentación simple para sistemas de telecomunicación. Además, en este trabajo se introducen las ecuaciones más recientes para el análisis de líneas de microcinta y las de diseño de redes de acoplamiento para transformar la impedancia de la antena a la impedancia característica de 50 ohms.

## II.2 MATERIALES PARA CONSTRUIR ANTENAS DE MICROCINTA

El primer paso en el diseño de una antena es escoger un sustrato apropiado. En la Tabla II se muestran algunos sustratos comerciales y sus principales características eléctricas.

Tabla II Características Eléctricas de algunos sustratos comerciales

Material	$\epsilon_r$	Pérdidas tangenciales $\delta$
*Duroid 5880	2.2	.002
*Duroid 5870	2.33	.002
Alúmina 96%	9.68	.001
*Duroid 6010	10.50	.002

\*Duroid: marca reg. por Roger Corporation, Chandler, AZ.

En la práctica, también se deben considerar varias

características no eléctricas de los substratos como las que se muestran en la Tabla III.

**Tabla III Características Físicas de algunos substratos comerciales**

Materia	Conductividad Térmica	Coefficiente de exp. Térmica	Espesor h (mm)	Costo U. S. /cm <sup>2</sup>
Duroid 5880	.23	-6.1	.7874	.07
Duroid 5870	.26	-6.5	.7874	.06
Alúmina	.023	0.0	.635	.55
Duroid 6010	.023	-6.3	.635	.07

En la figura 2, se muestra el comportamiento típico [Bahl, I.J. y Bhartia, P.,1987] de ganancia contra frecuencia para antenas rectangulares en microcinta. Se puede observar que la ganancia de la antena se incrementa cuando el espesor del substrato se aumenta y disminuye con un incremento de  $\epsilon_r$  (constante dieléctrica relativa). Basándose en esta gráfica, se puede observar que con un substrato de espesor de .7874 mm y una  $\epsilon_r$  de 2.33 es posible obtener una antena con una ganancia de 7 dB a la frecuencia de 4 GHz.

Otras características importantes de los substratos son las pérdidas tangenciales ( $\delta$ ) ya que limitan el factor de calidad Q de la antena y por lo tanto reducen su ancho de banda. Además, el valor de  $\delta$  aumenta bastante con la frecuencia, por ejemplo, en la Alúmina de 96% a 10 GHz el valor de  $\delta$  es de 0.001 pero a 35 GHz dicho valor aumenta a 0.008.

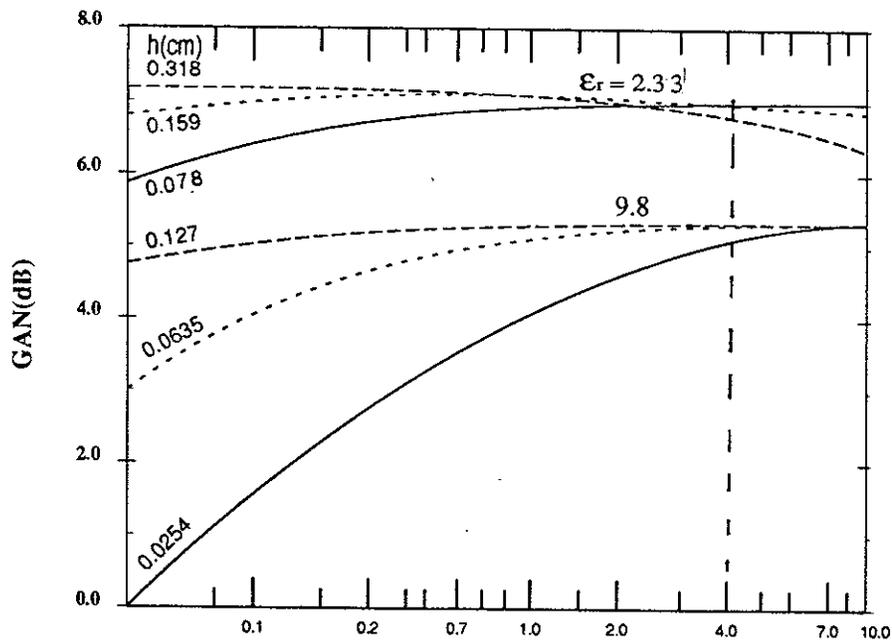


Figura 2. Ganancia vs Frecuencia para diferentes substratos.

### II.3 RECOMENDACIONES

Para elegir el material con que se va a diseñar las antenas de microcinta, se sugiere lo siguiente:

- 1.-Escoger el material con el valor más bajo de  $\epsilon_r$ .
- 2.-Asegurar que el material se pueda manejar fácilmente y que sus propiedades físicas sean lo más estable posible.
- 3.-Escoger un material con un valor de  $h$  lo más grande posible, pero que sea menor a  $0.02 \lambda_0$  para evitar mayores imprecisiones [Shaubert y colaboradores, 1989].
- 4.-Para antenas económicas se selecciona un material económico.

En este capítulo se presentaron los principales modelos matemáticos propuestos para el desarrollo de antenas de microcinta y se hizo una descripción de las características eléctricas y físicas de los substratos. Finalmente, se presentaron algunas recomendaciones para la selección del material más adecuado para la fabricación de las antenas de microcinta.

### III ESTUDIO TEORICO DE ANTENAS DE MICROCINTA

#### III.1 INTRODUCCION

Para el estudio de las antenas de microcinta existen varias teorías analíticas que se pueden dividir en tres grupos principales de acuerdo con los modelos que utilizan : a) la teoría del modelo de línea de transmisión, b) la teoría del modelo de cavidad y c) la teoría basada en una formulación de onda completa.

En los modelos basados en una formulación de onda completa, el análisis electromagnético es riguroso por lo que se requieren técnicas analíticas y computacionales muy sofisticadas que proporcionan resultados confiables por estar basados en métodos exactos. Los métodos más representativos con formulación de onda completa aplicados al análisis de antenas de microcinta son: el método de momentos en el dominio espacial [(Harrington, R.F., 1968), (Ney, M.M., 1985), (Newman y Tulyathan, 1981), etc. ], el método de momentos en el dominio espectral [(Poazar ,1983), (Nakano y colaboradores, 1988), (Poazar, 1987) . etc. ] y el método basado en una transformación de dominios [(Mosig,1988), (Araki e Itoh, 1981),etc].

Dado que en este trabajo se intenta establecer una metodología para el diseño práctico de antenas de microcinta, no se considerará el análisis basado en la formulación de onda completa sino que se enfocará la atención a los métodos empíricos, que aún cuando se basan en algunas suposiciones

simplificadoras concernientes al mecanismo de radiación de la antena, permiten lograr resultados satisfactorios al menos a frecuencias hasta 10 GHz como se reporta en la literatura [(Bahl y Barthia, 1980), (James et al., 1981), (Carver y Mink, 1981)]. A frecuencias superiores (hasta ondas milimétricas) es necesario utilizar la formulación de onda completa [(Itoh y Menzel, 1981), (Barhtia et al., 1991)].

A fin de presentar con detalle las teorías que más se adaptan al propósito práctico que se persigue en este trabajo, en las siguientes secciones se presenta el análisis matemático correspondiente a los modelos de línea de transmisión y de cavidad aplicados a elementos radiantes de forma rectangular y circular, presentándose además, las características de los patrones de radiación, impedancia de entrada y frecuencia de resonancia.

### III.2 MODELO DE LINEA DE TRANSMISION

La línea de microcinta consiste de 2 láminas de cobre separadas por un material dieléctrico con permitividad relativa  $\epsilon_r$  y espesor  $h$ , como se muestra en la figura 3a. El modo fundamental de propagación es un modo cuasi-TEM, por la presencia de dos tipos de dieléctrico en la microcinta: el aire y el sustrato.

La teoría del modelo de línea de transmisión [Munson, 1974] proporciona una explicación con simplicidad analítica de una antena de microcinta. En este modelo se

considera que la antena de microcinta rectangular, como se muestra en la figura 3b, consiste de una sección resonante de línea de transmisión ancha radiando principalmente en los dos extremos abiertos. Se supone que los campos varían senoidalmente en los extremos resonantes de longitud "b". El ancho de la línea es terminada en un circuito abierto  $z = b$ , donde existe un voltaje máximo y una corriente mínima.

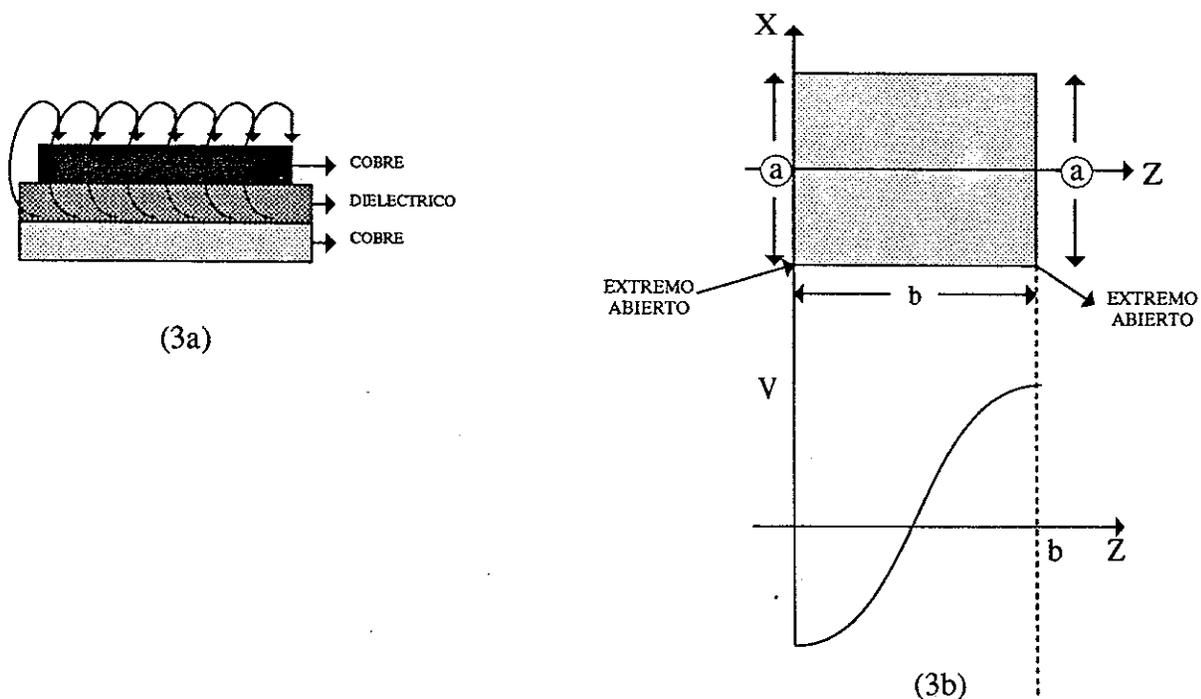


Figura 3 Antena de Microcinta: Modelo Línea de Trasmisión  
Se observa que en  $z = 0$  el voltaje es máximo, pero con cambio de fase de  $180^\circ$ .

En el lado "a" el voltaje es constante, como se observa en la figura 4a, y se modela como dos ranuras idénticas con admitancia  $Y_1 = G_1 + jB_1$  dada por la siguiente ecuación [Harrington, 1961]:

$$G_1 + jB_1 = \frac{\pi a}{\lambda_0 Z_0} \left[ 1 + j(1 - 0.636 \ln K_0 W) \right] \quad (1)$$

donde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad \text{y} \quad K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

siendo además:

$\lambda_0$  = longitud de onda en el espacio libre

$Z_0$  = impedancia en el espacio libre

$t$  = espesor del dieléctrico

Las constantes  $\mu_0$  y  $\epsilon_0$  son la permeabilidad y permitividad respectivamente del espacio libre, y  $W$  es el ancho de la ranura aproximadamente igual a  $t$ . Como se observa en la figura 4a, las ranuras son excitadas  $180^\circ$  fuera de fase con lo que la dimensión  $b$  quedaría igual a  $\frac{\lambda_d}{2}$  (donde  $\lambda_d$  es la longitud de onda en el substrato), pero debido a los efectos de borde, el valor de  $b$  se reduce ligeramente quedando entre  $0.48 \lambda_d$  y  $0.49 \lambda_d$  [Carver y Mink, 1981]. A esta reducción se le denomina factor  $q$ , y se determina experimentalmente. El valor de  $\lambda_d$  está dada por:

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

donde,  $\lambda_d$  y  $\lambda_o$  son la longitud de onda en el sustrato y en el espacio libre respectivamente, y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato.

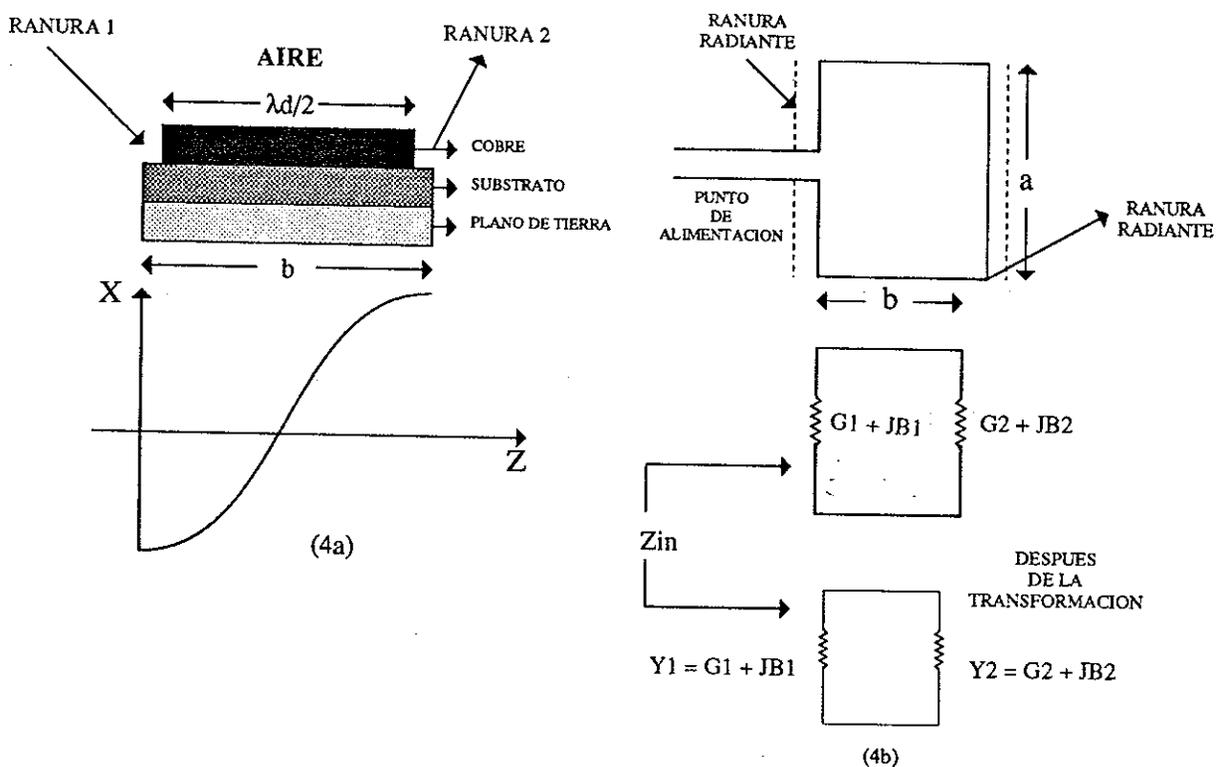


Figura 4 a)  $\lambda_d/2$  a través del lado  $b$  de la Antena de Microcinta

b) Modelo de Línea de transmisión

En resonancia, la impedancia de entrada en un punto arbitrario de alimentación a una distancia  $x$  de un extremo

del elemento de microcinta, es real pura [Munson,1974]. Transformando las admitancias de las ranuras  $Y_1$  y  $Y_2$  al punto común y sumándolas, se obtiene la admitancia total de entrada en resonancia como:

$$Y_{ent} = (G_1 + j B_1) + (\bar{G}_2 - j \bar{B}_2)$$

$$Y_{ent} = 2 G_1 \quad (3)$$

Substituyendo en la ecuación (1) se obtiene:

$$G_1 = \frac{\pi \lambda_0 / 2}{\lambda_0 Z_0} = \frac{\pi}{2 Z_0} = \frac{\pi}{2(120\pi)} = \frac{1}{240 \Omega}$$

de donde,

$$R_{ent} = \frac{1}{2 G_1} = 120 \Omega \quad (4)$$

La frecuencia resonante está dada por la fórmula siguiente [Carver y Mink, 1981]:

$$Fr = - \frac{c}{\lambda_d \sqrt{\epsilon_r}} = q \frac{c}{2b \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

donde  $Fr$  es la frecuencia de resonancia,  $c$  la velocidad de la luz y  $\epsilon_r$  la constante dieléctrica relativa del sustrato.

La simplicidad de este modelo es evidente ya que la impedancia de entrada y la frecuencia de resonancia están dadas por las ecuaciones (4) y (5) respectivamente.

### III.2.1 PATRON DE RADIACION

Para determinar el patrón de radiación de las antenas se realiza el análisis por medio de corrientes magnéticas. Debido a que  $h$  (el espesor del dieléctrico) es muy pequeño comparado con la longitud de onda, se puede considerar la estructura como un plano de tierra con dos ranuras de ancho aproximadamente igual a  $h$  (figura 5).

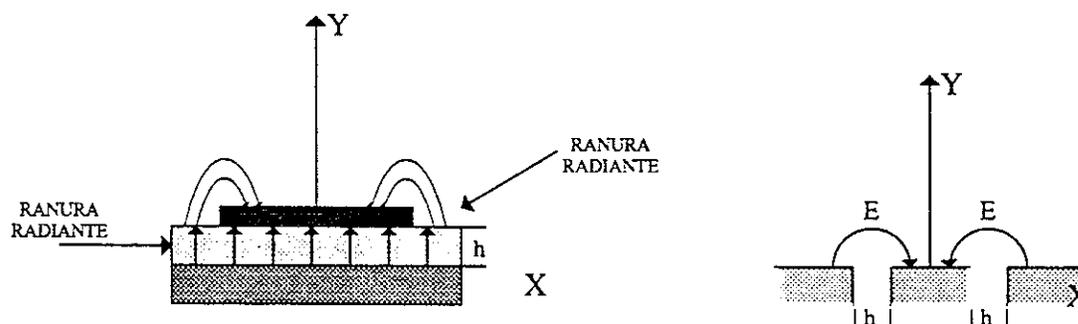


Figura 5 Ranuras Equivalentes en un Plano de Tierra

La distribución del campo eléctrico se puede reemplazar por una línea de corriente magnética que está en la dirección  $z$  y cuya magnitud está dada por [Rudge et al., 1986]:

$$I^m = \int_{\text{ranura}} \vec{E} \cdot d\vec{s} = V \quad (6)$$

El campo eléctrico en la ranura de la izquierda tiene dirección opuesta  $I_z^m = -V$  como se muestra en la figura 6.

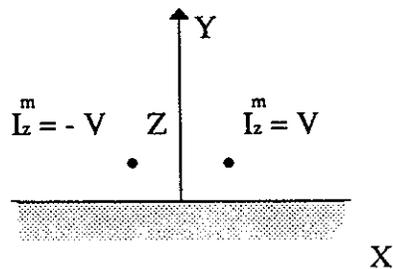


Figura 6 Corrientes magnéticas sobre un plano de tierra

Finalmente, utilizando la teoría de imagen se reemplaza el plano de tierra duplicando el valor de las fuentes como se muestra en la fig 7.

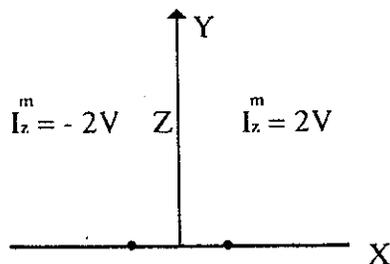


Figura 7 Líneas de corriente magnética eliminando la tierra

Por lo anterior se puede considerar a las ranuras radiantes de la antena como hilos delgados [Rudge, et al., 1986] donde la corriente magnética en el hilo es proporcional al voltaje entre la antena y el plano de tierra, lo cual se puede representar como una antena de hilo delgado como se muestra en la figura 8a.

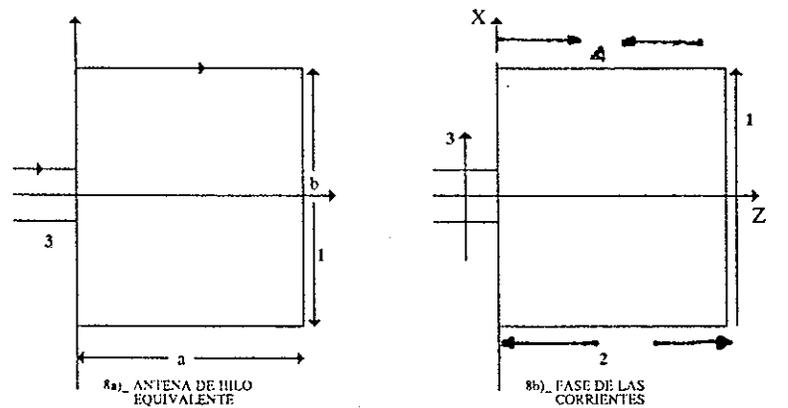


Figura 8. Distribución de corriente magnética a lo largo de  $a$ .

Por medio de las flechas se indica la dirección de las fases de las corrientes en esta antena como se observa en la figura 8b. Las corrientes 1 y 3 están en fase por lo que sí contribuyen al campo, mientras que 2 y 4 no contribuyen al campo por existir un cambio de fase en el lado "a".

