Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada

ANALISIS TEORICO-EXPERIMENTAL DE LA GUIA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL MEDIANTE EL METODO DE ELEMENTOS FINITOS

TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS

NARCISO LUCERO ZUÑIGA

Ensenada, Baja Cfa., Mexico. Marzo de 2000.

TESIS DEFENDIDA POR

Narciso Lucero Zuñiga

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. José Luis Medina Monroy

Director del Comité

Dr. Venguer Alexei Petrovich

Miembro del Comité

Dr. José Gomez Valdés

Miembro del Comité

M. C. Jorge Enrique Preciado Velasco

Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Jefe del Departamento de Electrónica

Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

8 de Marzo del 2000

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

CICESE

DIVISION DE FISICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

ANALISIS TEORICO-EXPERIMENTAL DE LA GUIA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL MEDIANTE EL METODO DE ELEMENTOS FINITOS

TESIS

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

NARCISO LUCERO ZUÑIGA

Ensenada, B.C. México, Marzo de 2000.

RESUMEN de la tesis de **NARCISO LUCERO ZUÑIGA**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, México. Marzo de 2000.

ANÁLISIS TEÓRICO-EXPERIMENTAL DE LA GUÍA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL MEDIANTE EL MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS"

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monrroy
Director de tesis

Se presenta el estudio teorico-esperimental de estructuras de guía de onda coplanar con plano de tierra adicional (GOCPTA) en el intervalo de frecuencias de 1-50 GHz. Este estudio se realiza de manera teórica mediante un método de análisis numérico basado en el método de elementos finitos y con herramientas de cómputo adecuadas para el análisis asistido por computadora. Por otro lado, se efectúa una caracterización experimental mediante cuatro métodos: el método directo, el método de dos líneas, el método multilíneas y el método resonante de dos líneas. Además, se comparan los resultados experimentales con los resultados obtenidos por el método de Elementos Finitos y métodos cuasiestáticos. Finalmente se determinan las ventajas y desventajas de los métodos aplicados en este análisis.

Palabras clave: Guía de onda coplanar con plano de tierra adicional, dispersión, constante dieléctrica efectiva, Método de Elementos Finitos.

ABSTRACT of the thesis of **NARCISO LUCERO ZUÑIGA**, presented as a partial requirement for obtaining the **MASTER OF SCIENCE DEGREE**, with the specialty in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, México, February 2000.

THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ANALYSIS OF THE COPLANAR WAVEGUIDE WITH CONDUCTOR BACKING GROUND PLANE BY THE FINITE ELEMENTS METHOD

ABSTRACT

A theoretical and experimental analysis of the coplanar waveguide with conductor backing ground plane in the 1 to 50 GHz range is presented. In the first part of this study, a numerical characterization of the frequency dependent effective dielectric constant and characteristic impedance of the coplanar waveguide with lower ground plane (GOCPTA) is performed, using an electromagnetic numerical technique, based on the Finite Elements Method (FEM). In the second part an experimental characterization of this parameters is also performed applying four experimental methods: the direct, the two lines, the multilines and the resonant pair method. Finally a theoretical vs. experimental comparison is performed for validation purposes, and disadvantages as well as advantages of the different methods are presented.

Keywords: Coplanar waveguide with conductor backing ground plane, dispersion, effective dielectric constant, Finite Element Method.

DEDICATORIA

A mis padres:

Leonor Zuñiga y Narciso Lucero

Hermanos y Amigos.....

AGRADECIMIENTOS

A mi director de tesis por **Dr. José Luis Medina Monrroy** por su apoyo, asesoría y atinados consejos en la realización de este trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis: **M.C. Jorge Enrique Preciado Velasco, Dr. José Gómez Valdéz y Dr. Alexey Venguer** por la orientación, valiosos comentarios y correcciones para que este trabajo culminara en su mejor forma posible.

A los my friends (**Paty, Daniel y Eduardo**), por su apoyo en todo momento durante mi estancia en el CICESE

Al **centro de investigación científica y de educación superior de Ensenada, CICESE**, por haberme brindado la oportunidad de estudiar una maestria.

Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT y al proyecto-CONACYT 225080-5-3844PA, llamado "Estudio de los efectos que determinan el comportamiento de amplificadores de bajo ruido en ondas milimétricas"**, por su apoyo económico para la culminación de mis estudios.

CONTENIDO

Página

I INTRODUCCIÓN

I.2 Antecedentes históricos 2
I.3 Objetivo 3
I.4 Organización del trabajo 4

II GUIA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL

II.1 Introducción 6
II.2 Fenómeno de dispersión 6
II.3 Modos de propagación en la GOCPTA 7
II.4 Estudios sobre la GOCPTA 11
II.5 Conclusiones 17

III ANÁLISIS CUASIESTÁTICO

III.1 Introducción 19
III.2 Expresiones analíticas del análisis cuasiestático 19
III.2.1 Expresiones para la GOCPTA 20
III.2.2 Expresiones para la GOC 22
III.2.3 Expresiones para la microcinta 24
III.3 Análisis comparativo de estructuras 25
III.3.1 Resultados de la impedancia 25
III.3.2 Resultados de la constante dieléctrica efectiva 36
III.4 Conclusiones 46

IV. CARACTERIZACIÓN NUMÉRICA DE LA CONSTANTE DIELÉCTRICA EFECTIVA

IV.1 Introducción 49
IV.2 Métodos numéricos para la solución de campos 49
IV.2.1 Comparación entre los diferentes métodos numéricos 51
IV.3 Método de elementos finitos 54
IV.4 Resultados del análisis de onda completa 63
IV. 5 Conclusiones 74

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

Página

V CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DE LA GOCPTA

V.1 Introducción 76
V.2 Metodología de construcción 76
V.3 Metodología de caracterización 82
V.4 Diferentes métodos experimentales 84
V.4.1 Método directo 88
V.4.1.1 Resultados para la GOC con el método directo 87
V.4.1.2 Resultados para la GOCPTA con el método directo 93
V.4.2 Método de dos líneas 96
V.4.2.1 Resultados para la GOC con el método de dos líneas 99
V.4.2.2 Resultados para la GOCPTA con el método de dos líneas 104
V.4.3 Método de tres líneas 108
V.4.3.1 Resultados para la GOC con el método de tres líneas 109
V.4.3.2 Resultados de la GOCPTA con el método de tres líneas 111
V.4.4 Método de dos líneas resonantes 112
V.4.4.1 Resultados del método resonante para la GOC 114
V.4.4.2 Resultados del método del par de líneas resonantes para la GOCPTA 117
V.5 Conclusiones 119