Como se muestra en la fig 9, El campo de radiación se puede representar como dos ranuras espaciadas a una distancia "a", donde cada ranura radia el mismo campo como un dipolo magnético con una corriente magnética dada por [Rudge et al., 1986] como:

$$\bar{M} = z \hat{z} E_x = z \hat{z} \frac{V}{h} \quad (7)$$

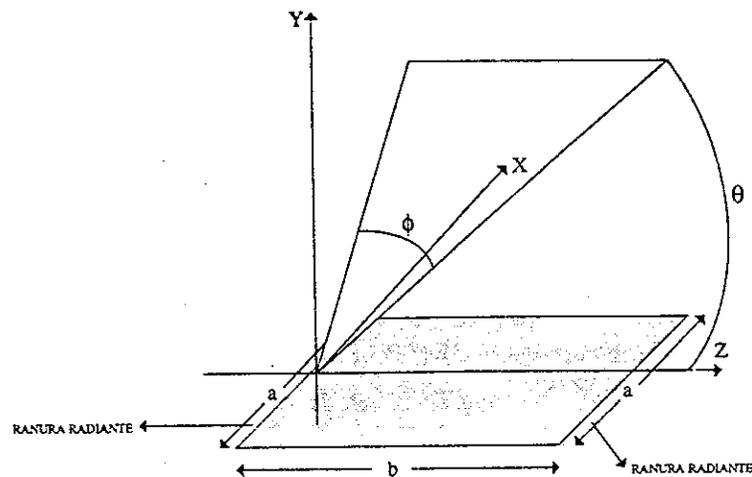


Figura 9 Representación de la antena de Microcinta con dos ranuras radiantes.

Donde el factor 2 es debido a la imagen positiva de M que está cerca del plano de tierra y V es el voltaje entre la ranura de ancho h. Para una simple ranura el campo lejano a una distancia r del origen de acuerdo con [Rudge et al., 1986] es:

$$E_{\phi} = -j \frac{2V W K_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} F(\theta, \phi) \quad (8)$$

$$E_{\theta} = 0$$

El Patrón de Radiación se puede calcular como:

$$F(\theta, \phi) = \frac{\text{sen} \left( \frac{K_0 h}{2} \text{sen } \theta \cos \phi \right)}{\left[ \frac{K_0 h}{2} \text{sen } \theta \cos \phi \right]} \frac{\text{sen} \left( \frac{K_0 a}{2} \cos \theta \right) \text{sen } \theta}{\frac{K_0 a}{2} \cos \theta} \quad (9)$$

Para  $\theta = \pi/2$ , el patrón del plano E se puede determinar de acuerdo con la ecuación 10:

$$F(\phi) = \frac{\text{sen} \left( \frac{K_0 h}{2} \cos \phi \right)}{\frac{K_0 h}{2} \cos \phi} \quad (10)$$

$$F(\theta) = \frac{\sin \left[ \frac{K_0 a}{2} \cos \theta \right]}{\left[ \frac{K_0 a}{2} \cos \theta \right]} \sin \theta \quad (11)$$

Para las dos ranuras espaciadas a una distancia "b" el patrón de radiación en el plano E se puede determinar con la siguiente ecuación :

$$FT(\phi) = \frac{\sin \left[ \frac{K_0 h}{2} \cos \phi \right]}{\frac{K_0 h}{2} \cos \phi} \cos \left[ \frac{K_0 b}{2} \cos \phi \right] \quad (12)$$

Después de analizar la antena de microcinta con el modelo de línea de transmisión, se encontró que éste proporciona algunas ventajas como lo es el hecho de emplear expresiones muy simples para las partes real e imaginaria de la admitancia  $Y_t$ . Sin embargo, presenta tres desventajas muy importantes [Pues, H. y A. Van de Capelle, 1984] que son :

- 1) Las expresiones empleadas para  $Y_t$  son inexactas para elementos radiantes angostos ( $W \leq \lambda_0$ ).
- 2) Se desprecia el acoplamiento mutuo entre las principales ranuras radiantes.
- 3) Se desprecia la influencia de las ranuras laterales sobre la conductancia de radiación.

El modelo de [Derneryd y Lind 1979] ha corregido parcialmente los dos primeros puntos y [Pues and Van de Capelle, 1984]. mejoran el modelo mediante la inclusión de una función complementaria, la cual es válida únicamente para la

antena rectangular.

### III.3 MODELO DE CAVIDAD PARA ANTENAS CON ELEMENTOS RECTANGULARES Y CIRCULARES

En el establecimiento de un modelo de cavidad para antenas de microcinta se parte de la consideración de que al observar desde un punto de vista eléctrico la antena de microcinta, las orillas representan un sistema eléctrico abierto por lo cual una alta impedancia causa que el campo magnético sea mínimo y paralelo a las orillas y el campo eléctrico sea máximo como se muestra en la figura 10.

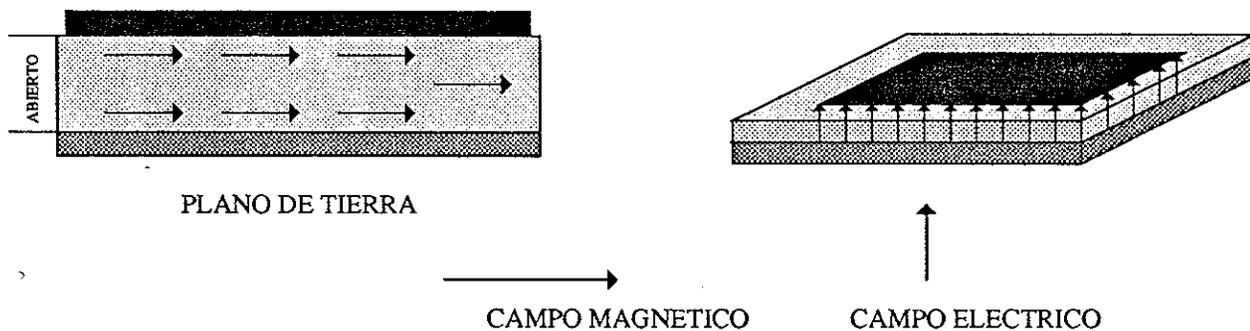


Figura 10 Modelo de Cavidad de la antena de Microcinta

Lo anterior se puede simular suponiendo una pared magnética alrededor de la antena o sea una pared con conductores magnéticos y paredes metálicas arriba y abajo con lo cual se forma una cavidad.

El modelo teórico se basa principalmente en las siguientes observaciones [Carver y Mink, 1981]:

(a) La proximidad entre la placa de la microcinta y el plano

de tierra, sugiere que  $\bar{E}$  solamente tiene componente  $\bar{E}_z$  y que  $\bar{H}$  solamente tiene las componentes  $\bar{H}_x$  y  $\bar{H}_y$  en la región limitada por la microcinta y el plano de tierra.

(b) El campo en la región mencionada es independiente de la coordenada  $z$  para la frecuencia de interés.

(c) La corriente eléctrica en la microcinta no debe tener componente normal al extremo, en ningún punto del mismo, lo cual implica que  $\bar{H}$  tiene una componente tangencial despreciable a lo largo de la orilla por lo que  $H_z \approx 0$  dando lugar a un modo de propagación tipo TM.

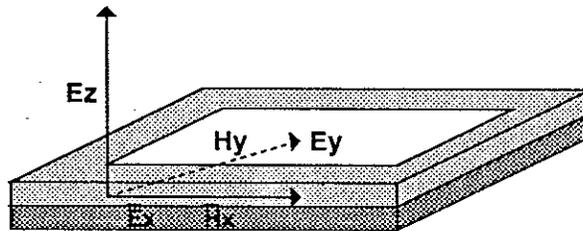


Figura 11 Variación  $E$  y  $H$  igual a cero en el espesor del dieléctrico.

A partir de estas observaciones se puede establecer la configuración del campo electromagnético dentro de la antena. Por una parte, el diagrama de componentes vectoriales que se muestra en la figura 12 indica que las componentes

tangenciales de  $\vec{E}$  están en la parte conductora, correspondiendo a  $\vec{E}_y$  y  $\vec{E}_x$  las cuales son igual a cero.

ANTENA DE MICROCINTA  
RETANGULAR

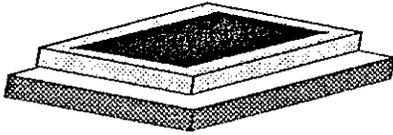


DIAGRAMA DE COMPONENTES  
VECTORIALES

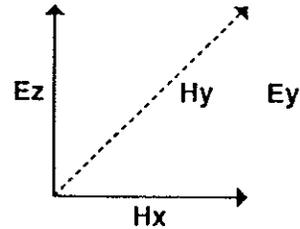
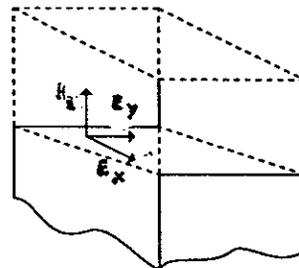
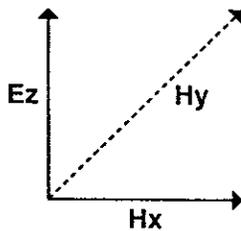


Figura 12 Diagrama de componentes vectoriales de la antena de microcinta rectangular.

Si se compara el diagrama de componentes vectoriales de una antena de microcinta con el de una guía de onda se puede verificar la dualidad de los modos, como se muestra en la figura 13.



Antena de microcinta

Modo TM

$E_z$

$H_y$

$H_x$

Dual

Guía de onda

Modo TE

$H_z$

$E_y$

$E_x$

Figura 13 Dualidad de modos entre la guía de onda y la antena de microcinta

### III.3.1 DESARROLLO MATEMATICO PARA ANTENAS CON ELEMENTOS RECTANGULARES

Partiendo de las suposiciones en que se basa el modelo de cavidad y aplicando el teorema de dualidad podemos realizar, el análisis teórico del modo  $TE_{mn}$  en una guía de onda rectangular y posteriormente aplicar las condiciones de frontera adecuadas para la estructura de cavidad asociada al elemento radiador de microcinta. Dichas condiciones de frontera son las siguientes :

#### CONDICIONES DE FRONTERA

1).-No hay variaciones del campo eléctrico a lo largo de  $(0,a)$ , por lo tanto:

$$\bar{E}_x = 0$$

2).-No hay variaciones del campo eléctrico a lo ancho  $(0,b)$ , entonces:

$$\bar{E}_y = 0$$

3).-Existe  $\bar{E}_z$

4).-Existen  $\bar{H}_x$  y  $\bar{H}_y$

5).-No hay componente H en z ,esto es  $\bar{H}_z = 0$

Por lo anterior, y con el empleo del teorema de la dualidad [Harrington, 1961], se obtienen los vectores de campo EM para una antena de microcinta, que se muestran en la Tabla IV, donde se definen las cantidades  $D_F$  y  $D_G$  siguientes:

$$D_F = j \frac{\nu \mu}{kc^2} \frac{n\pi}{b}$$

$$D_G = -j \frac{\nu \mu}{kc^2} \frac{m\pi}{a}$$

TABLA IV Ecuaciones Duales entre una Guía de Onda y una antenas de microcinta

ECUACIONES DUALES	
GUIA DE ONDA	ANTENA DE MICROCINTA
$\bar{H}_z^{\pm}(x,y) = H_z^{\pm} \cos \frac{m\pi}{a} X \cos \frac{n\pi}{b} Y$	$\bar{E}_z^{\pm}(x,y) = E_z^{\pm} \cos \frac{m\pi}{a} X \cos \frac{n\pi}{b} y$
$\bar{E}_z^{\pm}(x,y) = \left[ DF \ H_z^{\pm} mn \right] \cos \frac{m\pi}{a} X \operatorname{sen} \frac{n\pi Y}{b}$	$\bar{H}_x^{\pm}(x,y) = \left[ DF \ E_z^{\pm} mn \right] \cos \frac{m\pi}{a} X \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b}$
$\bar{E}_y^{\pm}(x,y) = \left[ DG \ H_z^{\pm} mn \right] \operatorname{sen} \frac{m\pi}{a} X \cos \frac{n\pi Y}{b}$	$\bar{H}_y^{\pm}(x,y) = \left[ DG \ E_z^{\pm} mn \right] \operatorname{sen} \frac{m\pi}{a} X \cos \frac{n\pi y}{b}$

Para satisfacer las condiciones de frontera la constante  $E_z$  deberá valer :

$$\bar{E}_z^{\pm}(x,y) = E_z^{\pm} \cos \frac{m\pi}{a} X \cos \frac{n\pi}{b} Y \quad (13)$$

que se puede escribir como:

$$\bar{E}_z^{\pm} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{\epsilon abt}} \quad \text{donde,} \quad \chi_{mn} = \begin{cases} 1 & m=0 \text{ y } n=0 \\ \sqrt{2} & m=0 \text{ o } n=0 \\ 2 & m \neq 0 \text{ y } n \neq 0 \end{cases}$$

por lo tanto,

$$\bar{E}_{z \ mn}^{\pm}(x,y) = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{\epsilon abt}} \cos Kn X \cos Km Y \quad (14)$$

Y para el campo magnético, se tiene:

$$H_{mn} = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{\epsilon abt}} \left\{ X Kn \cos Km x \cos Kn y - Y Km \operatorname{sen} Kn \cos Kny \right\} \quad (15)$$

Como la antena de microcinta es una cavidad formada por

un conductor encerrado en un medio dieléctrico como se muestra en la figura 14, se supone que existen fuentes eléctricas dentro de la cavidad.

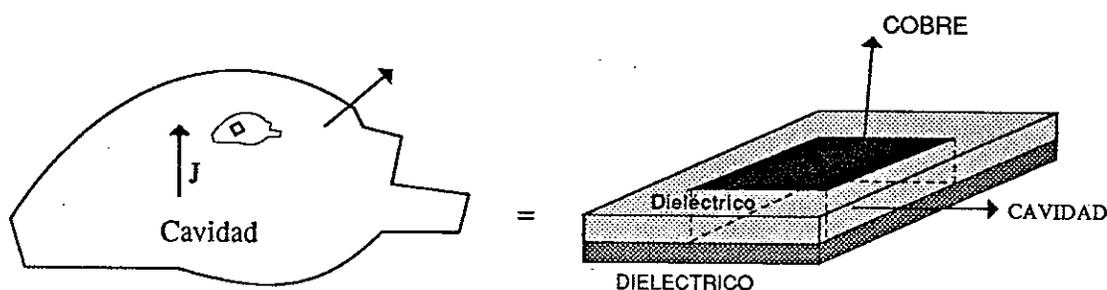


Figura 14 Fuentes eléctricas existen dentro de la cavidad

Se puede expresar el conjunto completo de modos  $TM_{mn}$  en  $E_z$  como:

$$E_z(x,y) = \sum_m \sum_n A_{mn} E_{zmn}(x,y) \quad (16)$$

Donde  $A_{mn}$  son coeficientes de las amplitudes de los diferentes modos y  $E_{zmn}$  son los vectores de campo eléctrico dados por la ecuación 14.

Ahora se considera el efecto perturbador ocasionado al tratar de alimentar la antena por medio de un cable coaxial, tomando en cuenta el efecto de una sonda de corriente en dirección Z, aplicado en el punto  $I_0$  de una pequeña sección rectangular ( $dx dy$ ) en el punto  $(x_0, y_0)$ , como se ve en la figura 15.

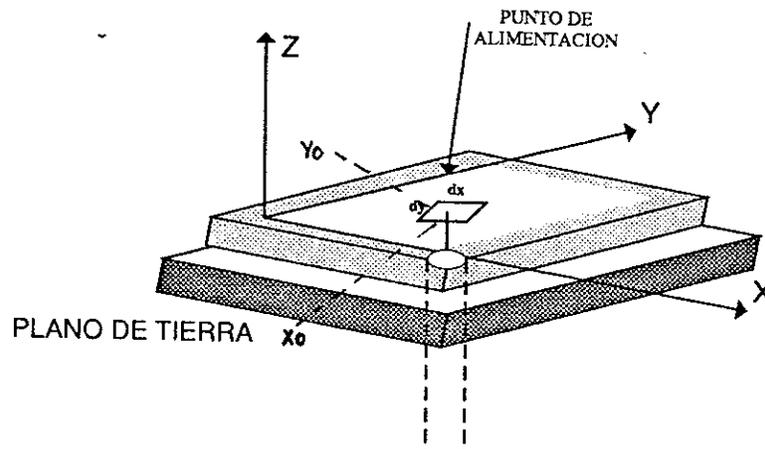


Figura 15 Antena de Microcinta con Alimentación Coaxial

los coeficientes de cada modo de vector eléctrico en dirección z se dan por:

$$A_{mn} = \frac{j\sqrt{\mu\epsilon}k}{K^2 K_{mn}^2} \int_{-y/2}^{y/2} \int_{-x/2}^{x/2} \int_{-l/2}^{l/2} x_0 y_0 j E_{mn} * dy dx dt \quad (17)$$

que se puede reducir a:

$$A_{mn} = j I_0 \sqrt{\frac{\mu t}{ab}} \frac{K}{K - K_{mn}^2} \chi_{mn} G_{mn} \cos K_m y_0 \cos K_n x_0 \quad (18)$$

donde :

$$G_{mn} = \frac{\text{sen}(n\pi dx/2a)}{n\pi dx/2a} \frac{\text{sen} m\pi dy/2a}{m\pi dy/2b} \quad (19)$$

y

$$K_{mn} = \bar{W}_{mn} \sqrt{\mu\epsilon}$$

sustituyendo la ecuación (18) en la ecuación (16) se obtiene [Carver y Mink ,1981 ]:

$$\bar{E}_z(x,y) = j I_0 Z_0 K \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_{mn}(x,y) \phi_{mn}(x_0,y_0)}{K^2 - K_{mn}^2} G_{mn} \quad (20)$$

donde  $Z_0 = \sqrt{\mu/\epsilon}$        $K = w \sqrt{\mu\epsilon}$        $K_{mn}^2 = K_m^2 + K_n^2$       y

$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{ab}} \cos K_n X \cos K_m Y$$

$$\psi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{\epsilon abt}} \cos \frac{n\pi X}{a} \cos \frac{m\pi Y}{b}$$

El voltaje en el alimentador se expresa como :

$V_{ent} = -t E_z(X_0, Y_0)$ , es decir :

$$Z_{en} = -j I_0 Z_0 K h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_{mn}^2(x_0, y_0)}{K^2 - K_{mn}^2} G_{mn}$$

Por lo tanto la impedancia de entrada será dado por:

$$Z_{en} = \frac{V_{en}}{I_0} = -j Z_0 K h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_{mn}^2(x_0, y_0)}{K^2 - K_{mn}^2} G_{mn} \quad (21)$$

La ecuación (21) se puede escribir de acuerdo a [Harrington, 1961] como :

$$Z_{en} = j X_l - \frac{j(w/c_{10})}{w^2 - (w_r - jw_i)^2} \quad (22)$$

donde

$$(w_r - jw_i)^2 = w_{10}^2 (1 + j/Q)$$

$$C_{10} = \frac{1}{2} C_{dc} \cos^{-2} \left( \frac{\pi y_0}{b} \right)$$

con  $C_{dc}$  es el valor de la capacitancia de la antena

$$C_{dc} = \frac{\epsilon ab}{t}$$

Q= factor de calidad en el modo  $TM_{10}$

$\omega_{10}$  = la frecuencia en radianes a resonancia

$X_L$  = es la reactancia inductiva en serie dada por

[Carver y Mink 1981]

como:

$$X_L = \frac{1}{\omega} \frac{\omega}{C_{dc} + C_{dc}} \frac{\sum_{\substack{m, n \\ mn \neq 10 \\ mn \neq 00}} \chi_{mn}^2 \cos^2 \left[ \frac{n\pi x_0}{a} \right] \cos^2 \left[ \frac{m\pi y}{b} \right]}{mn^2 \omega^2 - \omega^2} \quad (23)$$

Para calcular la Susceptancia Radiante de la antena se utilizó la siguiente fórmula [Carver y Mink 1981].

$$Y_w = G_w + B_w \quad (24)$$

donde :

$$B_w = 0.01668 \frac{\Delta l}{h} \frac{a}{\lambda_0} E_0$$

$$G_w = 0.00836 \frac{a}{\lambda_0}$$

Para calcular la frecuencia de resonancia se calcula primero el valor propio  $K_{mn}$  para el modo  $TM_{10}$  o sea:

$$K_{10} = \frac{\pi - \Delta l}{b} \quad (25)$$

donde  $\Delta l$  se puede encontrar por medio del siguiente algoritmo iterativo.

$$\Delta p_{+1} = \frac{2 (\alpha_{10} b) (\pi - \Delta p)}{(\alpha_{10} b)^2 + 2 \Delta p \pi - \Delta p^2 - \pi^2} - \frac{\Delta p^3}{3} \quad (26)$$

con  $\Delta o = 0$

$$\text{y el factor } \alpha_{10} = j \frac{2\pi Z_0}{\lambda_0} \frac{t}{a} Y_w \quad (27)$$

donde:

$Z_0$  = Impedancia espacio libre

$\lambda_0$  = Longitud de onda espacio libre

$t$  = espesor del cobre

Conociendo  $K_{10}$  la frecuencia de resonancia se da por.

$$F_r = \frac{1.5 \pi \operatorname{Re}(K_{10})}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (28)$$

El Factor de calidad  $Q_r$  esta dado por

$$Q_r = \frac{\operatorname{Re}(K_{10})}{2 \operatorname{Im}(K_{10})} \quad (29)$$

### III.3.2 DESARROLLO MATEMATICO PARA ANTENAS CON ELEMENTOS CIRCULARES

El análisis teórico de una antena circular como se muestra en la fig 16, es similar al seguido para una antena rectangular, pero aplicando las siguientes condiciones de frontera:

#### CONDICIONES DE FRONTERA

$$E_\rho = 0$$

$$E_\phi = 0$$

$$H_z = 0$$

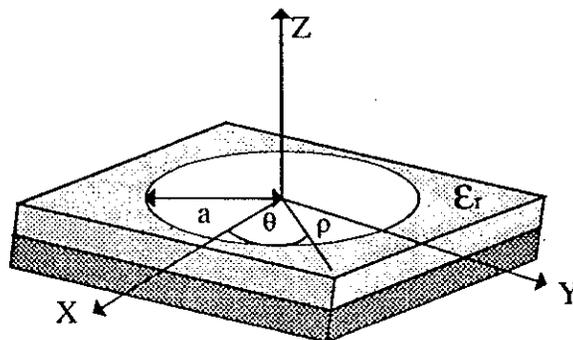


fig 16 Antena de Microcinta Circular

Aplicando el teorema de dualidad [Harrington,1961] se obtienen los vectores de campo para una antena de microcinta circular:

#### GUIA DE ONDA CIRCULAR

TE

$$H_z = H_0 J_1(K\rho) \cos \phi$$

$$E_\rho = \frac{-J}{\omega\mu\rho} E_0 J_1(K\rho) \sin \phi$$

$$E_\phi = \frac{-J k}{\omega \mu} E_0 J_1(K\rho) \cos \phi$$

#### ANTENA DE MICROCINTA CIRCULAR

TM

$$E_z = E_0 J_1(K\rho) \cos \phi$$

$$H_\rho = -\frac{J}{\omega\mu\rho} E_0 J_1(K\rho) \sin \phi$$

$$H_\phi = \frac{-J K}{\omega \mu} E_0 J_1(K\rho) \cos \phi$$

Estas son las ecuaciones que definen adecuadamente los campos correspondientes a la antena de microcinta con un elemento circular.