VI COMPARACIÓN TEÓRICA EXPERIMENTAL DE RESULTADOS

VI.1 Introducción 120
VI.2 Validación de los métodos experimentales 120
VI.3 Comparación de métodos teóricos 125
VI.4 Validación de los métodos teóricos y experimentales 126
VI.3 Conclusiones 130

VII CONCLUSIONES GENERALES

VII.1 Introducción 131
VII.2 Aportaciones 132
VII.3 Recomendaciones 134

LITERATURA CITADA 135

ANEXO A DESCRIPCION DEL SIMULADOR HFSS 139

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Líneas de transmisión, a) Microcinta, b) GOCPTA y c) GOC	1
2	Modos de propagación en la GOC , a) modo par, b) modo impar	8
3	Modos de propagación en la GOCPTA; a) modo de la GOC, b) modo de la microcinta c) primer modo de orden mayor de la microcinta, d) modo imagen de la guía	9
4	GOCPTA con plano adicional en forma de "V"	11
5	GOCPTA dentro de una caja metálica	12
6	GOCPTAs multicapas	14
7	GOCPTA multicapa, en una caja metálica	14
8	GOCPTA con dos materiales dieléctricos	15
9	GOCPTA con hoyos metalizados, a)vista transversal, b) vista superior	16
10	Tipo de estructura de la GOCPTA empleada para el análisis cuasiestático	20
11	Tipo de estructura de la GOC empleada para el análisis cuasiestático	22
12	Impedancia en función de W para la GOCPTA, con diferentes valores de G(μm)	26
13	Impedancias en función de W para la GOC , con diferentes valores de G(μm)	27
14	Impedancias en función de S para la GOCPTA con diferentes valores de G(μm)	28
15	Impedancias en función de S para la GOC con diferentes valores de G(μm)	29
16	Variaciones de Impedancia para la microcinta en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm)	31
17	Variaciones de Impedancia para la GOCPTA en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm)	31
18	Variaciones de Impedancia para la GOC en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm)	32
19	Comparación de Impedancias de la GOCPTA con las de la microcinta y la GOC para h pequeño	33
20	Comparación de Impedancias de la GOCPTA con las de la microcinta y la GOC para h grande	33
21	Variaciones de la impedancia de la microcinta en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr (er) del substrato	34
22	Variaciones de la impedancia de la GOCPTA en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr (er)del substrato	35
23	Variaciones de la impedancia de la GOC en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr(er) del substrato	35

LISTA DE FIGURAS (CONTINUACION)

Figura		Página
24	Variaciones de *æff* de la GOCPTA en función de G(μm) y W	37
25	Variaciones de *æff* de la GOC en función de G(μm) y W	37
26	Resultados del análisis de la *æff* de la GOCPTA en función de G(μm) y S	38
27	Variaciones de *æff* de la GOC en función de G y S	39
28	Variaciones de la *æff* para la microcinta en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h((μm)	40
29	Variaciones de la *æff* para la GOCPTA en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm)	41
30	Variaciones de la *æff* para la GOC en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm)	41
31	Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=1000μm y h=100μm	42
32	Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=1000μm y h=1000μm	42
33	Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=150μm y h=100μm	43
34	Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=150μm y h=1000μm	43
35	Variaciones en la *æff* de la microcinta en función del ancho del conductor W para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa *ær* (er)	44
36	Análisis de la *æff* de la GOCPTA en función de W y *ær* (er).	45
37	Variaciones en la *æff* de la GOC en función del ancho del conductor W y para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa *ær*.	45
38	Métodos de análisis de circuitos de microondas	50
39	Método de elementos finitos.	55
40	Datos eléctricos y geométricos de la GOCPTA	56
41	Forma de discretizar a la estructura de la GOCPTA	57
42	Elementos finitos de alto orden	58
43	Diferentes alternativas para analizar a la GOC y la GOCPTA en el HFSS.	64
44	GOCPTA simulada en el programa HFSS	65
45	Comportamiento de la εeff de la GOCPTA obtenida mediante HFSS para diferentes impedancias.	66
46	Comportamiento de la *æff* de la GOCPTA en función de G calculada con el programa HFSS.	67
47	Comportamiento de la *æff* de la GOCPTA en función de h calculada con el programa HFSS.	68

LISTA DE FIGURAS (CONTINUACION)

Figura		Página
48	Modos híbridos en la *æff* de la GOCPTA para un espesor de substrato h=635 μm.	70
49	Estructura empleada para el análisis de la GOC	71
50	Modos híbridos en la *æff* de la GOC	72
51	Subprocesos de la etapa de construcción de circuitos de alta frecuencia.	77
52	Grabado del circuito de microondas	78
53	Fotografías de los circuitos construidos	82
54	Sistema de Caracterización	83
55	Mediciones en transmisión y en reflexión	84
56	Estructuras empleadas en la caracterización experimental a) GOC, b) GOCPTA	85
57	Línea empleada en el método directo	86
58	Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 40 ohms con diferentes longitudes.	89
59	Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 50 ohms con diferentes longitudes.	90
60	Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 60 ohms con diferentes longitudes.	90
61	Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 70 ohms con diferentes longitudes.	91
62	Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para diferentes impedancias de la GOC con una longitud fija L_4.	92
63	Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 40 ohms y diferentes longitudes.	93
64	Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 50 ohms y diferentes longitudes.	94
65	Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 60 ohms y diferentes longitudes.	94
66	Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 70 ohms y diferentes longitudes..	95
67	Comportamiento de la *æff* obtenido para la GOCPTA con el método directo para diferentes impedancias y una longitud fija L_4.	96
68	GOCPTAs empleadas en el método de dos líneas.	97
69	*æff* determinada con el método de dos líneas para las GOCPTAs convencionales de 40 ohms	100
70	*æff* determinada con el método de dos líneas para la GOC de 50 ohms.	100
71	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOC de 60 ohms.	101

LISTA DE FIGURAS (CONTINUACION)