Este mismo procedimiento se sigue para cualquier forma de antena, estableciendo las condiciones de frontera y las coordenadas de acuerdo a su geometria.

#### III.3.2.1 RADIACION DE CAMPO LEJANO

Los campos lejanos de una antena circular pueden ser calculados a partir de la función de potencial. La radiación del elemento se puede obtener a partir de la derivada del campo eléctrico  $E_z$  que cruza la abertura entre el círculo y el plano de tierra en  $\rho = a$  (usando vectores de potencial eléctrico) o de corrientes en el disco conductor (empleando potenciales de vector magnético). El comportamiento exacto de  $E_0$  cruzando la ranura no es conocido, pero para  $h/\lambda_0 \ll 1$  podrá

ser considerada constante en una aproximación de primer orden.

El campo de radiación en el espacio se deriva usando la teoría de imagen con el plano de tierra reemplazado por una corriente magnética equivalente de la forma [Harrington, 1961]:

$$\vec{M} = 2 \vec{E}_x \hat{n} \quad (30)$$

$$\vec{M} = 2 E_z \hat{\phi} \quad (31)$$

El vector del potencial se puede calcular integrando la corriente magnética equivalente de la abertura. Después de efectuar la integración, el campo lejano se obtiene del potencial en coordenadas esféricas [Bahl y Bhartia, 1980].

$$E_{\theta} = j^n \frac{V_a k_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \cos n\phi \left[ J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 \sin \theta) \right] \quad (32)$$

$$E_{\phi} = j^n \frac{V_a k_0 e^{-jk_0 r}}{2r} \cos n\phi \left[ J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) + J_{n-1}(k_0 \sin \theta) \right] \quad (33)$$

donde,  $V = h E_0 J_n(k a)$  es conocido como el voltaje en el extremo a  $\phi = 0$

### III.3.2.2 Frecuencia de resonancia para una antena de microcinta circular.

La frecuencia de resonancia de una antena circular para

el modo  $T_{mn}$  puede ser evaluado con la siguiente expresión [Shen y colaboradores,1977]:

$$Fr = \frac{K_{mn} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (34)$$

Donde  $K_{mn}$  ( $=ka$ ) es el emé-simo cero de la derivada de las funciones Bessel de orden  $n$  y  $c$  la velocidad de la luz en el espacio libre. De acuerdo a los trabajos de [Dernery,1979] a la ecuación anterior se le adhiere un  $a_e$  (radio efectivo) debido al efecto de extremo del resonador, dado por:

$$a_e = a \left[ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left( \text{Ln} \frac{\pi a + 1.7726}{2h} \right) \right]^{.5} \quad (35)$$

La expresión anterior predice el radio con un error demenos de 2.5 por ciento para  $a/h > 1$ .

### III.3.2.3 Impedancia de Entrada

A la frecuencia de resonancia la impedancia de entrada de la antena es real, por lo tanto, la resistencia de resonancia  $R$  se puede calcular, de acuerdo con la siguiente fórmula :

$$R = \frac{V^2}{2P_T} \quad (36)$$

Donde  $P_T$  representa las pérdidas totales que existen en la antena. Si el elemento circular es alimentado en un punto arbitrario  $(\rho_o, k)$ , la resistencia a la frecuencia de resonancia será:

$$R = \frac{h^2 E_o^2 J_n^2 (k \rho_o)}{2 P_T} \quad (37)$$

Si  $R_o$  es la resistencia a la frecuencia de resonancia para un punto de alimentación con  $\rho_o = a$ ,  $R$  puede escribirse de la siguiente forma :

$$R = R_o \frac{J_n^2 (k \rho_o)}{J_n^2 (k a)} \quad (38)$$

$P_T$  incluye la potencia radiada y la potencia atenuada en el elemento resonador, es decir :

$$P_T = P_r + P_c + P_d \quad (39)$$

donde:

$P_r$  es la potencia radiada

$P_c$  es la potencia atenuada en el conductor

$P_d$  es la potencia atenuada en el dieléctrico

De acuerdo a los trabajos de [Long y Shen 1977] la  $P_r$  se reduce a:

$$P_r = \frac{\pi a^2 E_o^2}{2\lambda^2 Z} \left[ \frac{4}{3} - \frac{8}{15} \left[ \frac{1.841}{\epsilon_r} \right] + \frac{11}{105} \left[ \frac{1.841}{\epsilon_r} \right]^2 \right] \quad (40)$$

y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{V^2}{2} = \frac{960}{(a k a)^2} \quad (41)$$

Para el modo dominante,  $ka = 1.8412$  y de acuerdo a [Long y Shen, 1977] y para este modo  $P_c$  se dá con la siguiente expresión:

$$P_c = 1.68 \times 10^{-10} f^{-3/2} E_o^2$$

Donde  $f$  es en GHz y  $E_o$  en volts/metro. Es interesante hacer notar que las pérdidas del conductor son proporcionales a  $f^{-3/2}$  y  $E_o^2$ , y no dependen del ancho del substrato ( $h$ ).

Las pérdidas en el dieléctrico pueden ser determinadas integrando el campo eléctrico dentro de la cavidad sobre el volumen  $v$  así  $P_d$  se puede determinar con la siguiente ecuación [Long y Shen, 1977]:

$$P_d = \frac{h \tan \delta E_o^2 J_n^2(ka)}{8\mu f} \left\{ (ka)^{2-n^2} \right\} \quad (42)$$

Donde  $\tan \delta$  son las pérdidas tangenciales en el substrato dieléctrico .

A la frecuencia de resonancia para el modo dominante,  $ka = 1.8412$  y la ecuación anterior puede ser simplificada de acuerdo a :

$$P_d = .805 \times 10^{-4} h \tan \delta \frac{E_o^2 (100)}{f}$$

Donde  $f$  está en GHz,  $E_o$  en volts/ metro y  $h$  en metros. Se puede observar que las pérdidas en el dieléctrico son directamente proporcionales a  $h$  y a  $\tan \delta$ , e inversamente proporcionales a la frecuencia.

De acuerdo a las ecuaciones,  $R$  puede ser calculado para cualquier posición de la fuente. El valor aproximado de la impedancia de entrada puede ser determinado usando un circuito resonante en paralelo RLC [Long y Shen, 1977]. Si  $Q_T$  es el factor de calidad total del resonador, la frecuencia de

resonancia  $f_r$ , queda como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (43)$$

y por lo tanto:

$$Q_t = R \sqrt{C/L} \quad (44)$$

Los valores de  $L$  y  $C$  se pueden obtener con las siguientes ecuaciones:

$$L = \frac{R}{2\pi f_r Q_t} \quad (45)$$

y

$$C = \frac{Q_t}{2\pi R f_r} \quad (46)$$

La impedancia de entrada puede ser encontrada de acuerdo a la siguiente fórmula

$$Z_{ent} = R_{ent} + j X_{ent} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (47)$$

Las diferencias que se presentan en el diseño práctico de las antenas de microcinta entre el modelo de transmisión y el modelo de cavidad son las que se muestran en la Tabla V.

**Tabla V Comparación entre el Modelo de Línea de Transmisión y el Modelo de Cavidad**

	Línea de Transmisión	Cavidad
Geometría	Rectangular	Cualquier forma Geométrica
Impedancia	No puede ser calculada	Puede ser calculada
Red de Acoplamiento	No se puede diseñar	Se puede diseñar
Frecuencia Resonante	Cálculo empírico	Es calculado
Pérdidas en la antena	No se toman en cuenta	Es tomado en cuenta
Dieléctricos	No toma en cuenta la constante dieléctrica eficaz	Toma en cuenta los dos dieléctricos

Después de estudiar las teorías analíticas más comunes, se procederá al estudio experimental de las antenas de microcinta, implementando los modelos de línea de transmisión y de cavidad en un programa computacional, para posteriormente llevar a cabo la verificación correspondiente, mediante la construcción y caracterización de prototipos de antenas con un solo elemento radiante.

En este capítulo se presentó un análisis matemático del modelo de línea de transmisión, en el cual la antena se considera como una línea resonante donde los campos varían a lo largo de la antena, cuya longitud es usualmente  $(\lambda/2)$  y la radiación ocurre en los extremos abiertos de la antena. También se presenta el análisis matemático del modelo de cavidad, en el cual la antena es considerada como una cavidad de modo TM con paredes magnéticas de espesor pequeño. Esta cavidad proporciona modos TM  $mn$  transversales a  $z$ , el campo entre el plano de tierra y la antena radiante es expandida en términos de series de modos resonantes de cavidad. Cada modo se asocia con frecuencias resonantes y el efecto de radiación es representado considerando condiciones de frontera en las paredes. El resultado es una formulación para la impedancia de entrada y el cálculo de la frecuencia resonante. Las geometrías cuadrada y circular fueron analizadas y se mostraron las ventajas y desventajas de los dos modelos. El contenido de este capítulo servirá como antecedente para una mejor comprensión del método de diseño que se describirá en los capítulos posteriores.

## IV DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS ELEMENTOS DE UNA ANTENA DE MICROCINTA

### IV.1 INTRODUCCION

Como se estableció en el capítulo I, el objetivo del proyecto se encuentra encaminado a la obtención de una antena planar de microcinta, para lo cual, tomando como base la parte teórica, se propondrá un método teórico-práctico que incluye el desarrollo de un programa de computadora que nos permita introducir las ecuaciones del capítulo III.

### IV.2 PROCEDIMIENTO PARA EL CALCULO PRACTICO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA

Después de haber realizado el estudio teórico de las antenas de microcinta y de acuerdo con la comparación hecha en la Tabla VI se establece que el modelo más adecuado para lograr los objetivos de este trabajo es el de cavidad . Por lo tanto la metodología general para el diseño y construcción de antenas planares en microcinta que se muestra en la fig 17, es aplicable para antenas con elementos rectangulares y circulares . En las siguientes secciones se describen los procedimientos particulares para cada tipo de antena.

DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL DISEÑO DE UNA ANTENA  
DE MICROCINTA

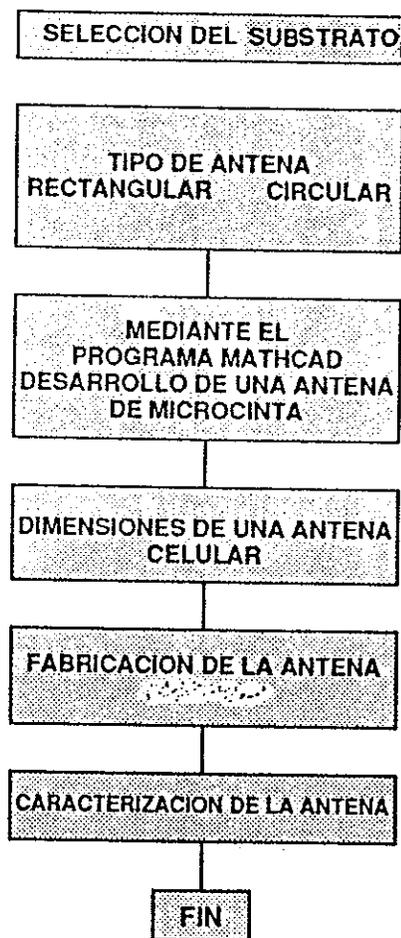


Figura 17 Metodología de Diseño para la obtención de una antena de microcinta

#### IV.2.1 CALCULO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA CON ELEMENTOS RECTANGULARES

Se estableció una metodología de acuerdo al modelo de Cavidad para calcular varios parámetros importantes que servirán de base para obtener las dimensiones físicas de una antena de microcinta cuadrada. Estos pasos, que fueron introducidos en el programa MATH-CAD ANT, son los que se muestran a continuación se detallan en [Carver y Mink 1981].

1.-Cálculo de la constante dieléctrica efectiva utilizando las ecuaciones de [Hammerstad y Jensen,1980]. Esta constante relaciona a la constante dieléctrica del material con la constante dieléctrica del aire y se da por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 10/u)^{-a(u)b(\epsilon_r)} \quad (48)$$

donde  $u = a/h$

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + .492} + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left[ \frac{u}{18.1} \right] \right]$$

$$b(\epsilon_r) = .564 \left[ \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 0.9} \right]^{0.059}$$

2.-Cálculo del incremento en la longitud debido al extremo abierto con las ecuaciones de [Kirschning, et al 1981].

$$\Delta l = \frac{M_1}{M_4} \frac{M_2 M_3 M_5}{M_4} \quad (49)$$

$$M_1 = .434907 \frac{\epsilon_e^{0.081} - 10.26 U^{.8544} + 0.296}{\epsilon_e^{0.081} + .189 U^{.8544} + 0.87}$$

$$M_2 = 1 + \frac{(a/h)^{.371}}{2.958 \epsilon_r + 1}$$

$$M_3 = 1 + \frac{.5274 \arctang [ .084 (a/h)^{1.9413/M_2} ]}{\epsilon_e^{.9236}}$$

$$M_4 = 1 + .0977 \arctan [ .067(a/h)^{1.456} ] \times [ \sigma - 5 \exp(.096(1 - \epsilon_r)) ]$$

$$M_5 = 1 - .218 \exp(-7.5 a/h)$$

3.-Se calculó la susceptancia de la estructura radiante del paso 3 al 10 de acuerdo a las ecuaciones de [Carver y Mink, 1981].

$$B_v = 0.01668 \frac{\Delta l}{h} \frac{a}{\lambda_0} \epsilon_e$$

$$G_v = 0.00896 \frac{a}{\lambda_0}$$

$$Y_v = G_v + jB_v$$

4.-Se determino el factor de corrección  $F_y$  para la admitancia radiante de acuerdo a las ecuaciones de [Long y Shen, 1977]:

$$F_y = .7747 + 0.5977 (a/(b-1)) - .1638 (a/(b-1))^2$$

5. -  $\lambda_0 = 2 b \sqrt{\epsilon_r}$  longitud de onda en el espacio libre

6.-Obtención del factor  $K_{10}$  :

$$\alpha_{10} = [j 2\pi z_0] / \lambda_0$$

$$\omega_{10} = K_{10} \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

7.-Se calcularon los valores complejos del factor de corrimiento usando un algoritmo iterativo:

$$\Delta p_{i+1} = \frac{2 (\alpha_{10} b) (\pi - \Delta p)}{(\alpha_{10} b)^2 + 2 \Delta p \pi - \Delta p^2 - \pi^2} - \frac{\Delta p^3}{3}$$

con  $\Delta_0 = 0$  para empezar la iteración

8.- Se calculó el valor de  $K_{mn} = K_{10}$  para el modo  $TM_{10}$ :

$$K_y = K_{10} = (\pi/b) - (\Delta_4/b)$$

9.- Se calculó la frecuencia compleja de resonancia:

$$w_r + jv_i = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} (1 - j \tan \alpha)} K_y$$

10.- Se calculó la frecuencia real de resonancia :

$$F_r = W_r / 2\pi$$

11.- Se calculó el factor de calidad de Radiación.

$$Q_r = \frac{\text{Re}(K_{10})}{2\text{Im}(K_{10})} = \frac{W_r}{2W_i}$$

12.- Se calculó la capacitancia del modo dominante con la siguiente ecuación.

$$C_{10} = \frac{1}{2} C_{dc} \cos^{-2}(\pi y_0/b)$$

13.- Se determinó la resistencia de radiación referida a la entrada.

$$R_{rad} = \frac{Q_r}{W_r C_{10}}$$

14.- El factor de calidad total se obtiene así :

$$Q = W C_{10} / G_{in}$$

15.-La resistencia de entrada es :

$$G_{in} = \frac{1}{R_{rad}} + G_{cu} + G_{di}$$

16.-Se determinó el ancho de banda :

$$\Delta f = F_r / Q \Delta f = \frac{V_{swr} - 1}{Q \sqrt{V_{swr}}}$$

17.-Con lo anterior se determinó la impedancia de entrada utilizando esta ecuación aproximada para el modo  $TM_{01}$ , resultando :

$$Z_{entrada \text{ aprox}} = j \frac{120 \pi \tan \left( \frac{2\pi h}{\lambda_0} \right)}{\sqrt{\epsilon_r}} - j \frac{(W/C_{10})}{W^2 - W_{10}^2 (1 + j/Q)}$$

18.-Se calculó el acoplamiento de la línea de alimentación tipo microcinta con la antena, utilizando la técnica del transformador de  $1/4$  de longitud de onda.

$$Z_{transformador} = \sqrt{Z_{antena} \times Z_{microcinta}}$$

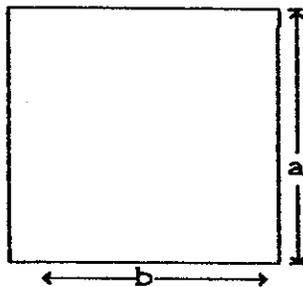
19.-Las dimensiones físicas de la Z del transformador y la de 50 ohms fueron calculados con el programa MICRO.

A continuación se muestran dos ejemplos de cálculo de antenas de microcinta para 4 y 9 GHz.

EJEMPLO 1 CALCULO PRACTICO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA A  
4 GHz

DATOS :

F = 4 GHz      Frecuencia  
h = .079 cm    ancho del dieléctrico  
er = 2.33      constante dieléctrica relativa  
 $\delta$  = .002      Perdidas Tangenciales del susbstrato



Los siguientes resultados fueron proporcionados por el Programa MAT-CAD ANT.

0. -Dimensiones del elemento radiante  $a = b = 2.4468$  cm
1. - $E_e = 2.203$
2. - $\Delta l = .67588$
3. - $B_w = .810273$  E-2  
 $G_w = .272583$  E-2  
 $Y_w = .27258$  E-2 +j.81 E-2
4. - $\lambda_0 = 7.626$
5. - $F_y = .7747$
6. -Admitancia de la pared con el factor de Corrección  
 $Y_w = .2111$  E-2 -j.6277 E-2

$$7. - \alpha_{10} = -0.6170 \text{ E-1} + j.2076 \text{ E-1}$$

$$8. - \Delta_0 = 0$$

$$\Delta_1 = .9626 \text{ E-1} - j.32554 \text{ E-1}$$

$$\Delta_2 = .98753 \text{ E-1} - j.3436 \text{ E-1}$$

$$\Delta_3 = .9880 \text{ E-1} - j.344 \text{ E-1}$$

$$\Delta_4 = .9880 \text{ E-1} - j.34425 \text{ E-1}$$

$$9. - K_{10} = .12435 \text{ E1} + j0.1407 \text{ E-1}$$

$$10. - W_{10} = 25.1340 + .284363$$

$$11. - F_r = 4.00$$

$$12. - Q_r = 44.193$$

$$13. - C_{10} = .738833 \text{ E-11}$$

$$14. - R_{rad} = 237.99$$

$$15. - R_c = 1.05$$

$$16. - R_d = 5.04$$

$$17. - R_t = 239.556$$

$$18. - Q_T = 44.193$$

$$19. - BW = 1.6\% \quad FBW = 64.0007 \text{ MHz}$$

20. - Cálculo de Impedancia Z

Frec(GHz)	Re(Z)	Im(Z)
2.4	.17837	21.52
3.0	.4764	25.68
3.3	.9811	30.32
3.6	2.9970	41.64
4.0	238.1185	16.47
4.2	11.6184	-36.15
4.4	3.0067	-11.42

21. -A 4 GHz se calcula el transformador 1/4 de longitud de onda.

$$\sqrt{50 \times 237} = 109 \text{ Ohms}$$

22.-Dimensiones teóricas y practicas finales de la antena de microcinta.

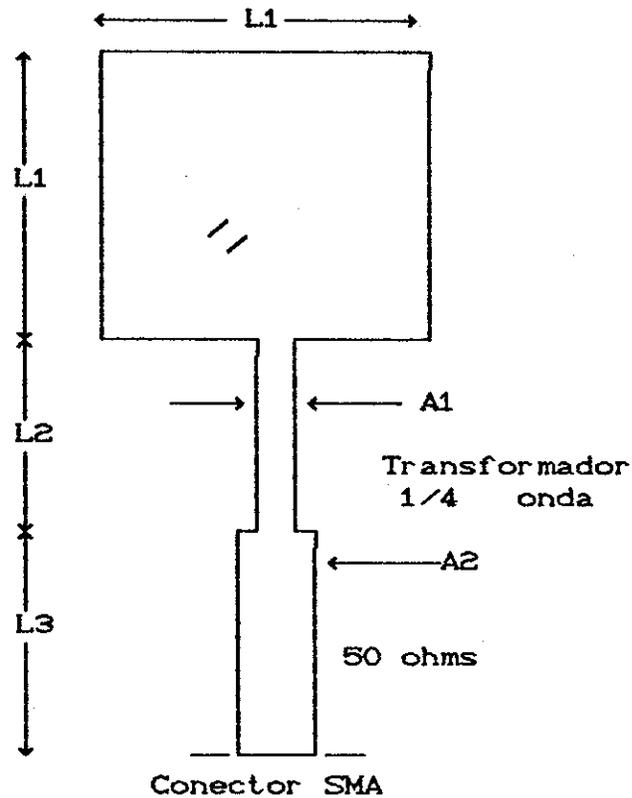


Tabla VI Dimensiones una Antena Microcinta 4 Ghz

Valor Calculado	Valor Medido	Error%
L1	2.4469 cm   2.45 cm	+.0031cm
L2	1.406 cm   1.411 cm	+.005 cm
L3	1.344 cm   1.351 cm	+.007cm
A1	.512 mm   .545 mm	+.033mm
A2	2.328 mm   2.376mm	+.048 mm

23.-Las mascarillas utilizadas en la elaboración de la antena de microcinta es la que se muestra en la figura 18a.