Figura		Página
72	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOC de 70 ohms.	102
73	*æff* obtenida con el método de dos líneas para diferentes impedancias y para el par de líneas L_1L_4 de la GOC.	103
74	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 40 ohms.	105
75	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 50 ohms.	105
76	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 60 ohms.	106
77	*æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 70 ohms.	106
78	*æff* obtenida para la GOCPTA con el método de dos líneas para diferentes impedancias y el par L_1L_4.	107
79	Estructuras empleadas en el método de tres líneas	108
80	*æff* obtenida utilizando el método de multilíneas para diferentes impedancias de la GOC	110
81	*æff* de la GOCPTA obtenida utilizando el método de multilíneas para diferentes impedancias.	111
82	Par de líneas resonantes para la caracterización de *æff*.	113
83	Fotografía de los circuitos resonantes construidos	115
84	Frecuencias de resonancias para el par de resonadores de 50 ohms de la GOC.	116
85	*æff* con el método resonante con las GOCPTAs convencionales	116
86	Frecuencias de resonancia para el par de resonadores de 50 ohms de la GOCPTA.	118
87	*æff* obtenida con el método resonante para la GOCPTA.	118
88	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilineas para una GOC de 40 ohms.	121
89	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 50 ohms.	121
90	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 60 ohms.	122
91	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 70 ohms.	122
92	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 40 ohms.	123
93	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 50 ohms.	124

LISTA DE FIGURAS (CONTINUACION)

Figura		Página
94	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 60 ohms.	124
95	Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 70 ohms.	125
96	GOCPTA convencional con una separación entre planos de tierra G=250 μm, y una impedancia de Z=50 ohms, mediante los métodos HFSS, MM, MMICAD y MDS	126
97	Comparación de resultados para la GOC entre el método electromagnético HFSS y los métodos experimentales; directo, de dos líneas y de tres líneas	127
98	Comparación entre los métodos HFSS y resonante de dos líneas, para la GOC.	128
99	Comparación entre los métodos HFSS y resonante de dos líneas para la GOCPTA.	129
100	Metodología de simulaciones en HFSS	140

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Comparación de la microcinta, la GOC y la GOCPTA, para una impedancia de 80 ohms y una separación de planos G=1000 μm	47
II	Diferencias de los principales métodos de análisis electromagnético	53
III	Parámetros geométricos y eléctricos de la GOCPTA	65
IV	Parámetros geométricos y eléctricos de las GOCPTAs en función de G	67
V	Diferencias de las dimensiones propuestas y las obtenidas en las líneas que se utilizaron para los métodos; directo, de dos líneas y de tres líneas	79
VI	Variaciones en las dimensiones para las líneas de la misma impedancia que se utilizaron para los métodos; directo, de dos líneas y de tres líneas	80
VII	Diferencias de las dimensiones propuestas y las obtenidas para los pares de resonadores con G=500 μm	81
VIII	Variaciones en las dimensiones para las líneas de la misma impedancia que se utilizaron para el par de líneas resonantes, con G=500 μm	81
IX	Dimensiones de las GOC	87
X	Dimensiones de las GOC empleadas en el método de tres líneas	110
XI	Dimensiones del par de líneas resonantes de la GOC con G=500 μm	115

"ANÁLISIS TEÓRICO-EXPERIMENTAL DE LA GUÍA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL MEDIANTE EL MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS"

I INTRODUCCIÓN

Las líneas de transmisión planares son los elementos más importantes que constituyen a los circuitos integrados de microondas y ondas milimétricas, en donde su análisis, modelado y diseño son vitales para el desarrollo de cualquier componente y subsistema. Dentro de este conjunto de líneas de transmisión se encuentran: las Microcintas, las líneas coplanares con plano de tierra adicional (GOCPTAs) y las líneas coplanares (GOC), las cuales se muestran en la figura 1.

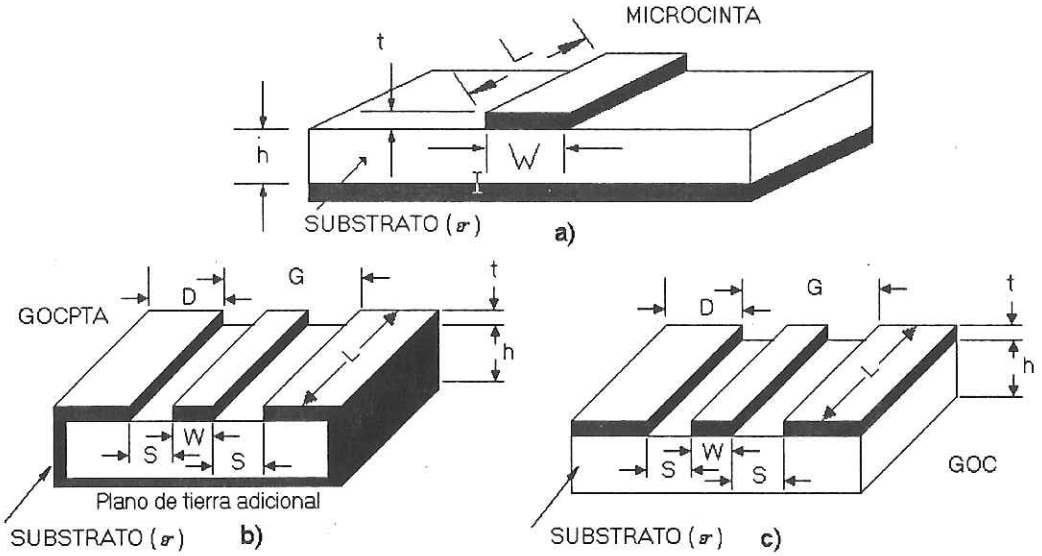


Figura 1. Líneas de transmisión, a) Microcinta, b) GOCPTA y c) GOC

Con la guía de onda coplanar es más fácil interconectar elementos en paralelo que con la microcinta. La guía de onda coplanar en su forma original no tiene plano de tierra adicional en el lado inferior del substrato. Recientemente la tecnología de los circuitos integrados monolíticos (MMIC) requiere de nuevas estructuras de líneas de transmisión, como la que se muestra en la figura 1 b) llamada Guía de Onda Coplanar con Plano de Tierra Adicional (GOCPTA).

En este tipo de estructuras, el plano de tierra adicional se introduce para mejorar la resistencia mecánica de los circuitos, ya que comúnmente el substrato de GaAs es muy delgado ($\approx$100 μm) y frágil [Hoffmann, 1987]. Se utiliza además, para mejorar la capacidad de manejo de potencia. Un problema que se ha presentado en la GOC es el de disipar calor del dispositivo activo en una forma eficiente y sin perturbar el campo electromagnético. Por otra parte, este tipo de estructura soporta los modos de propagación de la GOC, de placas paralelas, de la microcinta, de orden mayor de la microcinta y el modo imagen de la guía [Cheng, *et al.*, 1993], los cuales representan un problema; lo que se desea, en resumen, es la propagación del modo par de la GOC.

1.2 ANTECEDENTES HISTÓRICOS

La guía de onda coplanar se propuso por primera vez en 1969 [Wen, 1969]. A pesar del tiempo y de que en años anteriores no había sido aceptada como una mejora evidente

para el diseño de circuitos de microondas, recientemente se ha puesto mucho énfasis en su estudio y su aplicación.

En los años 70s, se generó un pequeño número de publicaciones relacionadas con el modelado de la GOC. A mediados de la década de los 80s, los modelos de la microcinta eran más completos que los de la guía de onda coplanar, por lo tanto los diseñadores de MMICs los tomaron como estándar. En los 90s, a pesar de que el problema de diseño con tecnología coplanar ya se ha resuelto parcialmente, esta tecnología no ha alcanzado el estado del arte comparado con la tecnología de microcinta. Debido a la carencia de modelos, la mayoría de los trabajos con guías de onda coplanares se realizan mediante estudios teóricos y no con herramientas adecuadas para el diseño asistido por computadora "CAD". En México y particularmente en el CICESE, se han hecho estudios de los efectos de dispersión de la GOC[Pérez Hernandez, 1998] y de algunas discontinuidades [Santiago de la Cruz, 1998] Algunos de los problemas que se presentaban con anterioridad, hoy en día han sido resueltos para algunas de las estructuras y topologías. Sin embargo, la investigación se ha orientado ahora hacia nuevas formas de la guía de onda coplanar como lo es: la guía de onda coplanar con plano de tierra adicional GOCPTA; por lo que se espera que las estructuras coplanares sean extensamente utilizadas en el diseño de circuitos híbridos y monolíticos.

I. 3 OBJETIVO

El objetivo de este trabajo de tesis es estudiar el comportamiento dispersivo de la guía de onda coplanar con plano de tierra adicional en el intervalo de frecuencias de 1 a 50

GHz. El análisis teórico se realizar mediante el método de elementos finitos empleando el programa computacional HFSS, y el experimental se lleva a cabo construyendo y caracterizando estructuras de guía de onda coplanar definidas por el intervalo de impedancias típicas para el diseño de circuitos de microondas y ondas milimétricas. Este estudio será de utilidad para validar el efecto de dispersión en la constante dieléctrica efectiva de la guía de onda coplanar con plano de tierra adicional y cuantificar la precisión de los métodos de análisis actuales.

1.4 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

En el capítulo II se proporcionan las bases teóricas para entender el comportamiento físico de la GOCPTA. En primer lugar se realiza una descripción del fenómeno de dispersión en la constante dieléctrica efectiva. En segundo lugar se presentan los modos de propagación soportados por la GOCPTA. Finalmente, se hace referencia a los trabajos más importantes relacionados con la GOCPTA, donde se tiene como punto principal la eliminación de los modos de propagación indeseados en esta estructura.

En el capítulo III se realiza un análisis cuasiestático de la GOCPTA y adicionalmente de la GOC y la microcinta, con la finalidad de comparar sus características y apreciar ampliamente el comportamiento de la GOCPTA. Este estudio se desarrolla en función de los parámetros de las estructuras; ancho del conductor, altura del substrato y la separación de los planos de tierra coplanares.

En el Capítulo IV se efectúa el análisis electromagnético de la GOCPTA con plano de tierra adicional. En primer lugar se proporciona una breve introducción a los diferentes métodos numéricos que se utilizan para hacer el análisis electromagnético. Estos métodos son el método de diferencias finitas (MDF), el método de momentos (MM) y el método de elementos finitos (MEF). En segundo lugar se describe la metodología a seguir para efectuar el análisis de las GOCPTAs definidas, y por último se presentan, los resultados obtenidos del análisis electromagnético o de onda completa.

En el capítulo V, se muestran los procesos de construcción y caracterización de las GOCPTAs. Se proporciona una ligera introducción a los diferentes métodos para la caracterización del efecto de dispersión en las guías de onda coplanares, así como también los métodos de construcción y caracterización empleando la infraestructura disponible en el CICESE. Posteriormente se presentan los resultados experimentales obtenidos para cada uno de ellos.

En el capítulo VI, se realiza una comparación de los resultados teóricos con los experimentales, para validar los diferentes métodos y mostrar sus ventajas y desventajas.

En el Capítulo VII, se presentan las conclusiones del trabajo y se proporcionan ciertas recomendaciones para trabajos futuros.

II GUÍA DE ONDA COPLANAR CON PLANO DE TIERRA ADICIONAL

II.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo, se describe el fenómeno de dispersión de la guía de onda coplanar con plano de tierra y se hace referencia a los antecedentes así como a las diferentes formas de suprimir los modos no deseados de la GOCPTA, misma que presenta problemas de modos de propagación adicionales en altas frecuencias.

II.2 FENÓMENO DE DISPERSIÓN

La permitividad εr en un material dieléctrico describe su iteración con un campo eléctrico. En estructuras como la GOC y la GOCPTA debido a su no homogeneidad, existe una iteración entre dos medios de constante dieléctrica distinta, en donde no es posible referirse a la constante dieléctrica de alguno de los materiales para el diseño de este tipo de estructuras sino a la constante dieléctrica efectiva εeff, que básicamente representa un promedio ponderado de los dos medios.

El fenómeno de dispersión se presenta cuando al incrementar la frecuencia, la constante dieléctrica efectiva se comporta de manera diferente al régimen cuasiestático (bajas frecuencias), debido a que el modo de propagación no es transversal electromagnético puro (TEM). Esto es consecuencia de la no homogeneidad de la estructura, ya que los dos materiales dieléctricos diferentes, tienen velocidades de

propagación distintas, lo que provoca que las componentes longitudinales resulten significativas creando modos híbridos de propagación [Pérez Hernandez, 1998].