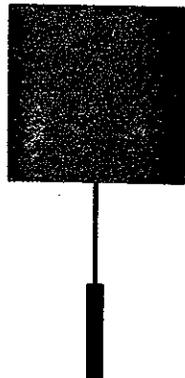
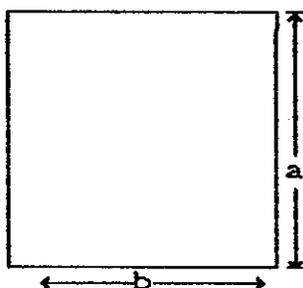


Fig 18a Mascarilla de una antena de microcinta cuadrada a 4 GHz

EJEMPLO 2 CALCULO PRACTICO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA A  
9 GHz

DATOS:

F = 9 GHz      Frecuencia  
h = .079 cm    ancho del dieléctrico  
er = 2.33      constante dieléctrica relativa  
 $\delta$  = .002      Pérdidas Tangenciales del substrato



Los siguientes resultados fueron proporcionados por el Programa MATH-CAD ANT.

0.-Dimensiones elemento radiante  $a = b = 1.0653$

1.- $E_e = 2.1329$

2.- $\Delta_1 = .65039$

3.- $B_w = .73953 \text{ E-}2$

$G_w = .2670 \text{ E-}2$

$Y_w = .2670\text{E-}2 + j.739 \text{ E-}2$

4.- $\lambda_0 = 3.26$

5.- $F_y = .7747$

6.-Admitancia de la pared con el factor de Corrección

$Y_w = .2068 \text{ E-}2 - j.57297 \text{ E-}2$

7.- $\alpha_{10} = -0.2910 \text{ E-}1 + j.1050 \text{ E-}1$

8.- $\Delta_0 = 0$

$\Delta_1 = .19856 \text{ E-}1 - j.73291 \text{ E-}1$

$$\Delta 2 = .2083693E-1 - j.8107 E-1$$

$$\Delta 3 = .2087 E-1 - j.813 E-1$$

$$\Delta 4 = .2087 E-1 -j.81374E-1$$

$$9.- K10 = .27535E1 + j0.7638E-1$$

$$10.-W10 = 56.5518 + 1.569084363$$

$$11.- Fr = 9.00$$

$$12.- Qr = 18.020$$

$$13.-C10 = 1.355870 E-12$$

$$14.-Rrad = 235.034$$

$$15.- Rc = .263$$

$$16.- Rd = 1.9$$

$$17.- Rt = 235.4939$$

$$18.- QT = 18.020$$

$$19.- BW = 3.9\% \quad FBW = 353.1469 \text{ MHz}$$

20.- Cálculo de Impedancia Z

Fre(GHz)	Re(Z)	Im(Z)
7.4	5.5116	69.46
8.0	13.645	88.94
8.3	26.257	108.00
8.6	65.072	139.45
9.0	235.153	37.29
9.2	145.176	-80.27
9.4	66.716	-71.9

21.- A 9 GHz se calcula el transformador de 1/4 de longitud de onda.

$$\sqrt{50 \times 235} = 107 \text{ Ohms}$$

22.-Dimensiones teóricas y prácticas finales de la antena de microcinta.

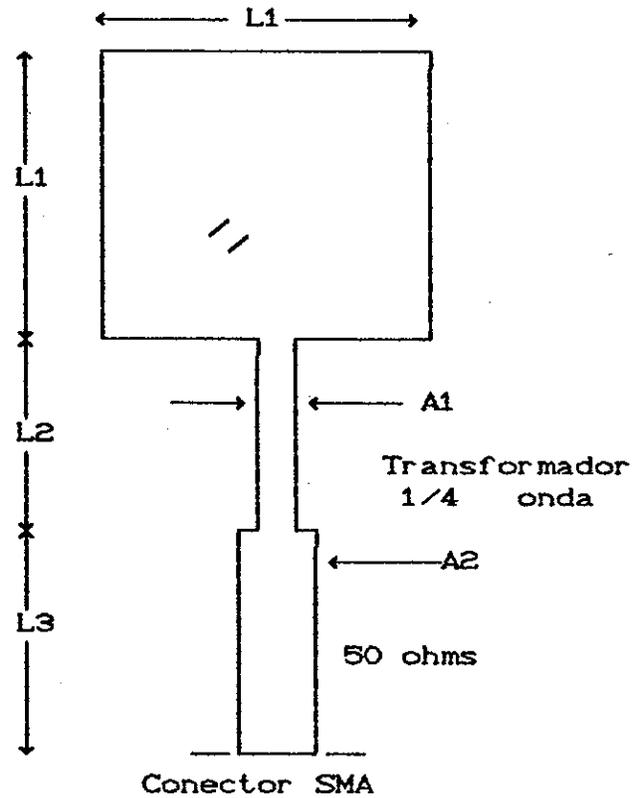


Tabla VII Dimensiones una Antena Microcinta  
9 GHz

	Valor Calculado	Valor Medido	Error
L1	1.06 cm	1.055 cm	.005 cm
L2	.614 cm	.620 cm	.006 cm
A1	.560 mm	.572 mm	.012 mm
L3	.5947 cm	.6027 cm	.008 cm
A2	2.37 mm	2.41 mm	.04 mm

23.-Las mascarillas utilizadas en la elaboración de la antena de microcinta es la que se muestra en la fig 19b.



Fig 19b Mascarilla de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz

#### IV.2.2 CALCULO DE UNA ANTENAS DE MICROCIANTA CON ELEMENTOS CIRCULARES

Se estableció una metodología de acuerdo al modelo de Cavidad para calcular varios parámetros importantes que servirán de base para calcular las dimensiones físicas de una antena de microcinta circular. Estos pasos, que fueron implementados en el programa MATH-CAD ANT, son los que se muestran a continuación :

1.- Se calculó el radio (a) de la antena de microcinta

$$K = \frac{8.794}{F [er^{-5}]}$$

$$a = \frac{K}{\left[ \frac{1 + \frac{2h}{\pi er K}}{\left[ \left[ \frac{\ln(\pi K)}{2h} \right] + 1.7726 \right]} \right]^{.5}}$$

2.-Se calculó la constante dieléctrica efectiva al igual que en la antena cuadrada ecuaciones 48.

3.-Se calculó el incremento en la longitud debido al extremo abierto con las ecuaciones de [Kirschning, et al 1981 ] dadas en el ejemplo anterior ecuación 49.

4.-Se calculó la susceptancia de la estructura radiante.

$$bv = 0.00834 \frac{\Delta l}{h} \frac{a}{\lambda_0} \epsilon_0$$

$$gv = 0.01254 \frac{a}{\lambda_0}$$

6.  $-Y_v = G_v + jB_v$

ADMITANCIA DE LA PARED RADIANTE

7.-Se calculó la longitud de onda dentro del Dielectrico

$$\lambda_a = 3.413 a$$

8.-Se calculó el factor de acuerdo a los trabajos de [Richardson 1976] para obtener  $\alpha_{11}$

$z_0 = 377$  impedancia en el espacio libre

$t =$  espesor del dielectrico

$$\alpha_{11} = i \frac{2 \pi z_0}{\lambda} \frac{t}{a} Y_w$$

9.-Se calcularon los valores complejos del factor de corrimiento usando el algoritmo iterativo [Bahl y Bhartia, 1981] siguiente :

$$\Delta_{p+1} = \frac{1.8410969 + 4.0260952 D_p^2 (1 - \alpha_{11} a) - 1.844118}{3.3263839 (1 - \alpha_{11} a) - 1}$$

con  $\Delta_0 = 0$  para empezar la iteración.

10.- Se calculó el factor de  $K_{mn} = K_{11a}$

$$K_{11a} = 1.8418 - D_5$$

11.-Se calculó la frecuencia compleja de resonancia

$$W_{10} = \frac{K_{11a} 30}{\sqrt{\epsilon_0}}$$

12.-Se calculó la frecuencia real de resonancia

$$F_r = \frac{\text{Re}(W_{10})}{2 \pi a}$$

13.- Se calculó el factor de calidad de Radiación

$$Q_r = \frac{\operatorname{Re}(K_{110})}{2\operatorname{Im}(K_{110})} = \frac{W_r}{2\bar{W}_i}$$

14.- Se calculó la capacitancia del modo dominante con la siguiente ecuación

$$C_{11} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a^2}{2.775 t} \cdot 01$$

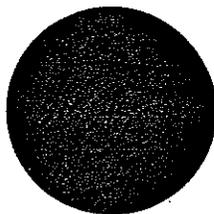
15.- con lo anterior se determinó la impedancia de entrada utilizando esta ecuación aproximada resultando :

$$Z_{\text{entrada}} \text{ aprox} = j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tan \left( \frac{2\pi h}{\lambda_0} \right) - j \frac{(W/Ca) (J(x) J_1(x))}{W^2 - W_{10}^2 \left( 1 + \frac{J}{Q} \right)}$$

**EJEMPLO 3 CÁLCULO PRACTICO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA  
CIRCULAR A 4 GHz**

DATOS:

F = 4 GHz      Frecuencia  
 h = .079 cm    ancho del dieléctrico  
 er = 2.33      constante dieléctrica relativa  
 δ = .002      Pérdidas Tangenciales del susbstrato



Los siguientes resultados fueron proporcionados por el programa Math-Cad Circ.

1. -Radio de la antena 1.48382446 cms
2. -Ee = 2.191502736915111
3. -M7= .660012839411368
4. -Bw = .011360022804963
5. -Gw = .007794148422043
6. -Yw = .007794148422043 + .011360022804963i
7. -λa = 5.064292881979999
8. -α = -0.142662110359318 + .09788093575451i
9. -Δ = -9.721811726146823 E-4 - 1.549820674812021 E-4  
     Δ = -9.70762439928668 E-4 - 1.5444277674437321 E-4  
     Δ = -9.707304064298663 E-4 - 1.544453384339941 E-4  
     Δ = -9.707303951558701 E-4 - 1.5444532796775171 E-4  
     Δ = -9.707303951841199 E-4 - 1.5444532800698361 E-4

$$10. -K_{11a} = 1.840209269604816 - 1.54445328006i \text{ E-4}$$

$$11. - w_{10} = 37.292 - .0031298$$

$$12. - Fr = 3.999954634464979$$

$$13. - Q_r = -5.957 \text{ E } +3$$

$$14. - ca = 2.07092 \text{ E-12}$$

15.-Cálculo de la Impedancia Z

Fre(GHz)	Re(Z)	Im(Z)
3.42	.3619	.65
3.53	.3823	.81
3.79	.1339	.58
3.819	.4156	.77
3.959	.5988	.28
4.0195	.2410	.0
4.160	.52	-91.92
4.219	.60	-60.29
4.39	.20	-42.98
4.45	.27	-33.25
4.53	.40	27.13

EJEMPLO 4 CÁLCULO PRACTICO DE UNA ANTENA DE MICROCINTA  
CIRCULAR A 9 GHz

DATOS:

F = 9 GHz      Frecuencia  
h = .079 cm    ancho del dieléctrico  
er = 2.33      constante dieléctrica relativa  
δ = .002      Pérdidas Tangenciales del susbstrato



Los siguientes resultados fueron proporcionados por el  
programa Math-Cad Circ.

1. -Radio de la antena .6728118 cms
2. -Ee = 2.106022426743077
3. -M7 = .62043437524
4. -Bw = .011137655212116
5. -Gw = .00795174168
6. -Yw = .00795174168778 + .011137655212116i
7. -λa = 2.2963066734
8. -α = -0.694056226321958 + .495522237257212i
9. -Δ = -7.198745963497019 E-4 - 2.057725829901186i E-4
- Δ = -7.19857956067808 E-4 - 2.052893288175392i E-4
- Δ = -7.191869028168914 E-4 - 2.052908607986417i E-4

$$\Delta = -7.191869015918533 \text{ E-4} - 2.0529085673526981 \text{ E-4}$$

$$\Delta = -9.707303951841199 \text{ E-4} - 1.5444532800698361 \text{ E-4}$$

$$10. -K_{11a} = 1.840209269604816 - 2.0529085674479311 \text{ E-4}$$

$$11. - w_{10} = 38.0466422 - .0042438$$

$$12. - Fr = 9.000007385409617$$

$$13. - Q_r = -4.482568888 \text{ E } 3$$

14. -Calculo de Impedancia Z

Frec(GHz)	Re(Z)	Im(Z)
8.543	.96104	.49
8.663	.51121	.45
8.797	.13140	.09
8.8156	.40151	.22
8.9247	.55120	.35
9.0309	.50630	.20
9.1252	.03000	-123.90
9.2159	.99	-158.181
9.399	.22	-147.94
9.464	.70	-129.34
9.544	.68	-112.25

#### IV.3 REALIZACION PRACTICA DE ANTENAS DE MICROCIANTA

Las antenas de microcinta fueron construidas con substratos de microondas Roger Corporation con constante dieléctrica de 2.33, una cara del substrato se preparó para obtener la antena de microcinta de acuerdo a los siguientes pasos :

- 1.-Seleccionar el tipo de material dieléctrico a utilizar material 5870 Roger Corporation, PTFE,  $\epsilon_r = 2.33$
- 2.-Calcular las dimensiones (ancho y largo) de la antena con el programa realizado para diseño.
- 3.-Efectuar el proceso para obtener la mascarilla que consiste de los siguientes pasos:
  - a) Dibujar en papel la antena utilizando el factor de amplificación que puede ser 10, 20 ó 40 de acuerdo al material dieléctrico a utilizar. Para materiales con  $\epsilon_r \leq 6$  se recomienda usar escala de amplificación de 10, para materiales con  $\epsilon_r \geq 6$  usar 20 a 40 de amplificación.
  - b) Realizar el patrón de la ANTENA en película Rubylith y pegar el patrón amplificado en la pantalla de iluminación.
  - c) Con ayuda de un vernier, verificar que la cámara se encuentre a la distancia adecuada midiendo el patrón directamente sobre la pantalla posterior de la cámara.
  - d) Colocar la película Kodalith en la porta-negativos de la

cámara e introducirlo a la cámara.

e) Disparar el obturador exponiendo la película Kodalith durante dos segundos.

f) Preparar los reactivos para revelar de la siguiente manera.

25 ml de revelador A y 25 ml de revelador B más 200 ml de H<sub>2</sub>O destilada

g) Revelado de la película Kodalith :

Introducir la película durante 1.5 min a 2 min en la charola del revelador, agitando ésta ligeramente para que el revelado sea uniforme.

h) Después de haber obtenido el revelado de la película Kodalith introducir el negativo durante 15 seg a 20 seg en el recipiente del parador.

i) Introducir el negativo en el recipiente del fijador durante 3 minutos.

j) Al finalizar este proceso se tiene la mascarilla de la antena de microcinta y se procede a grabar el circuito.

4) Proceso para grabar el circuito:

a) Inspección de la mascarilla ,observar la mascarilla en el microscopio. Si son aceptables las dimensiones continuar con el paso numero 4 si no repetir los pasos 1 al 3.

#### PRECAUCIONES EN LA OBTENCION DE LOS NEGATIVOS

MANEJAR CON CUIDADO LOS REACTIVOS QUIMICOS YA QUE ESTOS CONTIENEN

FIJADOR —————→ACIDO SULFURICO + ACIDO BARICO

PARADOR—————→ACIDO ACETICO

#### 5. -Preparación del Substrato.

- b) Cortar el substrato de acuerdo a las dimensiones de la mascarilla obtenida.
- c) Lijar los bordes del substrato.
- d) Limpieza con acetona, alcohol y agua destilada.
- e) Secado con nitrogeno.
- f) Depósito de Fotoresina.

Al efectuar este paso, se debera trabajar con luz amarilla. Se coloca el substrato en el girador centrifugo y se hace girar el substrato lentamente, después se deposita el fotoresist lenta y uniformemente sobre el substrato.

Cuando se ha depositado el fotoresist completamente sobre el substrato, se hace girar el substrato más rapidamente por un tiempo de 4 seg para que el fotoresist sea depositado en el substrato de manera uniforme.

Colocar el substrato en el horno a 80°C durante 10 min .

#### g) Exposición a la luz.

Se coloca el substrato junto con la mascarilla de la Antena y se presionan por medio de un vidrio para lograr una mayor definición en la línea.

Se expone a la luz ultravioleta por 30 seg el substrato con la mascarilla.

#### h) Revelado y enjuage.

Debera tener 2 recipientes listos ; uno con agua y otro con revelador de fotoresina.

por 30 seg y se enjuaga con agua, este paso se repite hasta observar que la línea está bien definida por medio del microscopio y el fotoresist expuesto por la luz se ha desaparecido. Si existiera un error debido a una mala limpieza del sustrato, limpiar el sustrato inmediatamente con acetona y alcohol el sustrato y repetir desde el paso 5.

#### 6.-Decapado metálico.

Deberá tener dos recipientes de vidrio listos, uno conteniendo agua y otro con cloruro férrico. Introducir el sustrato en el cloruro férrico y alternativamente enjuagarlo con agua.

Cuando el grabado esta completamente definido se procede a la inspección del grabado, La inspección del grabado por medio del microscopio nos entregará los siguientes detalles, antena bien definida, no residuos metálicos en el sustrato y dimensiones de la antena correctas.

Despues de realizar este proceso la segunda cara del sustrato utilizada como plano de tierra que fué pegada con pintura de plata a una placa de Aluminio, finalmente la línea de 50 ohms de microcinta integrada a la antena se le adhiere un conector SMA para completar la construcción final y listo para su caracterización .

En este capítulo se presentó un diagrama de flujo en el cual se indica la metodología que se siguió para obtener las antenas de microcinta cuadradas y circulares.

Se mostraron por separado, los parámetros obtenidos de cada una de las antenas (cuadrada y circular) incluyendo las dimensiones obtenidas por medio de programas de computadora. La fabricación de las antenas se realizó mediante la técnica fotolitográfica.

En el siguiente capítulo se mostrarán los resultados obtenidos en la caracterización de cada antena construida.

## V. CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS DE MICROCINTA

### V.1 INTRODUCCION

El comportamiento de una antena de microcinta se encuentra estrechamente relacionado con sus características eléctricas, una antena radía o recibe energía dependiendo de su geometría. En las siguientes secciones se definen cada una de las pruebas a que se somete una antena indicando para cada una el arreglo experimental utilizado.

### V.2 IMPEDANCIA

La antena de microcinta es principalmente un transductor entre el espacio hacia donde se trasmite o se recibe energía por lo que las características de carga que la antena presenta al sistema son importantes. Típicamente la antena debe ser acoplada al transmisor o al receptor por una línea de transmisión.

En el caso de la antena de microcinta las alimentaciones más comunes son el cable coaxial y la línea de microcinta. Es generalmente deseable con esto permitir la máxima transferencia de energía de la línea a la antena de microcinta en el caso de la transmisión o viceversa en el caso de recepción, sin atenuación de la información que se está canalizando a la frecuencia de interés de la antena.

La impedancia en la antena a las frecuencias de interés es muy importante, ya que de acuerdo a estos valores obtenidos se puede diseñar la red de acoplamiento entre el transmisor y la antena.

También se puede conocer el comportamiento de la antena en una gama amplia de frecuencias.

La figura 19 muestra el arreglo utilizado para medir la impedancia de la antena de microcinta integrada con la línea de alimentación .

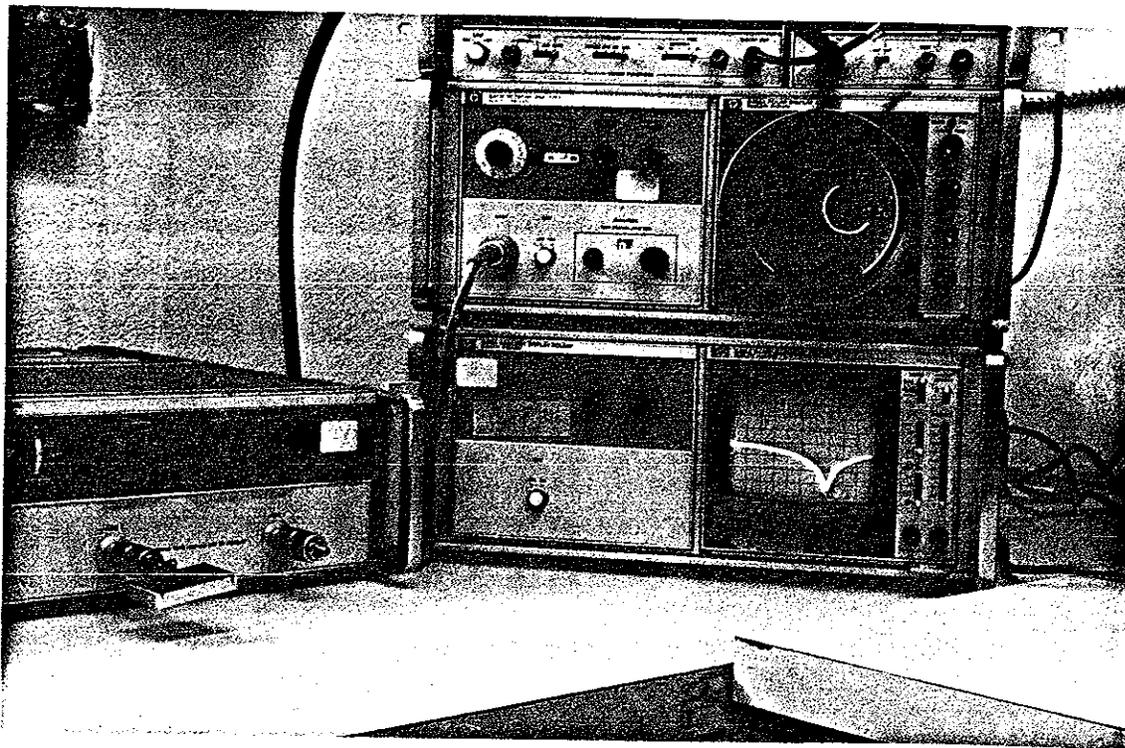


Figura 19 Medición de Impedancia de una Antena de Microcinta.