El diseño de los circuitos de altas frecuencias requiere de precisión, siendo necesario que la información referente a cada elemento del circuito sea confiable en los intervalos de frecuencia de interés. Un efecto que influye en el comportamiento de las líneas planares que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas es el de dispersión, por lo tanto es de vital importancia caracterizar este fenómeno, con el fin de considerar sus efectos en el diseño de circuitos con tecnología coplanar.

Los paquetes de software comerciales que se emplean para el diseño de circuitos de microondas en tecnología coplanar están basados en ecuaciones derivadas en su mayoría con métodos cuasiestáticos. Sin embargo estos no cuentan con modelos adecuados de la GOCPTA, válidos especialmente a altas frecuencias donde el efecto de dispersión es más fuerte y los cambios que provoca en la ε_{eff} y la impedancia no se consideran. El resultado de esto es un circuito que no funciona adecuadamente, por lo que es indispensable analizar esta estructura para observar su comportamiento e incluir el efecto de dispersión en el proceso de diseño y como consecuencia disminuir los errores inherentes.

II.3 MODOS DE PROPAGACIÓN EN LA GOCPTA

En la guía de onda coplanar GOC sin plano de tierra adicional, se pueden presentar dos modos de propagación: el modo par y el modo impar, como se muestra en la figura (2).

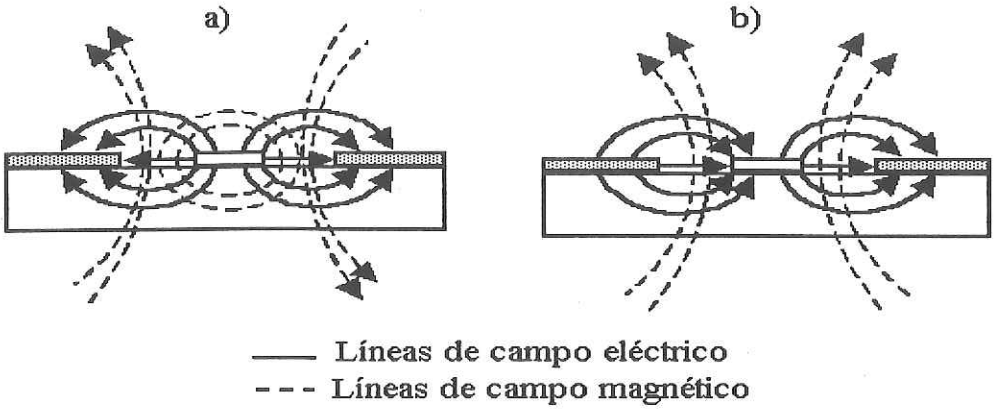


Figura 2. Modos de propagación en la GOC , a) modo par, b) modo impar

En el modo par (quasi-TEM), el plano de simetría corresponde a una pared magnética donde sus potenciales están en fase, mientras que en el modo impar el plano de simetría corresponde a una pared eléctrica, donde sus potenciales están fuera de fase [Gupta *et al.*, 1999]. En la GOC es de interés trabajar con el modo par (quasi-TEM o no equilibrado), y suprimir el modo impar, con el propósito de confinar la mayor cantidad de energía en la estructura y evitar resonancias espúreas.

Existen diferentes técnicas para eliminar el modo impar de propagación de la GOC, entre las que se encuentran la de los puentes de aire [Sporkmann, 1998], que se introducen para asegurar la equipotencialidad entre los planos coplanares, o bien se reducen las dimensiones de la guía, aumentando así la frecuencia de corte del modo impar [Sporkmann, 1998].

En la GOCPTA, se crea una mezcla de una estructura de guía de onda coplanar-microcinta, donde la propagación que prevalece depende de la relación de los planos

laterales con el plano adicional, dependiente del espesor del substrato. Conceptualmente a frecuencias elevadas la constante dieléctrica efectiva ε_{eff} del modo dominante de la GOCPTA (modo par de la GOC) tiende a la constante dieléctrica relativa ε_r del substrato dieléctrico. Sin embargo es difícil dar un valor cuantitativo específicamente en regiones donde la ε_{eff} cambia rapidamente [Zhu; Yamashita, 1995]. Para propósitos de diseño, tanto los planos de tierra coplanares como el adicional, deben ser lo más grande posible con el propósito de garantizar un modo par de propagación de la GOC (Quasi-TEM) [Ghione; Naldi, 1987].

En la GOCPTA existen diferentes modos de propagación; el de la GOC, de la microcinta, primer modo de orden mayor de la microcinta y modo imagen de la guía, mostrados en la figura 3 [Cheng, *et al.*, 1993].

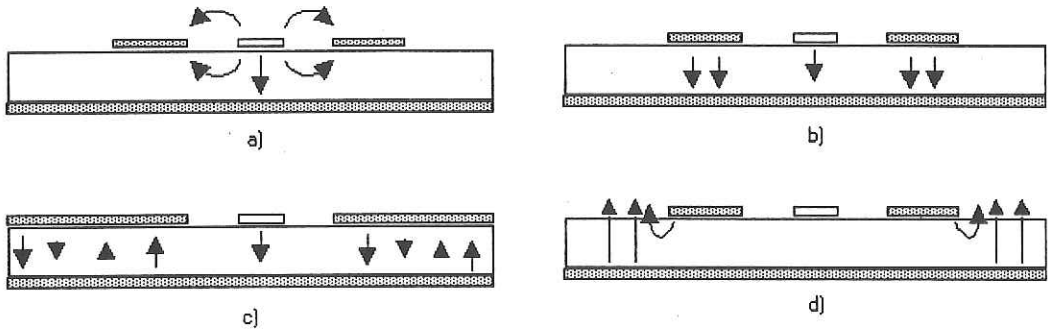


figura 3. Modos de propagación en la GOCPTA; a) modo de la GOC, b) modo de la microcinta c) primer modo de orden mayor de la microcinta, d) modo imagen de la guía.

El modo de propagación mostrado en la figura 3(a), se le llama comúnmente en la literatura el modo de la GOC, por su parecido con este modo, aunque se puede notar que

hay una diferencia con el modo de la GOC ya que existe un patrón de campo del conductor central al plano adicional [Cheng, *et al.*, 1993].

En la figura 3(b), el modo de la microcinta se asemeja al modo de placas paralelas. En el modo de placas paralelas los patrones de los campos serian mayores en la parte del substrato que se encuentra por debajo de los planos coplanares. El modo de la microcinta y el modo de placas paralelas siempre existen en este tipo de estructura ya que tienen una frecuencia de corte igual a cero, por lo que se tiene que emplear una técnica para suprimir estos modos de propagación cuando se utiliza este tipo de estructura [Cheng, *et al.*, 1993], además se debe considerar que en la GOCPTA la influencia del plano de tierra adicional en las características de propagación es significante cuando el espesor del substrato es comparable al ancho de la separación de los planos coplanares [Shih; Itoh, 1982]. Además, el modo de la microcinta se vuelve significativo cuando se tienen planos coplanares muy angostos en estructuras de la GOCPTA [Cheng, *et al.,* 1993].

En la figura 3(c) se muestra que si los planos coplanares son anchos, puede existir el primer modo de orden mayor de la microcinta. En este modo, se provoca un cambio sobre el patrón del campo eléctrico por debajo de los planos coplanares.

En la figura 3(d), se puede observar el modo imagen de la guía el cual se presenta cuando el substrato se extiende más allá de los planos coplanares [Cheng, *et al.,* 1993].

En la estructura de la GOCPTA el modo de propagación dominante es el modo de la GOC. Sin embargo cuando se aumenta la frecuencia, los diferentes modos soportados por la estructura se vuelven significativos. Existen diferentes técnicas para suprimir los modos no deseados, las cuales se presentarán en la siguiente sección.

II.4 ESTUDIOS SOBRE LA GOCPTA

En este tipo de estructura se ha analizado el efecto del espesor de la metalización *t*. El efecto de *t* en la impedancia característica y en la constante dieléctrica se analizó por Kitazawa y Hayashi (1986), en donde se ha observado que un incremento en el espesor de la metalización va acompañado por una reducción del valor de εeff y *Zo*. La reducción de εeff es mayor para el caso de substratos con constante dieléctrica relativa εr pequeña, mientras que la reducción en *Zo,* con un incremento de *t,* es mas pequeña para substratos con constante dieléctrica grande.

Se ha aplicado el método de *mapeo conforme* y una técnica llamada *técnica de línea de corriente* [Cheng; Robertson, 1995], para evaluar las pérdidas del conductor en la GOCPTA con plano en forma de "V", como se muestra en la figura (4). Con esta técnica se ha demostrado que este tipo de estructura muestra una reducción en las pérdidas a altas frecuencias, aunque esta reducción no justifica la complejidad de fabricación.

Figura 4. GOCPTA con plano adicional en forma de "V"

En la fabricación de los circuitos integrados de microondas (híbridos o monolíticos) se realiza un empaquetado con el fin de proteger al circuito contra humedad, otros campos electromagnéticos, etc. Cuando el circuito está diseñado con tecnología coplanar, la parte inferior del empaquetado realiza la función del plano adicional en la estructura de la GOCPTA. Por lo tanto es necesario un estudio de la GOC encerrada en una caja metálica.

Al introducir el plano adicional como se muestra en la figura (5), se presentan varios modos de propagación (es una guía multimodal); el modo de microcinta y el modo de líneas ranuradas acopladas [Liu; Tzuang, 1997]. Además cuando la GOCPTA se coloca en una caja metálica, puede soportar modos de guía de onda y de cavidad dentro de la región del substrato, donde las paredes laterales se emplean para conectar los planos superior e inferior de la GOC.

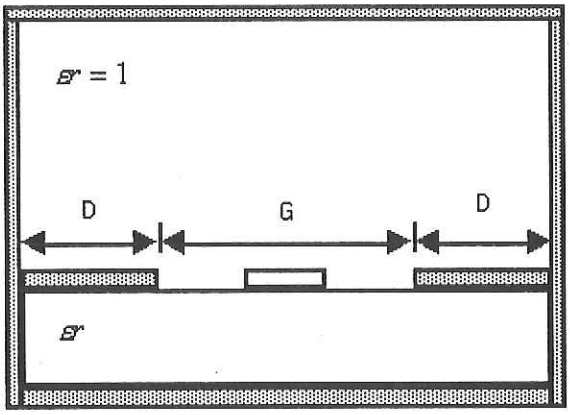


Figura 5. GOCPTA dentro de una caja metálica

Las dimensiones del empaquetado o recinto se deben seleccionar adecuadamente, para que los modos de guía de onda queden fuera de la frecuencia de corte de interés. Esto

se hace para que los modos que se presenten no se acoplen al modo de la GOC los que, en vez de guiar la señal la dispersarían [Magerco *et al.,* 1994].

La GOCPTA y la LRPTA (Línea Ranurada con Plano de Tierra Adicional), se prefieren en los MMICs por sus ventajas, entre las que se encuentran: una mejor resistencia mecánica y un mayor manejo de potencia. Sin embargo, la presencia del plano de tierra adicional causa varios problemas, como es la fuga de potencia en la dirección transversal, provocando un desacoplamiento a los dispositivos y líneas de transmisión vecinos. Estos fenómenos de fuga son de gran interés por su importancia en el entendimiento básico del fenómeno de guiado de ondas y aplicaciones prácticas. En este tipo de guías, la energía de fuga del modo dominante GOC se debe a la existencia del modo de placas paralelas. Estas placas paralelas provocan que las ondas reboten dentro del circuito causando resonancias en la transmisión [Yaozhong *et al.,* 1995].

La GOCPTA convencional siempre tiene fugas de energía en la dirección transversal a causa de la presencia del modo de propagación de placas paralelas, lo cual se atribuye a que el modo de placas paralelas cambia mas lentamente que el de la GOC [Yaozhong *et al.,* 1995]. Se proponen dos estructuras multicapas, mostradas en la figura (6), las cuales se emplean para controlar las fugas a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. La idea de introducir estas capas dieléctricas adicionales, es hacer que la εeff del modo dominante GOC sea mayor que la del modo de placas paralelas. En los resultados obtenidos se demuestra que efectivamente a frecuencias inferiores a los 50 GHz

no existen pérdidas significativas, ya que el modo de propagación dominante de la GOC es mayor que el de placas paralelas [Yaozhong; Itoh, 1994].

Las estructuras multicapas de la figura (6), también se han analizado dentro de una caja metálica [Huang; Tzuang, 1994], como se muestra en la figura (7), por lo que al diseñar un MMIC con tecnología coplanar, se tiene que caracterizar el conductor adicional del circuito integrado o circuito híbrido.