El procedimiento para realizar esta prueba se realizó mediante el Analizador de Redes Hewlett-Pakard modelo HP8410B cuyo proceso de calibración es el siguiente :

- 1.-Se conecta un corto circuito en el puerto en el cual se medirá.
- 2.-Se ajusta la longitud de la línea de referencia hasta obtener un punto en el ancho de banda de interés.
- 3.-Se ajusta la ganancia del canal de prueba hasta obtener una magnitud unitaria de aproximadamente 21 dB.
- 4.-Se ajusta la fase en  $180^{\circ}$  para obtener un coeficiente de

reflexión  $\rho = 1 \angle 180^\circ$  en el indicador polar y 0 dB ,  $180^\circ$  en el modulo de Ganancia -Fase.

5.-Con estos ajustes se define el plano de referencia de la antena y se procede a su conexión.

6.- Se efectuan las mediciones , el medidor de Ganancia /Fase proporciona los valores en dB.

La impedancia de la antena (ZL) está dada por:

$$Z_L = \frac{Z_0 (1+\Gamma)}{(1-\Gamma)}$$

Esta impedancia deberá ser una cantidad compleja .Las pérdidas por retorno PR son especificadas y se relacionan al coeficiente de reflexión  $\Gamma$  dados por :

$$PR = -20 \log_{10} |\Gamma| \text{ dB}$$

### V.3 ANCHO DE BANDA

La antena de microcinta tiene como objetivo una selección de frecuencias, se puede decir que la antena es un filtro selectivo que solo acepta una porción del total de energía incidente fuera de está banda la antena no deberá ser óptima tendiente a rechazar las otras frecuencias.

El término Ancho de Banda es usado para describir el intervalo de frecuencias sobre el cual la antena funciona satisfactoriamente. Este término se mide utilizando el Analizador de Redes HP8410B.

El arreglo experimental para medir el ancho de banda de la antena microcinta se muestra en la figura 20.

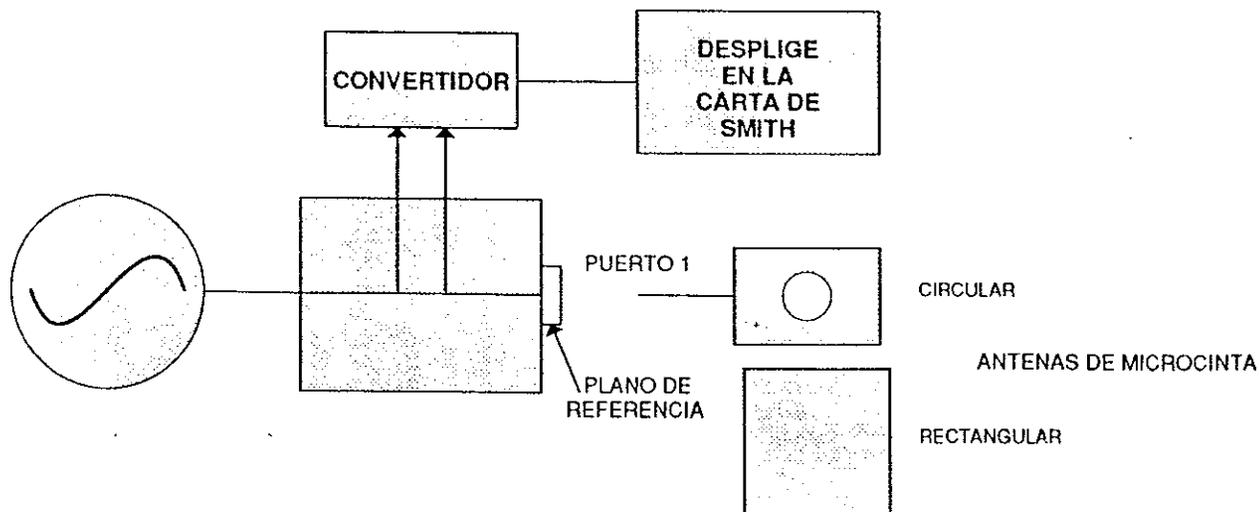


Figura 20 Medición del Ancho de Banda de una Antena de Microcinta.

Para determinar el ancho de banda se miden dos frecuencias  $F_1$  y  $F_2$  que se encuentran 3 dB por debajo de la frecuencia de resonancia, la diferencia de  $F_1$  y  $F_2$  es el ancho de banda de la antena medida.

#### V.4 -GANANCIA

La ganancia- puede ser definida como la relación de la intensidad de radiación en una dirección específica , a la intensidad de radiación que debería ser obtenida si la potencia aceptada por la antena radiara isotrópicamente.

Existen dos métodos de medición de ganancia que se pueden realizar a cualquier antena : el método de medición de ganancia absoluta y el método de transferencia de ganancia.

El el primer método no es necesario conocer la ganancia de ninguna de las antenas y en el segundo método se requiere una antena con un valor de ganancia conocida que se utilizará

como estándar.

El método de ganancia absoluta es el que se utilizó para la medición de la antena de microcinta. En este método se utiliza la fórmula de Fris [1978] para un sistema de dos antenas, como se muestra en la figura 21, cuya fórmula de medición es la siguiente:

$$Pr = Pt Ga Gb \left[ \frac{\lambda}{4 \pi R} \right]^2$$

Pr = Potencia Recibida.

Pt = Potencia Transmitida.

Ga = Ganancia de la Antena Transmisora.

Gb = Ganancia de la Antena Receptora.

R = Separación entre las antenas.

La separación entre las antenas cumplen con las condiciones de campo lejano, si dos antenas tienen ganancias idénticas la fórmula anterior se convierte en:

$$GA = GB$$

$$Pr = Pt GA^2 \left[ \frac{\lambda}{4 \pi R} \right]^2$$

$$G = \frac{4 \pi R}{\lambda_0} \sqrt{\frac{Pr}{Pt}}$$

En la figura 21 se muestra el arreglo experimental para obtener la ganancia de una antena de microcinta.

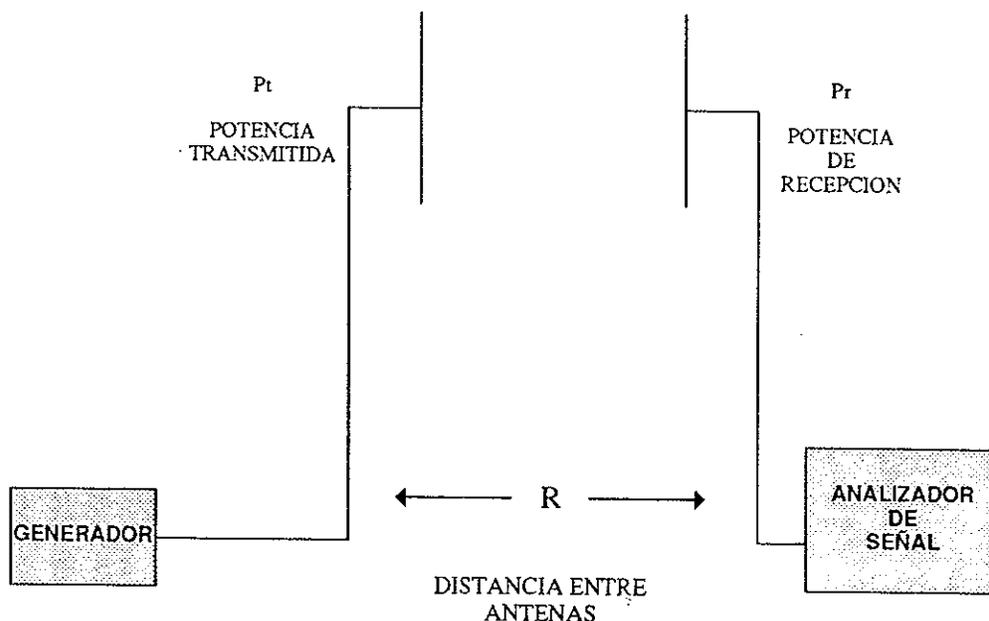


Figura 21 Medición de Ganancia de una Antena de Microcinta.

## V.5 PATRÓN DE RADIACION

Un diagrama o patrón de radiación es una gráfica de la intensidad eléctrica del campo a una distancia fija desde una antena patrón a otra de prueba. Los diagramas de radiación se pueden obtener por medio de cálculo o prácticamente realizando mediciones de campo.

Prácticamente, el diagrama de Radiación se obtuvo colocando dos antenas: una como transmisora y otra como receptora. La antena receptora se conectó a un analizador de espectros y la antena transmisora a un generador de barrido. La medición de estas dos antenas se realizó en un lugar libre de obstrucciones en el campo lejano.

La medición de Campo de Radiación de las antenas de microcinta se realizó utilizando el arreglo mostrado en la figura 22.

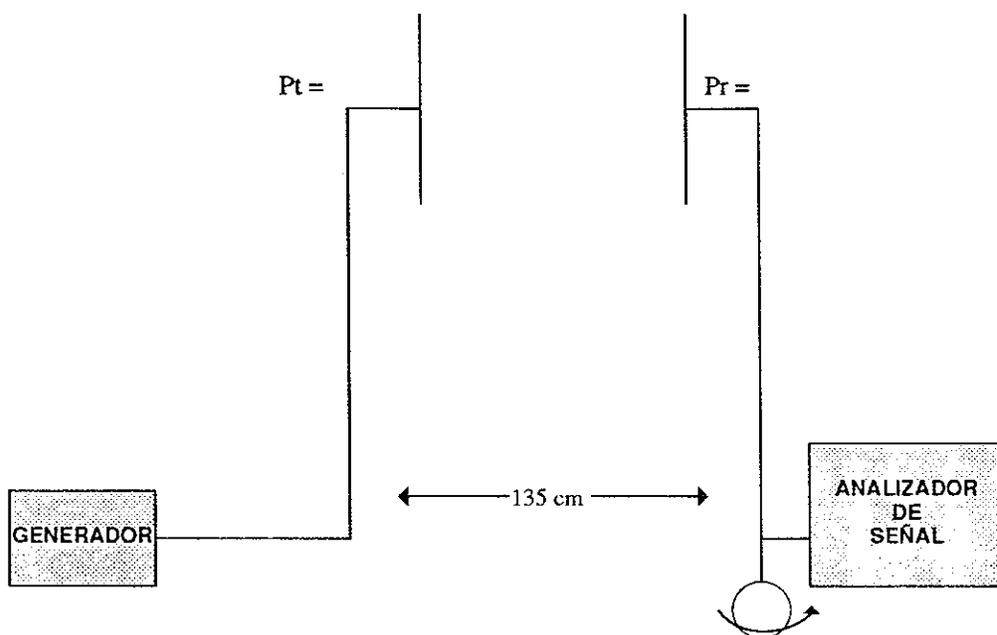


Figura 22 Medición del Patrón de Radiación de una Antena de Microcinta.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

### VI.1 INTRODUCCION

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la caracterización de las antenas de microcinta cuadradas y circulares y además se incluyen los arreglos experimentales.

Las antenas de microcinta se caracterizaron de manera similar para determinar sus características eléctricas considerando las frecuencias de resonancia de 4 y 9 GHz.

### VI.2 MEDICION DE IMPEDANCIA DE ANTENAS DE MICROCINTA

Para determinar la impedancia de las antenas de microcinta, se utilizó el Analizador de Redes del laboratorio de microondas. Hewlett -Pakard 8410B.

Se calibró el equipo con un corto circuito calibrando el módulo del Analizador de Redes para  $\Gamma = 0^\circ$   $\angle 180^\circ$  después se colocó la antena en el puerto 1, donde se obtiene directamente el valor de la impedancia en el módulo 8545b POLAR.

Los resultados obtenidos se presentan de la siguiente manera:

En la figura 23, se muestra el arreglo experimental utilizado para determinar la caracterización de antenas cuadradas de microcinta.

### VI.2 1 Resultados teóricos y experimentales obtenidos de las antenas de microcinta cuadrada a 4 GHz y 9 GHz

En las figuras 24 y 25 se muestra el despliegue en la carta de Smith de las Impedancias para antenas de microcinta cuadrada a 4 y 9 GHz obtenidas en el Analizador de Redes.

En la figura 26 y 27 se comparan los valores teóricos y experimentales de la antena de microcinta cuadrada para 4 y 9 GHz.

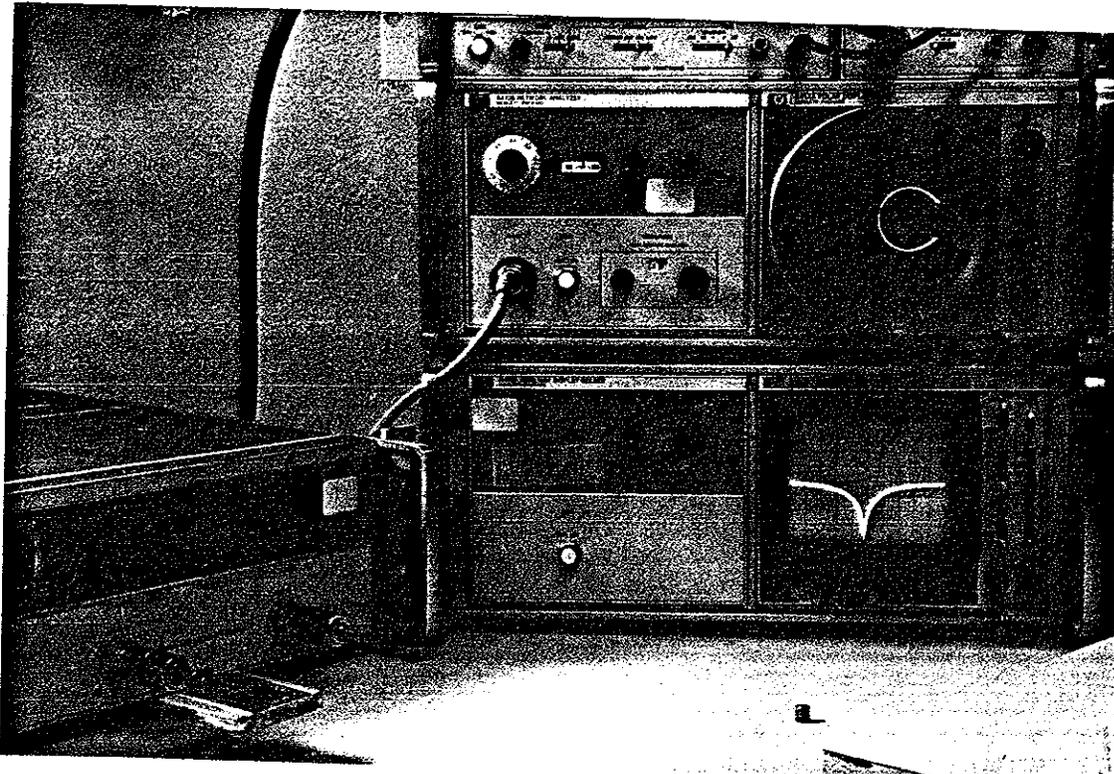


Figura 23 Arreglo experimental para la caracterización de una antena de microcinta cuadrada.

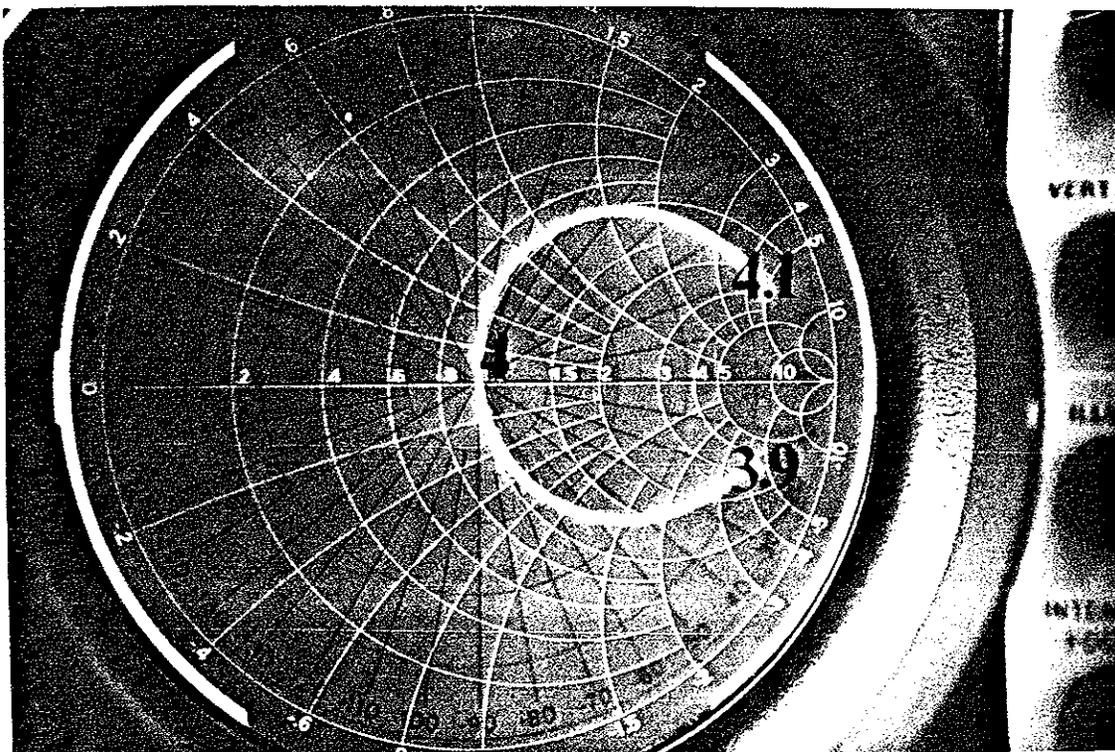


Figura 24 Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 4 GHz.

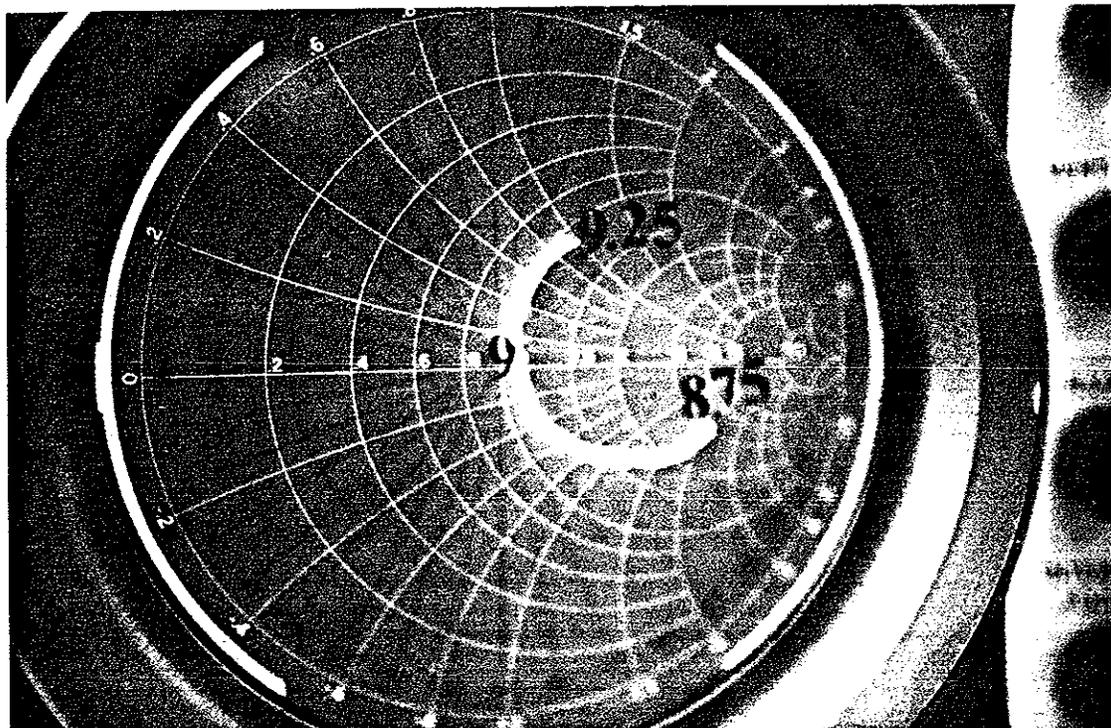


Figura 25 Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 9 GHz.

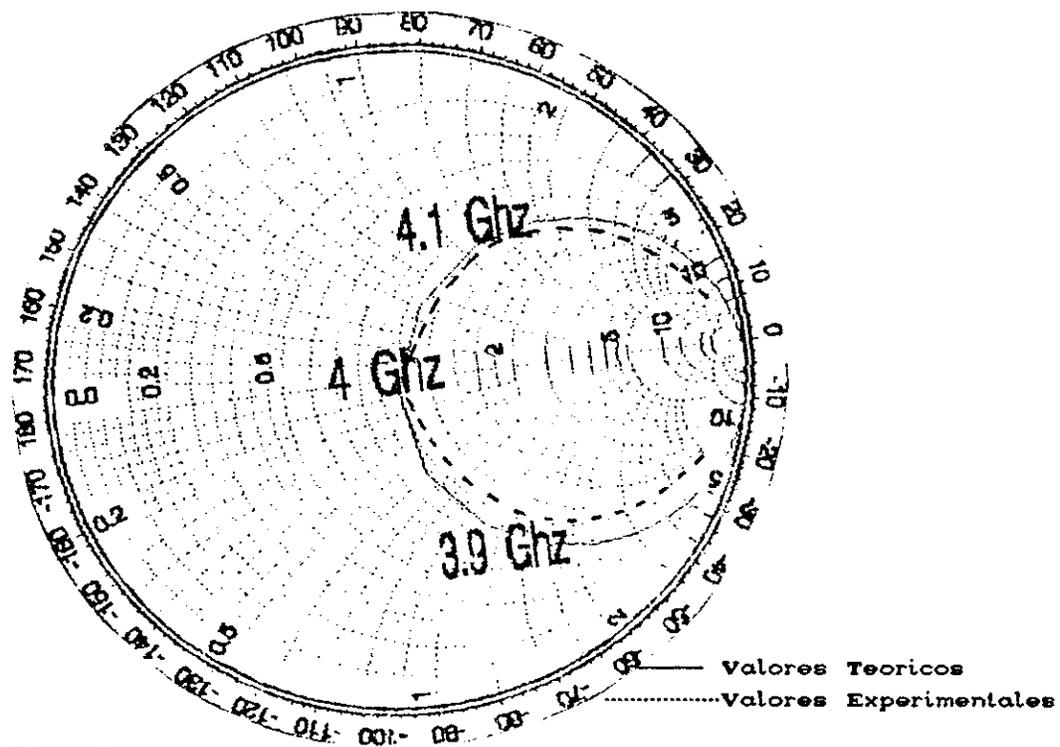


Figura 26 Comparación de Los Valores Teóricos y Experimentales obtenidos en la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 4 GHz

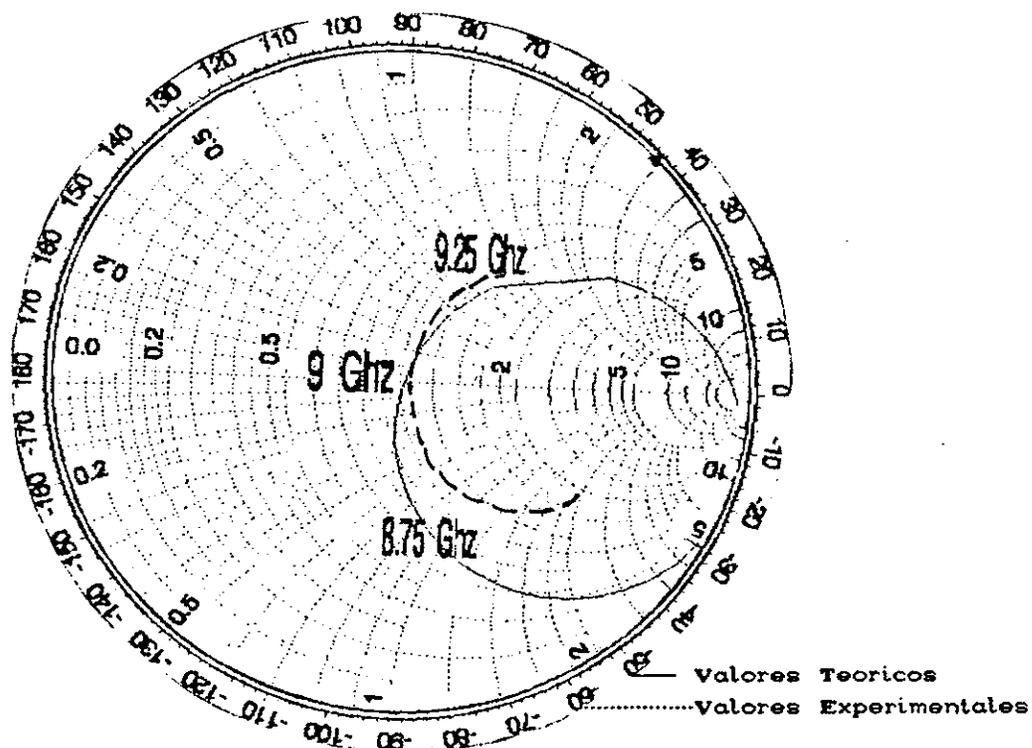


Figura 27 Comparación de Los Valores Teóricos y Experimentales obtenidos en la antena de microcinta cuadrada desarrollada a 9 GHz.

### VI.2 1 Resultados teóricos y experimentales obtenidos de las antenas de microcinta circulares a 4 GHz y 9 GHz.

En la fig 28 se muestra el arreglo experimental utilizado para la caracterización de las antenas de microcinta circular.

En las figuras 29 y 30 se muestra el despliegue en la carta de Smith de las Impedancias para antenas de microcinta circular a 4 y 9 GHz obtenidas en el analizador de redes.

Las figuras 31 y 32 se presentara la Comparación de los valores teóricos y experimentales de la antena de microcinta circular para 4 y 9 GHz.

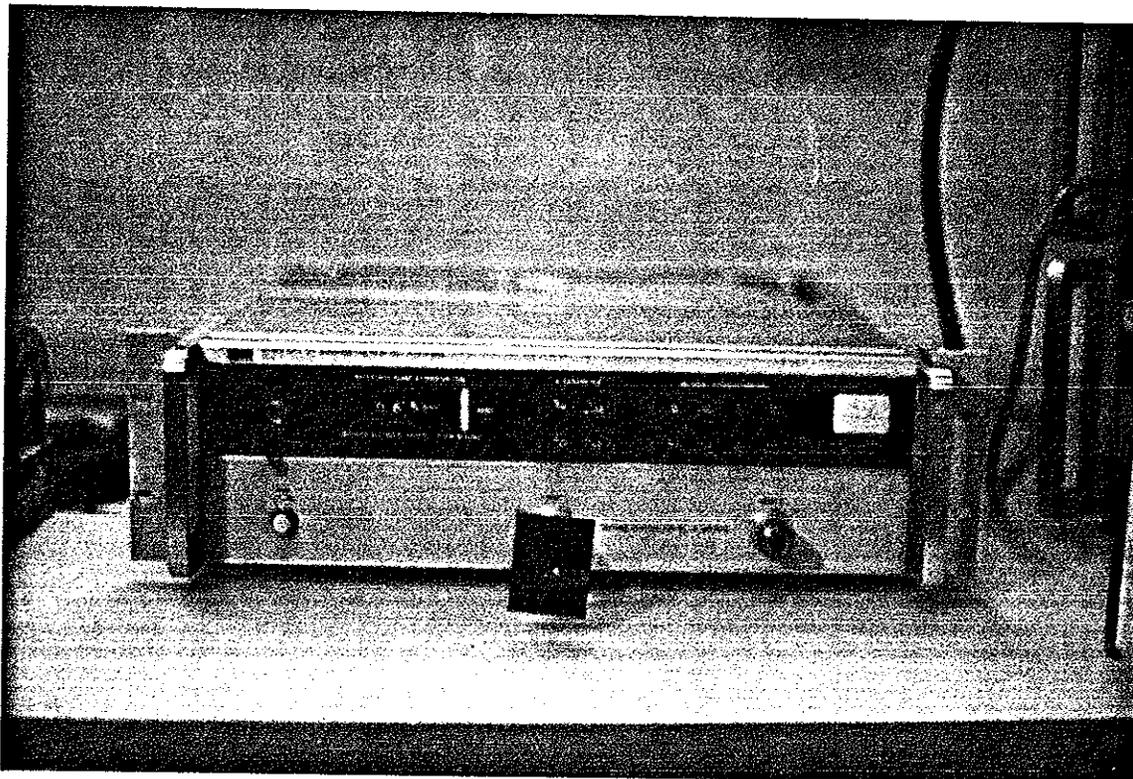


Figura 28 Arreglo experimental para la caracterización de una antena de microcinta circular.

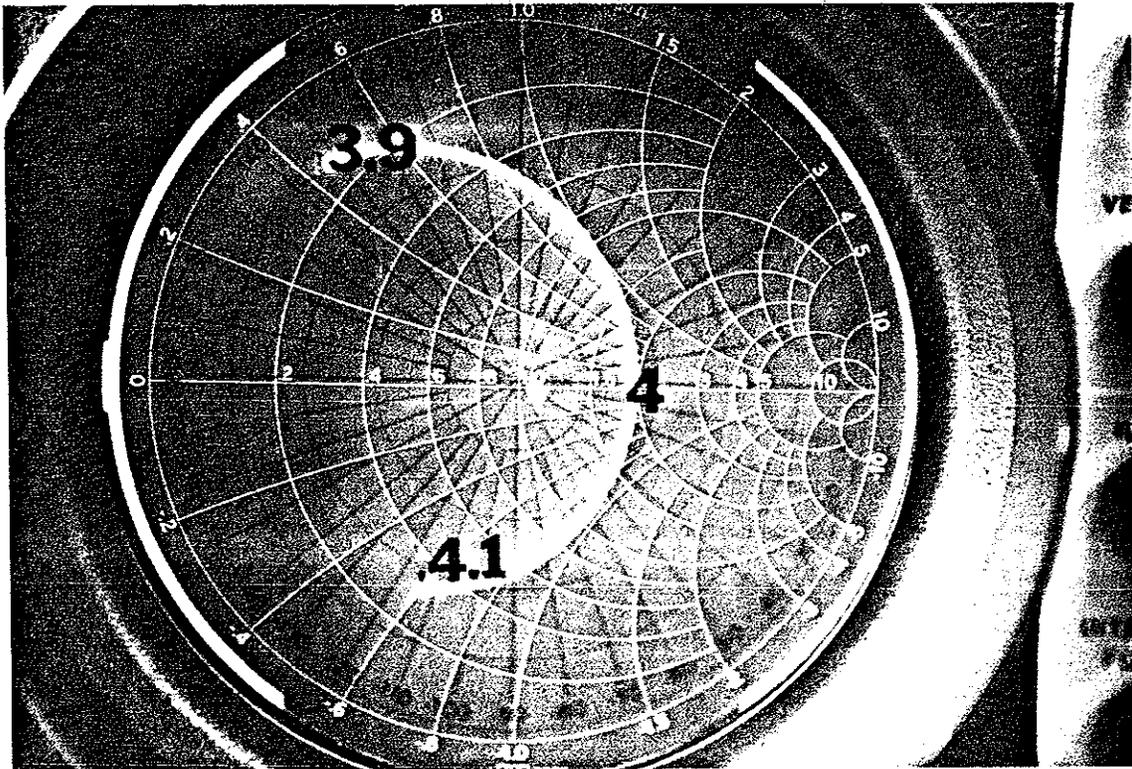


Figura 29 Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de la antena de microcinta circular desarrollada a 4 GHz.

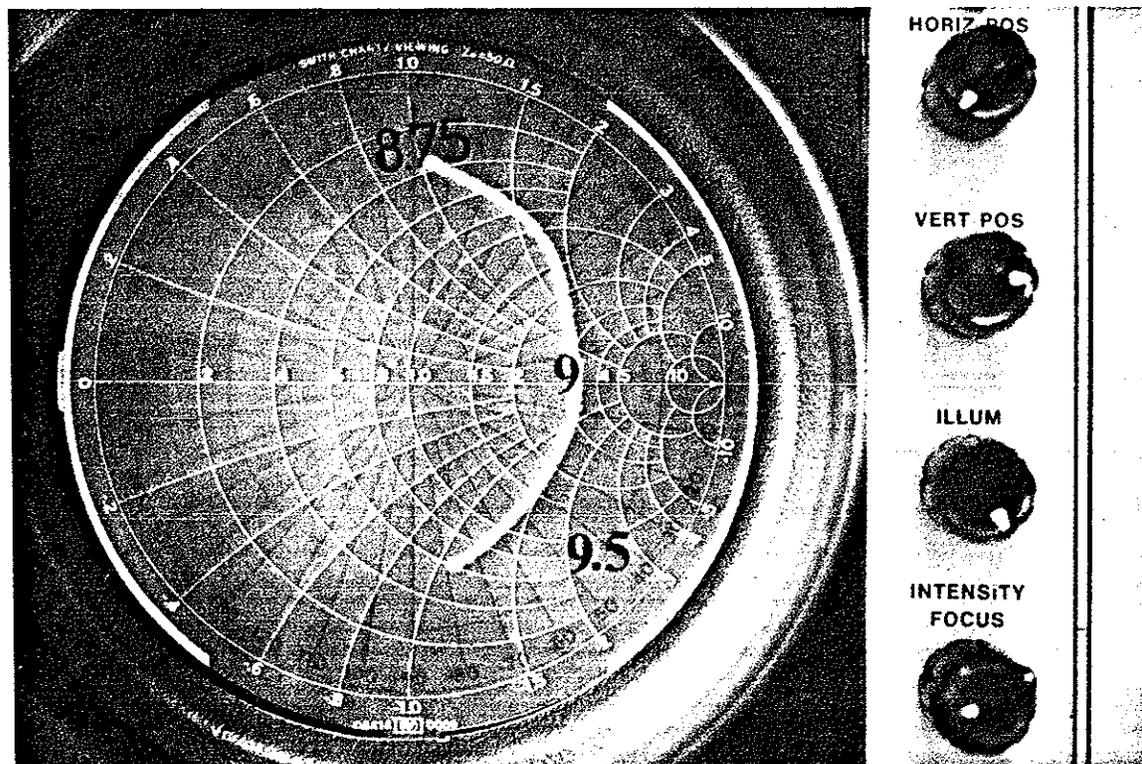


Figura 30 Despliegue en la carta de Smith de la impedancia de la antena de microcinta circular desarrollada a 9 GHz.

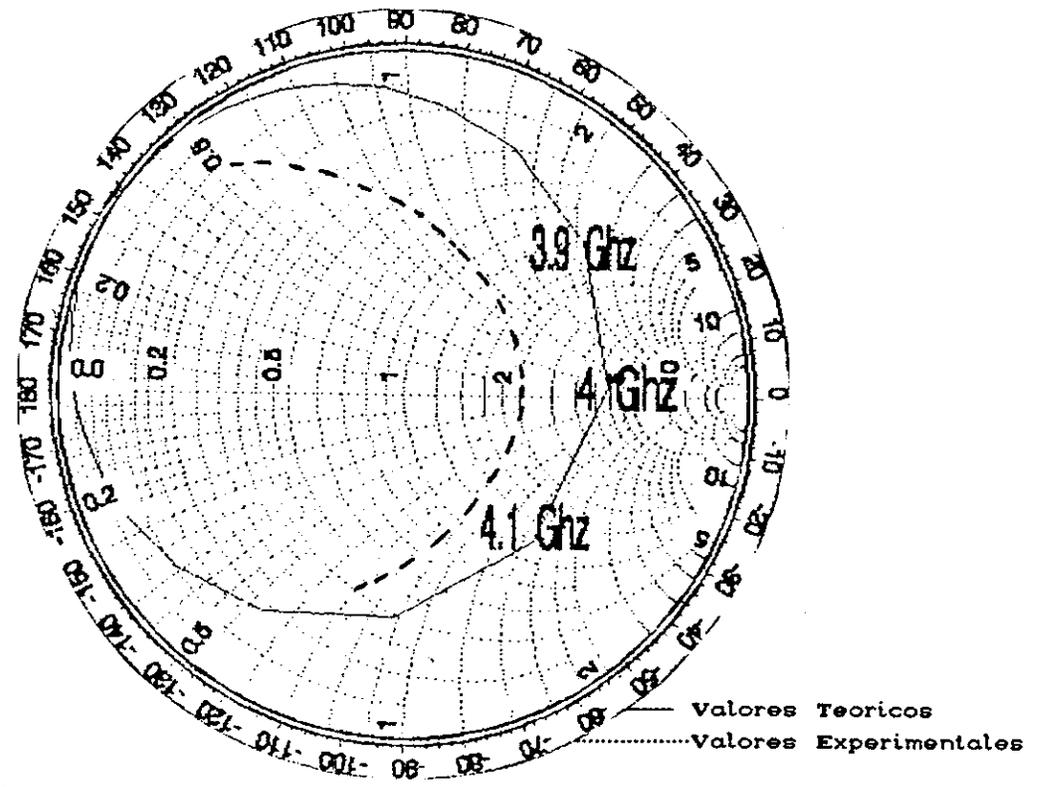


Figura 31 Comparación de Los Valores Teóricos y Experimentales obtenidos en la antena de microcinta circular desarrollada a 4 GHz.

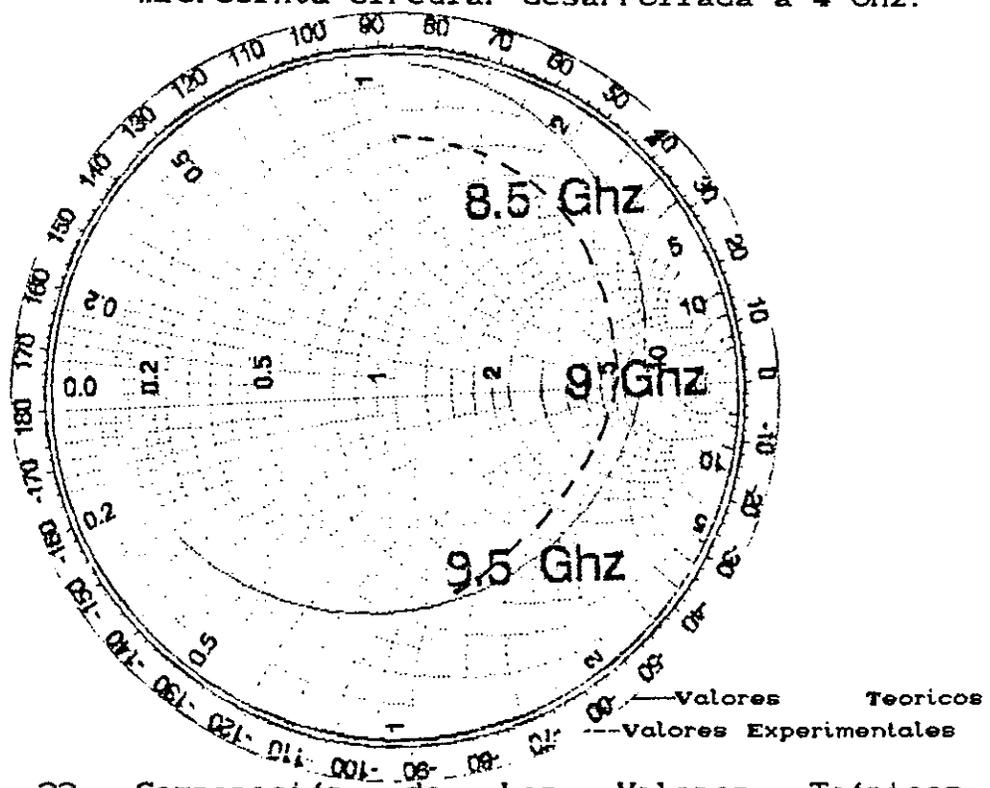


Figura 32 Comparación de Los Valores Teóricos y Experimentales obtenidos en la antena de microcinta circular desarrollada a 9 GHz.

### VI.3 MEDICION DEL ANCHO DE BANDA Y FRECUENCIA DE RESONANCIA

Para determinar el ancho de banda de las antenas de microcinta se utilizó el analizador de redes Hewlett-Pakard 8410B, modulo 8455A mostrado en la fig 24. En esta figura se muestra el arreglo experimental realizado para efectuar esta medición.

Los resultados obtenidos se presentan en las figuras 33 y 34 donde se muestra el ancho de banda y la frecuencia de resonancia exacta de la antenas de microcinta cuadradas desarrolladas a 4 y 9 GHz .

En las figuras 35 y 36 se muestra el ancho de banda y la frecuencia de resonancia de las antenas de microcinta circular a 4 y 9 GHz.

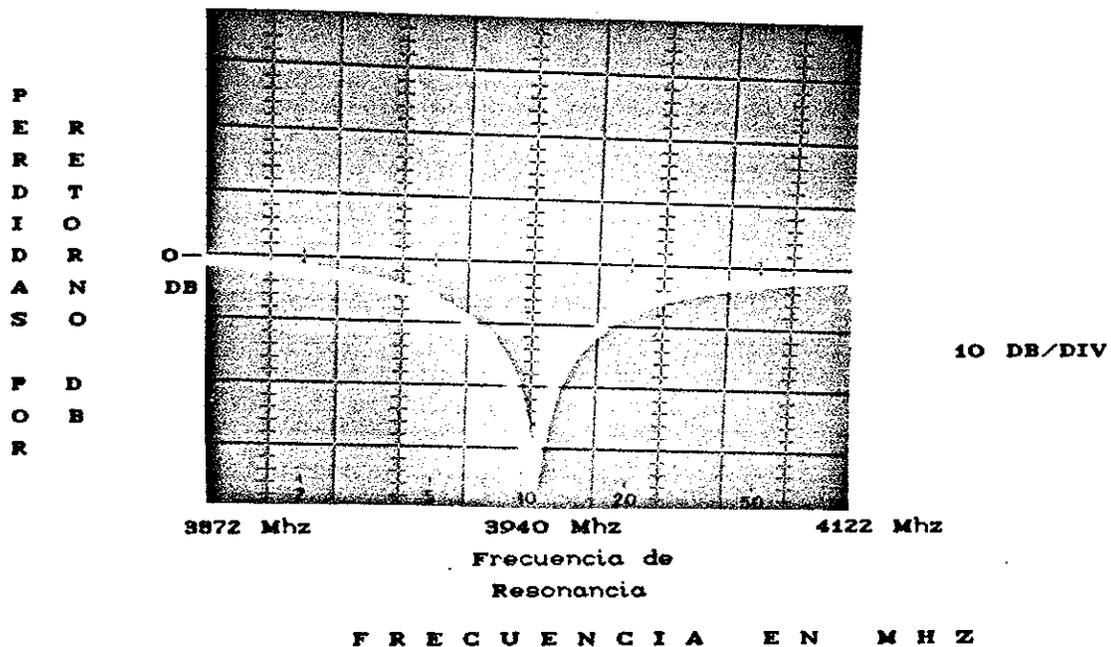


Figura 33 Ancho de banda de una Antena de Microcinta Cuadrada a 4 GHz.