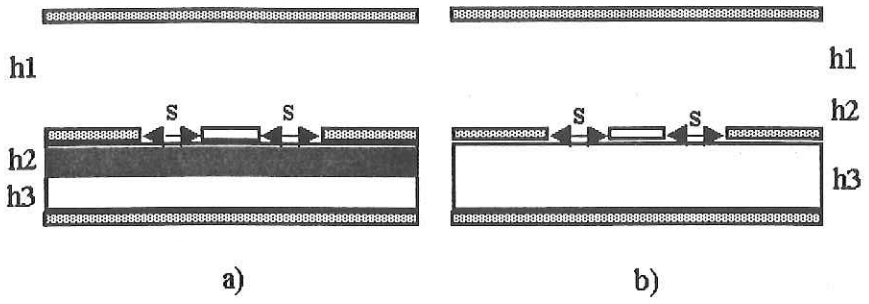


Figura 6. GOCPTAs multicapas

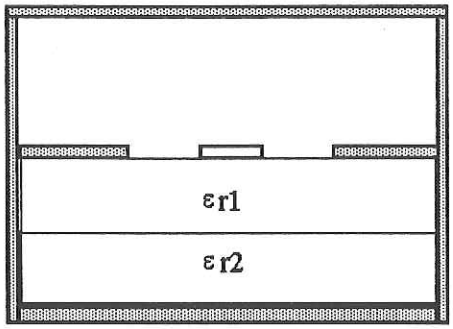


Figura 7. GOCPTA multicapa, en una caja metálica

En los estudios realizados a la GOCPTA multicapa mostrada en la figura (7), los problemas de acoplamiento de modos soportados en la GOCPTA común se pueden reducir si el espesor del substrato inferior correspondiente a $\varepsilon r2$ se aumenta. Por otro lado, [Huang; Tzuang, 1994] reportan que en la GOCPTA tradicional, operando en la banda de (15-32) GHz, existen varios modos de propagación (modo de la GOC, modo de líneas paralelas acopladas y el primer modo parásito de la guía de onda). Obsérvese el ejemplo, de la referencia precedente, de una GOCPTA de 50 ohms operando en el intervalo (15-32) GHz, en el cual se hace notar como su impedancia decrece a 32 ohms, lo que demuestra que existe un problema, que se resuelve utilizando la GOCPTA modificada de la figura (7).

Se han propuesto también otras dos nuevas estructuras mostradas en las figuras (8) y (9), para eliminar fugas en la GOCPTA tradicional [Das, 1994]. Lo que se hace con estas modificaciones, es eliminar los modos de propagación soportados por la GOCPTA tradicional.

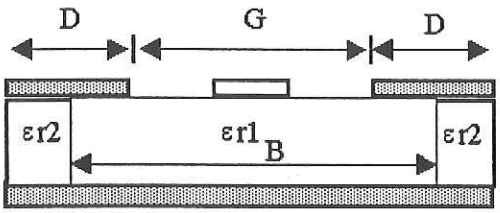


Figura 8. GOCPTA con dos materiales dieléctricos

En la estructura de la figura (8), $\varepsilon r2$ es un dieléctrico con valor mucho menor que $\varepsilon r1$. Lo que se consigue con esta nueva estructura es eliminar la fuga del modo de placas paralelas, ya que esta fuga es en forma transversal, y los campos rebotarían en este medio.

Por otro lado la distancia B debe ser lo más pequeña posible para minimizar la existencia de modos de propagación de orden mayor (modos de guía de onda) [Das, 1994].

En la estructura de la figura (9), los hoyos metalizados ayudan a la supresión de fuga de potencia, ya que eliminan el problema del modo de propagación de placas paralelas. El ancho de los hoyos metalizados, la distancia "b" entre ellos, la separación transversal entre la guía de onda coplanar y los hoyos metalizados A/2, determinan críticamente el nivel de supresión de fuga. Es necesario además, que los hoyos metalizados se coloquen lo suficientemente lejos del conductor para que no provoquen distorsión en los campos electromagnéticos de la línea de transmisión. Por otro lado, la distancia "b" entre dos hoyos metalizados consecutivos debe ser de [Das, 1994]:

$$b \leq \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon r}} \tag{1}$$

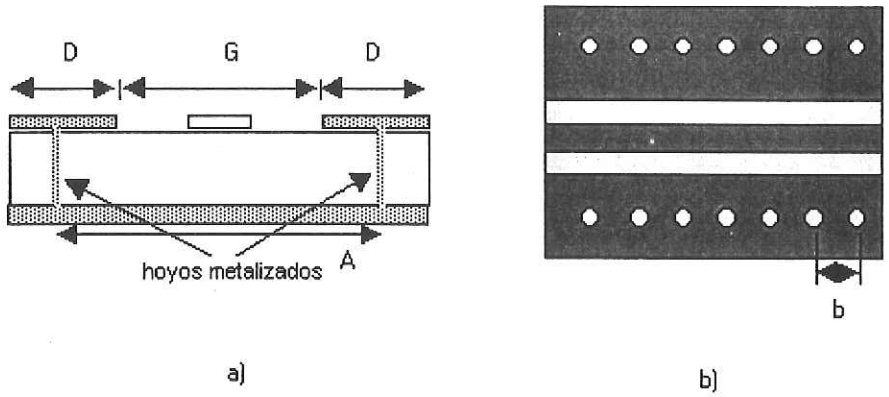


Figura 9. GOCPTA con hoyos metalizados, a)vista transversal, b) vista superior

Esta condición es necesaria para asegurar que únicamente se propaga un modo a lo largo de la línea central, sin ser afectado por el acoplamiento de cualquier otro modo de orden superior.

Cuando los planos de tierra laterales no están conectados físicamente en la estructura de la GOC, algunos autores [Pérez Hernandez, 1998], [Santiago de la Cruz, 1998], proponen emplear puentes de aire que se introducen para asegurar la equipotencialidad entre los planos coplanares con el propósito de confinar mayor cantidad de energía, operando en el modo par de propagación y suprimiendo el modo impar.

II.5 CONCLUSIONES

El fenómeno de dispersión se presenta al aumentar la frecuencia de operación de la estructura de microondas y se debe a la no homogeneidad ya que los dos materiales dieléctricos (aire y substrato) tienen velocidades de propagación distintas, lo que provoca que las componentes longitudinales en la dirección de propagación resulten significativas.