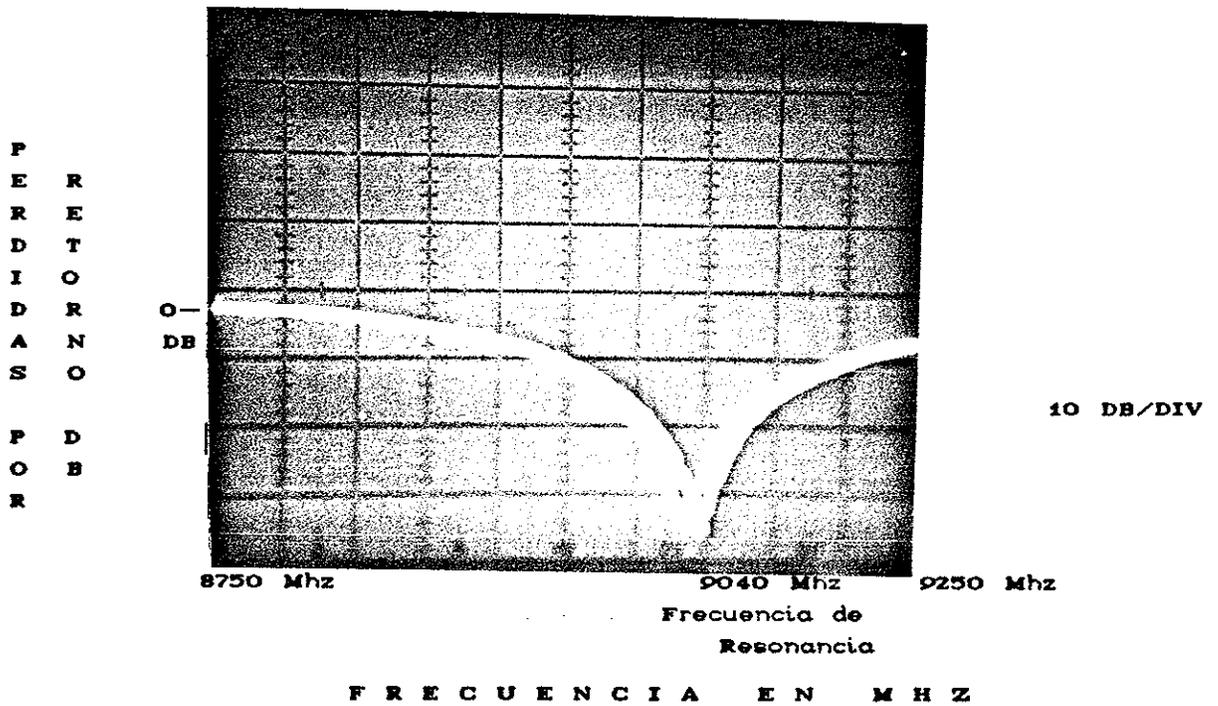


Figura 34 Ancho de banda de una Antena de Microcinta Cuadrada a 9 GHz.

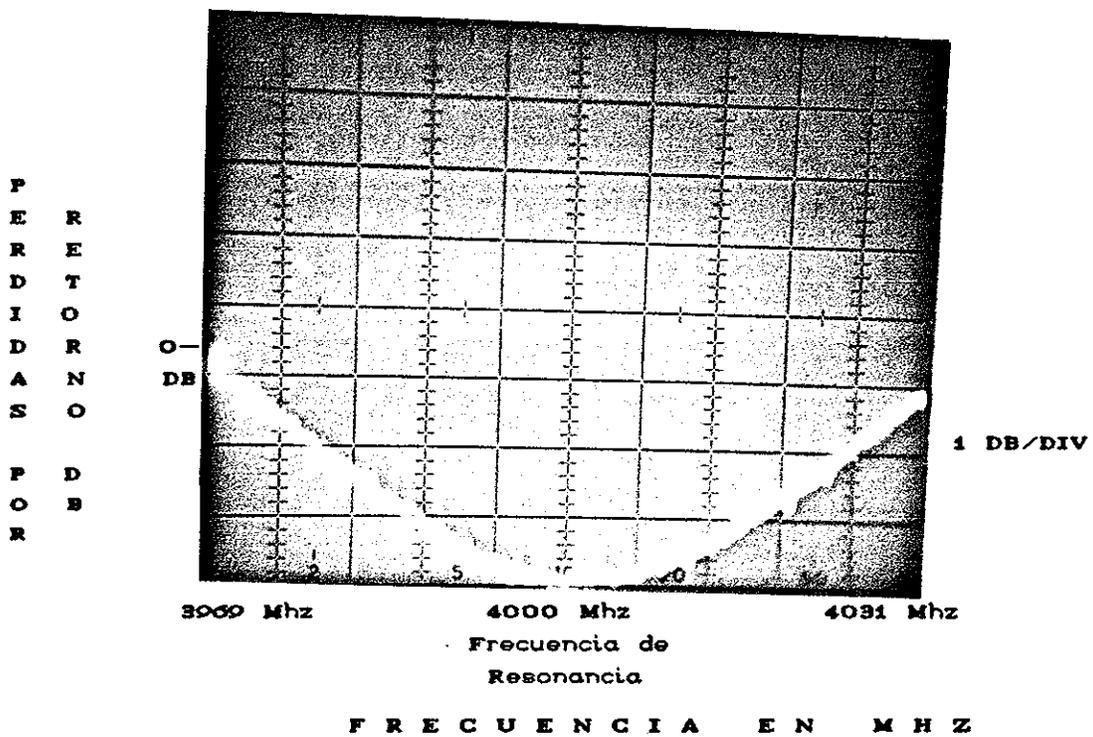


Figura 35 Ancho de banda de una Antena de Microcinta Circular a 4 GHz.

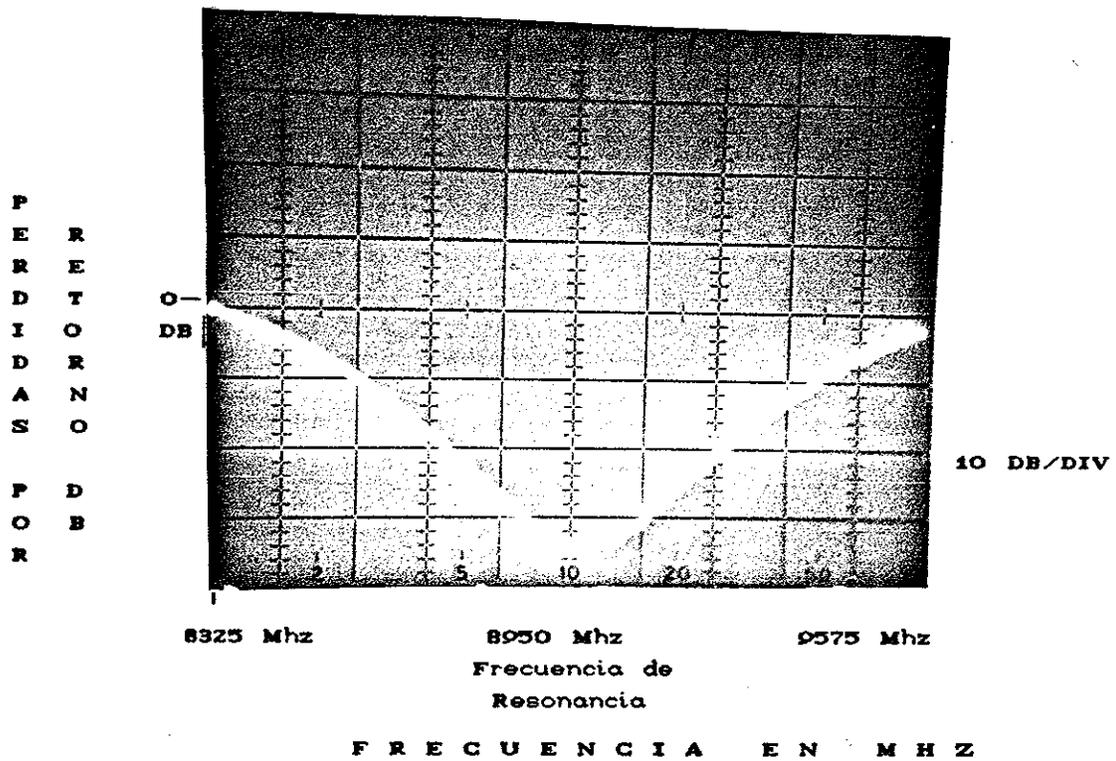


Figura 36 Ancho de banda de una Antena de Microcinta Circular a 9 GHz.

### VI.3 MEDICION DE GANANCIA

Para determinar la ganancia de una antena de microcinta se realizó de la manera siguiente.

Para obtener está medición se fabricaron dos antenas de igual frecuencia de resonancia , la primera antena se conectó a un generador, mientras que la segunda antena se conectó a un Analizador de Espectros. El procedimiento de medicion se describe a continuación :

a).-La primera antena se mantuvo fijo un nivel de potencia  $P_t = 6$  db a la frecuencia de 9040 MHz.

b).-La segunda antena se coloco a 125 cm de acuerdo al criterio de campo lejano.

c).-La segunda antena se movió angularmente hasta obtener una lectura máxima en el Analizador de Espectros. ( $P_r = -33$  DBm).

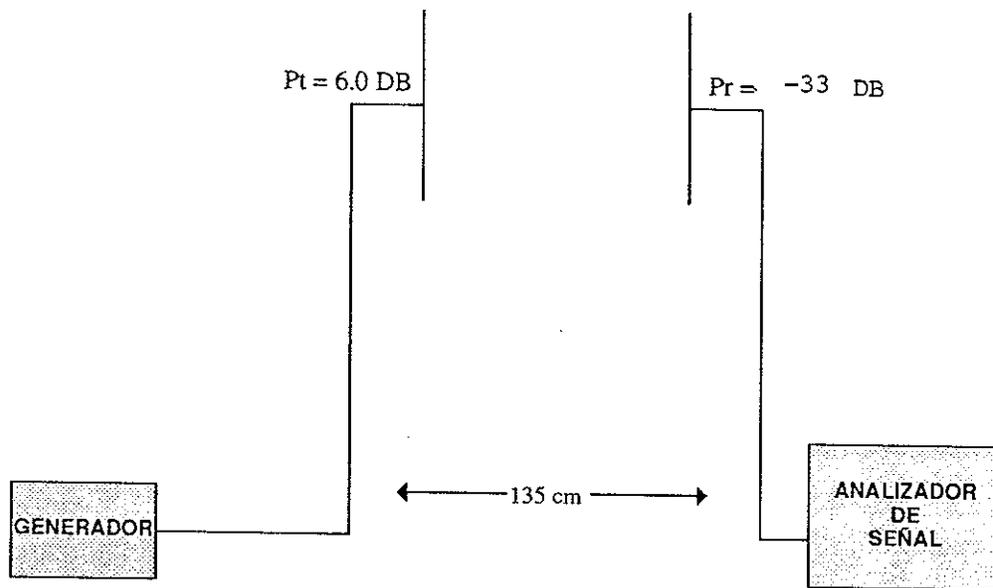
d).-Cón los datos obtenidos se calculó la ganancia de acuerdo a la fórmula :

$$G = \frac{4 \pi R}{\lambda_0} \sqrt{\frac{P_R}{P_T}}$$

e).-La ganancia obtenida fué 7.2 dB en el caso de la antena cuadrada.

f).-La ganancia obtenida fue de 3.2 dB en el caso de la antena circular.

En las figuras 37 y 38 se muestra el arreglo experimental utilizado para medir la ganancia de una antena de microcinta cuadrada y Circular a 9 GHz .



Ganancia = 7.2 Db

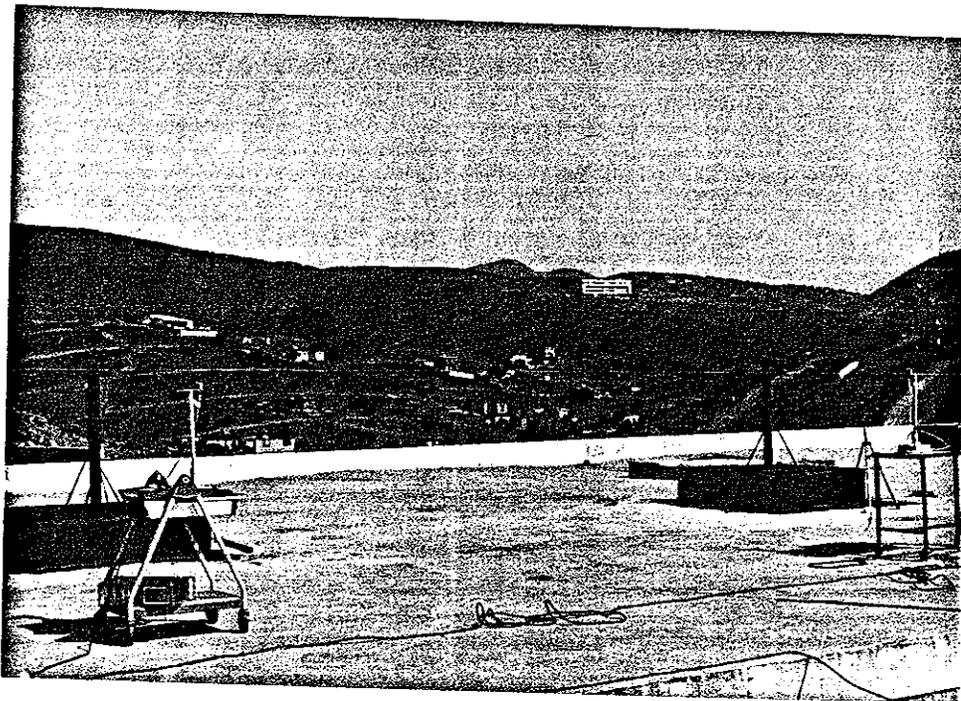
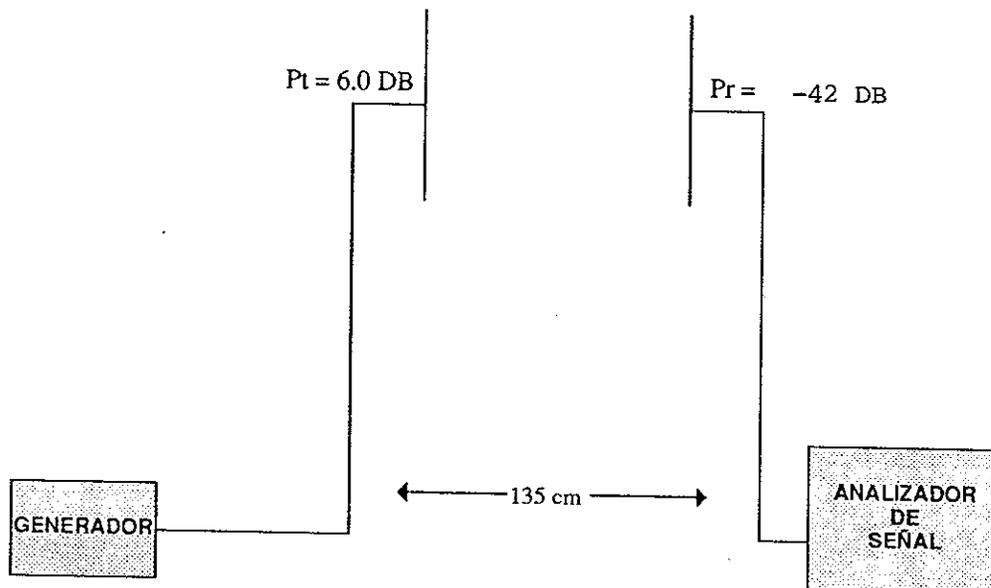


Figura 37 Arreglo experimental para la medición de Ganancia de una antena de microcinta cuadrada.



Ganancia = 3.2 Db

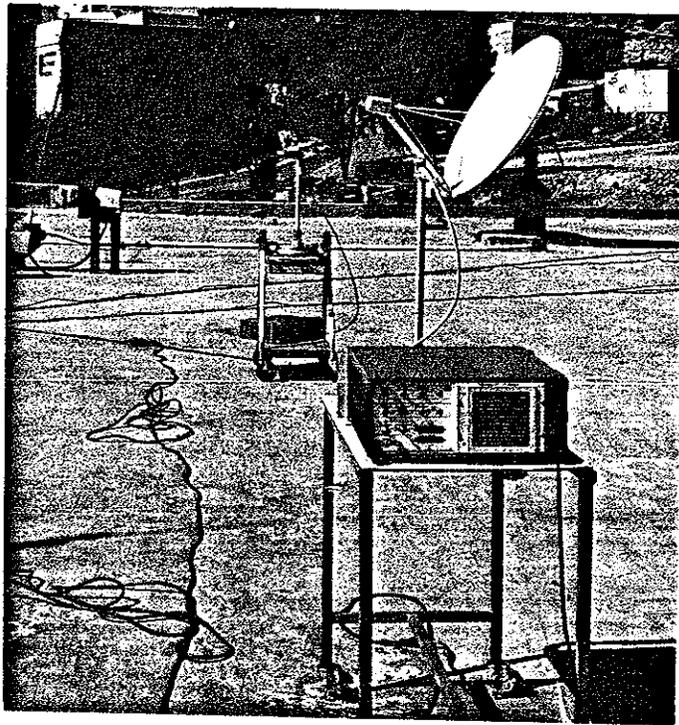


Figura 38 Arreglo experimental para la medición de Ganancia de una antena de microcinta circular.

#### VI.4 MEDICION DEL PATRON DE RADIACION

Para determinar el patrón de radiación de una antena de microcinta se realizó el siguiente procedimiento :

Se fabricaron dos antenas a la misma frecuencia 9 GHz .La primera antena se conectó a un generador de RF a 9 GHz con un nivel de + 6dBm. Se calculó el campo lejano de acuerdo al criterio de campo lejano. Se seleccionó una distancia mayor a 125 cm .La segunda antena se conectó a un Analizador de Espectros y esta antena se movió angularmente 360° en pasos de un grado . Se tomaron lecturas del Analizador a cada movimiento angular de la antena.

La figura 39 y 40 muestran el arreglo experimental utilizado para la medición del patrón de radiación de una antena de microcinta a la frecuencia de resonancia : cuadrada  $F_r = 9040$  MHz , Circular  $F_r = 8950$  MHz.

Los resultados obtenidos se presentan de la siguiente manera:

En la figura 41 se muestra en el diagrama polar el patrón de radiación obtenido para una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz.

En la figura 42 se muestra en el diagrama polar el patrón de radiación obtenido para una antena de microcinta circular a 9 GHz.

MEDICION DE CAMPO DE UNA ANTENA CUADRADA  
DE MICROCINTA DE 9040 MHZ

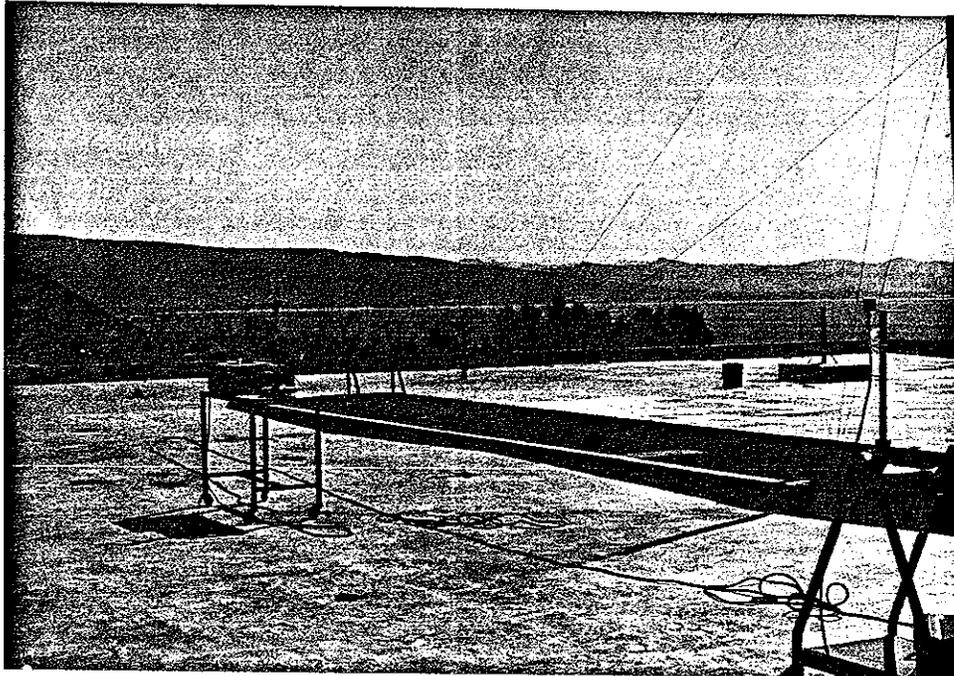
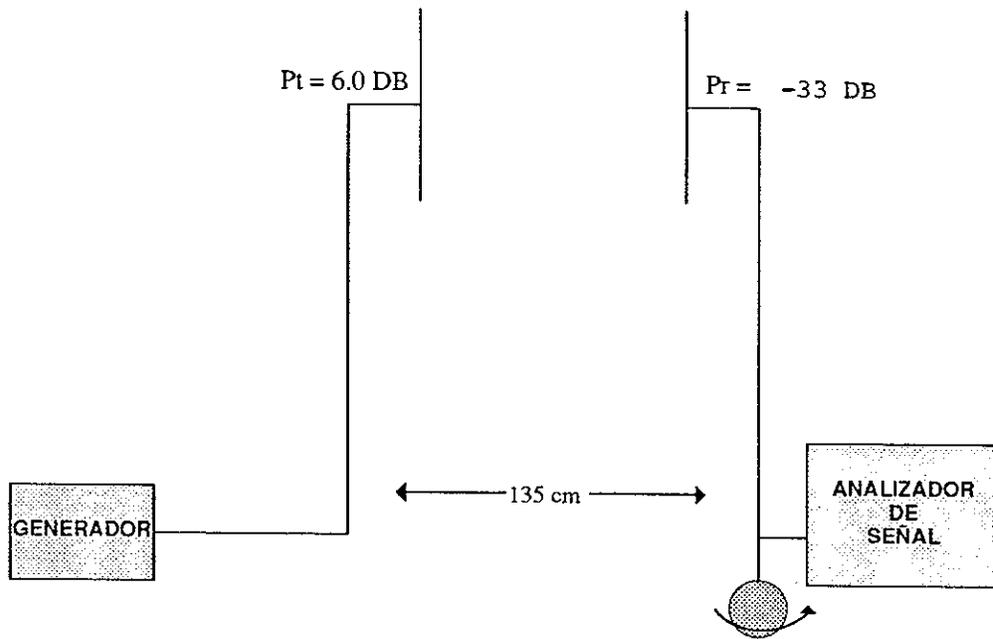


Figura 39 Arreglo experimental para la medición del Patrón de Radiación de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz

MEDICION DE CAMPO DE UNA ANTENA CIRCULAR  
DE MICROCINTA DE 8950 MHZ

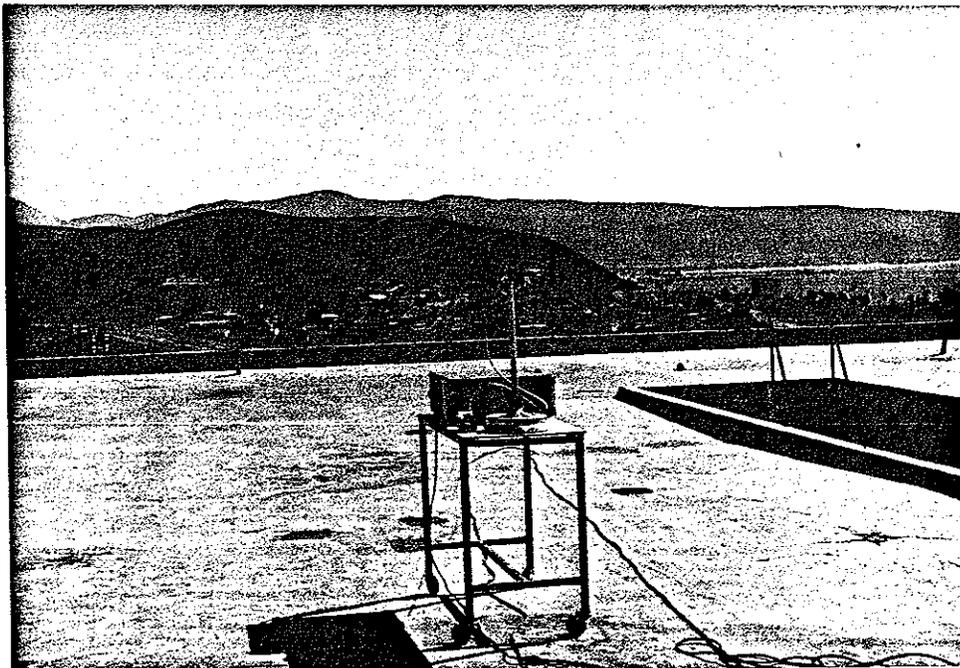
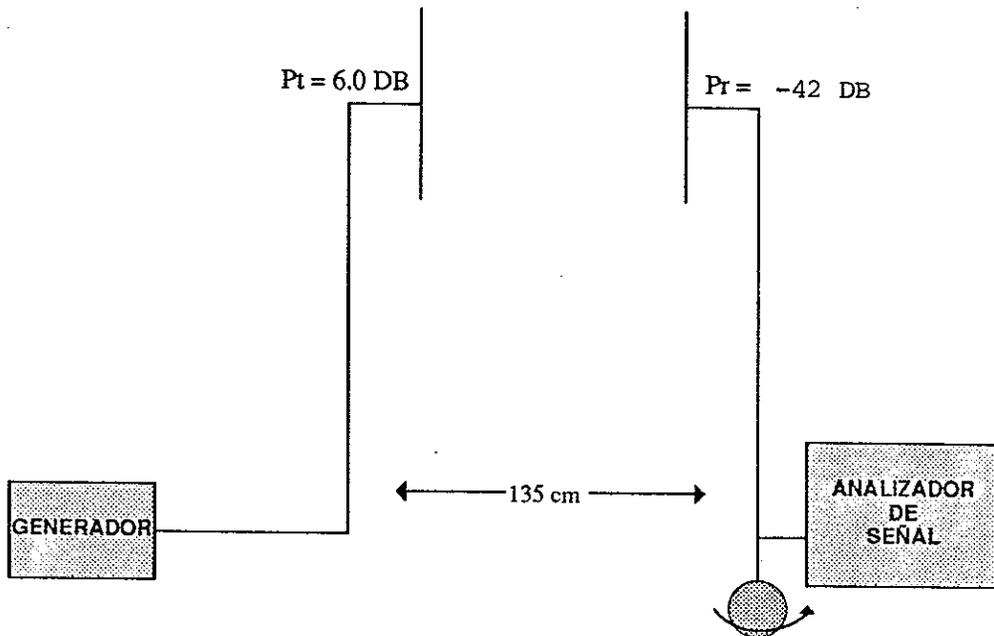


Figura 40 Arreglo experimental para la medición del Patrón de Radiación de una antena de microcinta Circular a 9 GHz.

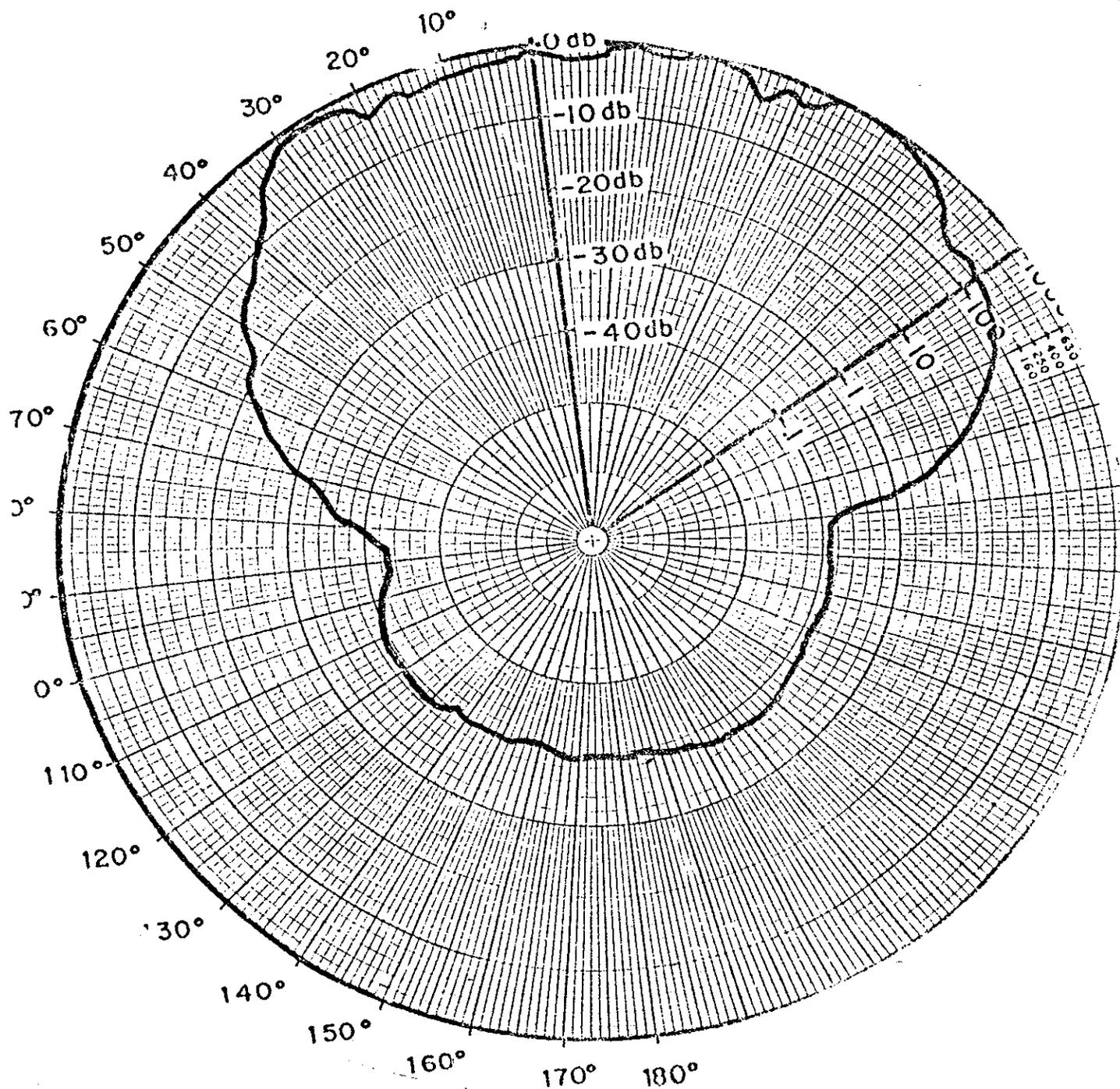


Figura 41 Patrón de Radiación de una antena de microcinta cuadrada a 9 GHz.

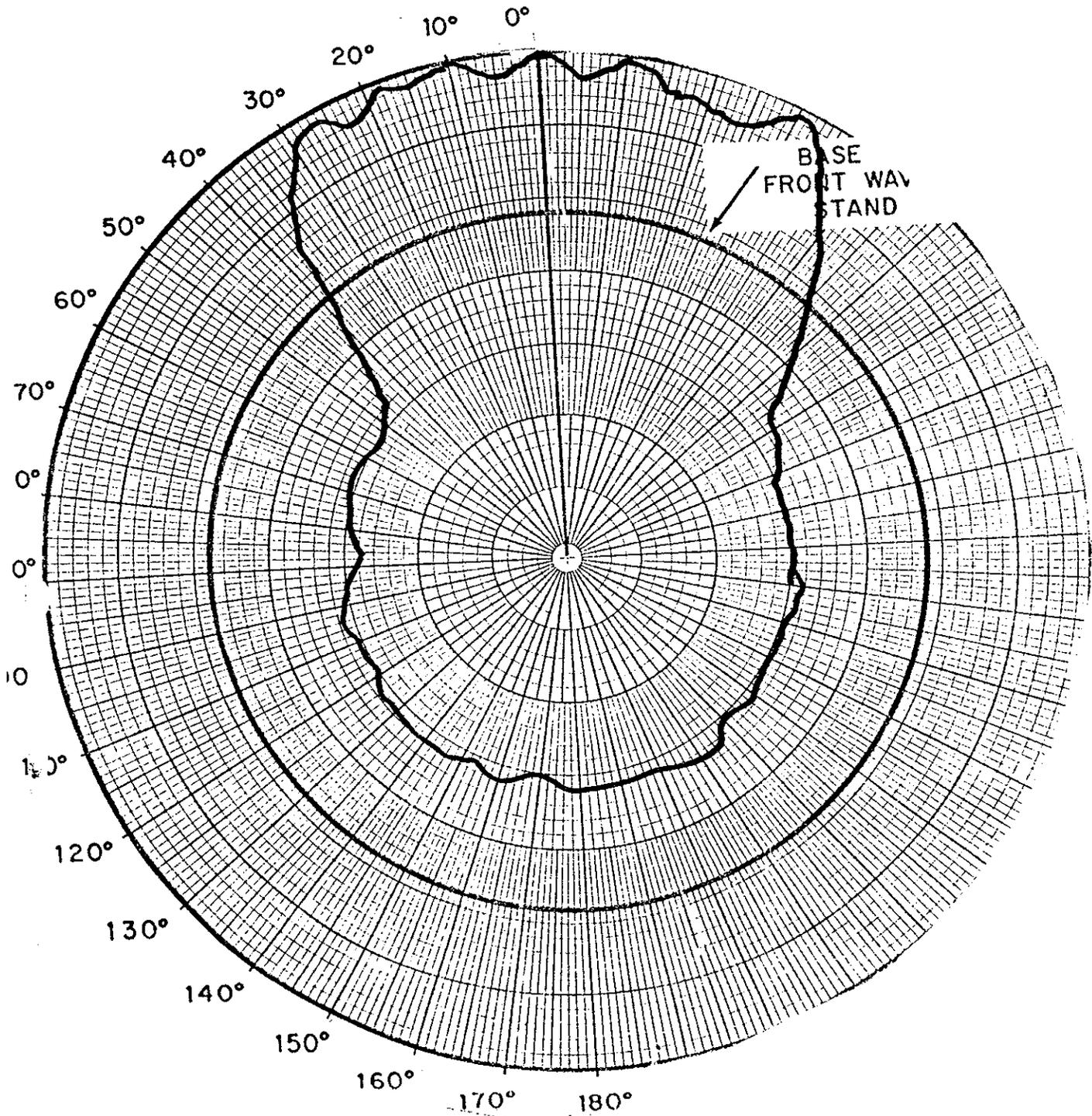


Figura 42 Patrón de Radiación de la antena de microcinta circular a 9 GHz

## VII ANALISIS DE RESULTADOS

### VII.1 MEDICION DE IMPEDANCIA

Como se puede observar en las figuras 24 y 25 para las antenas de microcinta cuadradas, se obtuvieron valores de impedancias cercanas a 50 ohms en los valores calculados de 4 y 9 GHz con lo cual se concluye que, estas antenas al transmitir ó recibir una señal tendrán pérdidas mínimas a sus frecuencias de resonancia que era lo esperado en los cálculos teóricos.

En las figuras 29 y 30 se observa un mayor desacoplamiento para las antenas circulares a 4 y 9 GHz.

En las figuras 26 y 27 se observa que los valores teóricos y experimentales obtenidos son muy cercanos a los calculados por el programa MATH-ANT, un resultado similar se observa en las figuras 31 y 32 para antenas circulares.

### VII.2 ANCHO DE BANDA 3 dB Y FRECUENCIA DE RESONANCIA

La figura 33 muestra la respuesta en frecuencia de la antena de microcinta cuadrada fabricada a 4 GHz, con esta medición se obtuvo la frecuencia exacta de resonancia que fue de 3958 MHz, el ancho de banda no se obtuvo debido al alto valor de pérdidas por retorno que fué de 38 dB obtenido para esta antena.

En la figura 34 se muestra la respuesta en frecuencia de la antena de microcinta cuadrada a 9 GHz, la frecuencia de resonancia obtenida fué de 9040 MHz.

En la figura 35, se muestra el ancho de banda de la

antena de microcinta circular a 4 GHz cuyo valor es de 63 MHz y la frecuencia de resonancia obtenida fué de 4 GHz.

En la figura 37 se muestra la respuesta en frecuencia de la antenna de microcinta circular a 9 GHz , la frecuencia de resonancia obtenida fue de 8950 MHz. El ancho de banda no fue posible medirlo debido al elevado valor de perdidas por retorno obtenido

De los resultados anteriores se observa que el valor de resonancia y del ancho de banda es ligeramente menor a lo esperado debido a varios factores como son: que no se sabe con exactitud el valor de la constante dieléctrica, a pequeños errores en las dimensiones físicas finales de la antenna, sin embargo , considerando el método empleado y las fuentes de error antes mencionados , los resultados obtenidos son satisfactorios.

### VII.3 GANANCIA

La ganancia obtenida para la antenna cuadrada de 9 GHz fue de 7.2 dB. Este valor concuerda con el resultado de la gráfica dela figura 2 , obtenida por [Bahl, 1987 ].

La ganancia obtenida de 3.2 dB en la antenna circular fué de bajo valor debido a que el tipo de alimentación se realizó a través de cable coaxial , en un punto de la antenna  $1/3$  del radio de la antenna

#### VII.4 MEDICION DEL PATRON DE RADIACION

En la figura 41 y 42 se muestra que la antena circular tiene mas directividad que la antena cuadrada, se comparo el patron d radiacion obtenido con otros trabajos publicados y coincide en los resultados obtenidos.

## VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES :

En este trabajo se desarrollaron dos tipos de antenas de microcinta con forma rectangular y circular a las frecuencias de 4 y 9 GHz.

El desarrollo de este trabajo y el método de diseño se fundamentó en los trabajos de Carver [1981] y trabajos prácticos del grupo de altas frecuencias del CICESE , para lo cual se implementó un programa en MAT-CAD que permite realizar cálculos rápidos y eficientes con resultados teóricos prácticos muy cercanos .

Se puede observar que con los valores de la impedancia proporcionados por el Programa Mat-Cad Ant se logró calcular un buen valor de acoplamiento entre la interfaz conector SMA y microcinta.

La frecuencia de Resonancia de las antenas coincide con lo calculado teóricamente en 4 y 9 GHz para antenas cuadradas y circulares desarrolladas para las mismas frecuencias.

Por lo tanto el programa Mat-Cad y la técnica de fabricación desarrollada pueden utilizarse para la fabricación de antenas de microcinta celulares a frecuencias de hasta 10 GHz . Debido a que las ecuaciones utilizadas en este trabajo funcionan en este intervalo (particularmente las de síntesis de microcinta).

**RECOMENDACIONES:**

De este trabajo y de las experiencias obtenidas durante el tiempo en que se desarrolló, se pueden hacer las siguientes recomendaciones.

1.-Con el objeto de utilizar este programa para el cálculo de antenas a más de 10 GHz será necesario emplear métodos de onda completa, ó bien incluir el efecto de Dispersión en frecuencia

2.-Este trabajo puede ser utilizado para desarrollar un programa que nos permita desarrollar arreglos de antenas de microcinta.

3.-Para obtener una buena antena a la frecuencia de resonancia se debe observar una máxima precisión en la elaboración de la mascarilla de la antena a desarrollar.

## B I B L I O G R A F I A

- Araki, K. and T. Itoh. 1981. "Hankel transform domain analysis of open circular microstrip radiating structures ", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, no 1, pp. 84-89.
- Bahl, I.J. and P.Bhartia 1980. Microstrip Antennas. Artech House, Norwood, MA., 65 pp.
- Bhartia, P., Rao, K.V.S. and Tomar, R.S. 1991. Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas. Artech House. Norwood, MA. 322 pp.
- Carver K.R. and J.W. Mink 1981. "Microstrip antenna technology", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, no 1, pp 2-24.
- Deschamps, G. 1953. "Microstrip microwave antennas", presented at the 3rd U.S.A.F. Symp. on Antennas.
- Derneryd, A.G. 1979. "Analysis of the microstrip disk antenna element", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no. 5, pp. 660-664.
- Derneryd, A.G. and A.G. Lind, 1979. "Extended analysis of rectangular microstrip resonator antennas". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no.6, pp.846-849.
- Fris, Jordan. 1978. "Radiating systems". Prentice Hall, New York, 220 pp.
- Gutton, H. and G. Baissinot,G. 1955."Flat aerial for ultra high frequencies", Patente francesa No. 703113.
- Harrington, R.F. 1968. Field computation by moment methods. Macmillan, New York , 96 pp.
- Hammerstad, E. and O. Jensen 1980. "Accurate models for microstrip computer aided design". IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 407-409.
- Harrington, R.F. 1961. Time harmonic electromagnetic fields. Mac Graw Hill, New York. 207 pp.
- Itoh, T. and W. Menzel, 1981. "A full-wave analysis method for open microstrip structures". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-29, No. 1, pp 63-68.
- James, J.R., P.S. Hall, and C. Wood. 1981. Microstrip Antenna: theory and design. Peter Peregrinus, London. 287 pp.
- Johnk T.A. 1981. Teoría electromagnética. Limusa, México. 487 pp

- Kirschning, M., R.H. Jansen, and Koster, N.H.L. 1981. "Accurate model for open end effect of microstrip lines". Electronics Letters, vol. 17, no. 3, pp 123-125.
- Lo, Y.T., D. Solomon, and W.F Richards 1979. "Theory and experiment on microstrip antennas". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no. 2, pp. 137-145.
- Long, S.A., L.C. Shen, and P.D. Morel 1978. "A theory of the circular-disk printed-circuit antenna". Proc. IEE, vol. 125, no. 10, pp. 925-928.
- Mosig, J.R. 1988 "Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-36, No. 2, pp 1667-1674.
- Munson, R.E. 1973 Single slot cavity antennas assembly. patente EUA No. 3713162.
- Munson, R.E. 1974. "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-22, pp 74-78
- Nakano, H., S.R. Kerner and Alexopoulos, N.G.. 1988. "The moment method solution for printed wire antennas of arbitrary configuration". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-36 No. 12 December, pp 1667-1674.
- Ney, M.M. 1985. "Method of moments as applied to electromagnetic problems". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-33, No. 10, pp. 972-980.
- Newman, E.L. 1978. "Strip antennas in a dielectric slab". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-26, no. 5, pp. 647-653.
- Newman, E.H. y P. Tulyathan, 1981. "Analysis of microstrip antennas using moment methods", vol. AP-29, no. 1, pp. 47-53
- Pozar, D.M. 1983. "Improved computational efficiency for the Moment Method Solution of Printed Dipoles and Patches" Electromagnetics, vol 3, pp. 299-309.
- Pozar, D.M. 1987. "A rigorous analysis of a microstrip fed patch antenna". IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 35, no. 12, pp 1343-1350.
- Pues, H., A. Van de Capell, 1984. "Accurate Transmission line model for the rectangular microstrip antenna". Proc. IEE vol. 131, Pt. H, no. 6, pp. 334-339.

Rana, I.E. and N.G. Alexopoulos, 1979. "Printed wire antenna". Proc. Workshop printed circuit antenna Tech., New Mexico State Univ., Las Cruces, pp. 30/1-38.

Rudge, A.W.,K., Milne, A.D. Olver, and Knight, P. (eds.). 1986. The handbook of antenna design. Peter Peregrinus, LONDON, (IEE Electromagnetic waves series), capítulos 1 y 6.

Sengupta, D.L. 1984. "Transmission line model analysis of rectangular patch antennas". Electromagnetics, vol. 4, pp. 355-376.

Serrano, A. 1991. Comunicación personal, CICESE.

Shen, L.C., Long, S.A., Allerdig, M.R. and Walton, M.D. 1977. "Resonant frequency of a circular disc printed circuit antenna". IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-25, no. 4, pp. 595-596.

Shaubert, D.H, D.M. Pozar and A.Adrian ,1989. "Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity : comparison of theories with experiment", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, No. 6, pp. 677-682.

Weiss, M.A. 1981. "Antena design for millimeter waves". Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, no. 1, pp. 171-174.