En la GOC se utiliza la técnica de los puentes de aire para hacer a los planos de tierra equipotenciales y ayudar a suprimir el modo de propagación impar el cual es no deseado.

En la GOCPTA existen diferentes modos de propagación: de la GOC, de la microcinta y el de placas paralelas entre otros. El modo dominante de propagación es el de la GOC, sin embargo a altas frecuencias los otros modos soportados por esta estructura se vuelven significativos y por lo tanto se tiene que emplear alguna técnica de suprimir estos

modos no deseados. Entre las técnicas propuestas se encuentran; las GOCPTAs multicapas, la GOCPTA con material dieléctrico a los lados de la estructura por debajo de los planos coplanares y la GOCPTA con hoyos metalizados.

Los paquetes de software comerciales contienen modelos de la GOCPTA que no son adecuados para el diseño en altas frecuencias ya que no consideran el efecto de la dispersión, por lo tanto es necesario estudiar este fenómeno para proponer alternativas eficientes de diseño

III ANÁLISIS CUASIESTÁTICO

III.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realiza un análisis cuasiestático a la microcinta, la GOC y la GOCPTA con expresiones obtenidas mediante el método de *mapeo conforme*. Se proporcionan expresiones para el cálculo de la impedancia Z y la constante dieléctrica efectiva ε_{eff} de estas estructuras. Posteriormente se presentan resultados de la constante dieléctrica efectiva y la impedancia en función de los parámetros geométricos: el ancho del conductor W, la separación entre los planos de tierra coplanares G y el espesor del substrato h.

Finalmente se analizan las tres estructuras anteriormente mencionadas, para comparar sus diferentes comportamientos y así tener una apreciación de su desempeño, analizando el intervalo de validez de los resultados del análisis cuasiestático.

III.2 EXPRESIONES ANALÍTICAS DEL ANÁLISIS CUASIESTÁTICO

El análisis cuasiestático es válido estrictamente a frecuencia cero. Sin embargo, haciendo cálculos sencillos se obtiene una apreciación del comportamiento de la estructura tratada en función de los parámetros geométricos y eléctricos.

III.2.1 EXPRESIONES PARA LA GOCPTA

Para realizar el análisis cuasiestático de la GOCPTA se utilizó la estructura mostrada en la figura (10), la cual es una estructura coplanar con plano de tierra adicional que incluye una cubierta superior separada de la estructura por una distancia h1.

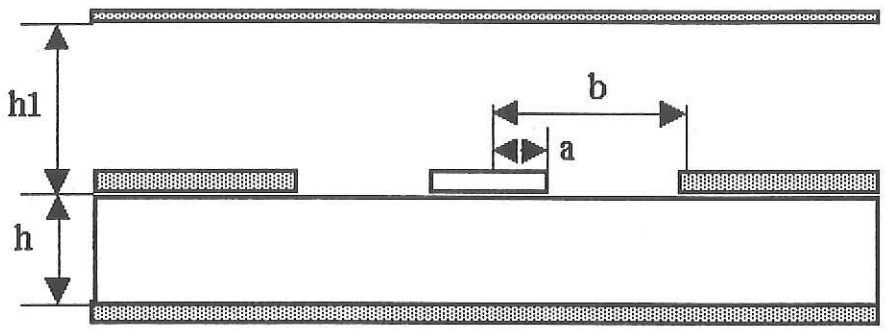


Figura 10. Tipo de estructura de la GOCPTA empleada para el análisis cuasiestático

Para desarrollar el análisis cuasiestático se emplean expresiones obtenidas mediante la técnica de *mapeo conforme* [Ghione; Naldi, 1987] como se muestra a continuación.

En primer lugar se calcula la capacitancia de la GOCPTA en términos de sus dimensiones geométricas y de la contante dieléctrica del substrato;

$$C(\varepsilon r) = 2\varepsilon_0 \varepsilon r \frac{K(k_3)}{K(k_3')} + \frac{K(k_4)}{K(k_4')} \qquad (2)$$

Donde C es la capacitancia por unidad de longitud y los módulos k3 y k4 están dados de la siguiente forma:

$$k_3 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \tag{3}$$

$$k_4 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h_1}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h_1}\right)} \tag{4}$$

La *æff* se obtiene de la relación entre las capacitancias con el dieléctrico presente y la suspendida en el aire;

$$æff = \frac{C(\varepsilon r)}{C(1)} = 1 + q(\varepsilon r - 1) \tag{5}$$

Donde el factor de llenado q se obtiene de la siguiente relación;

$$q = \frac{\frac{K(k_3)}{K(k_3')}}{\frac{K(k_3)}{K(k_3')} + \frac{K(k_4)}{K(k_4')}} \tag{6}$$

Para la impedancia característica la relación es;

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{æff}} \frac{1}{\frac{K(k_3)}{K(k_3')} + \frac{K(k_4)}{K(k_4')}} \tag{7}$$

Donde *K(k)* es la integral elíptica completa del primer tipo y la función complementaria del módulo k, k' esta dada según la siguiente relación;

$$k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \tag{8}$$

III.2.2 EXPRESIONES PARA LA GOC

Para desarrollar el análisis cuasiestático de la GOC, se utilizó la estructura mostrada en la figura 11, es una guía de onda coplanar con cubierta superior [Ghione; Naldi, 1987], [Gupta, *et al.*, 1996].

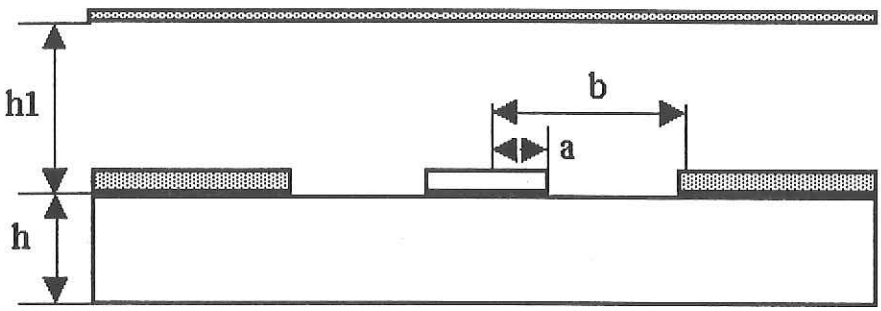


Figura 11. Tipo de estructura de la GOC empleada para el análisis cuasiestático

Para la estructura de la figura (11), la impedancia y la *æff* están dadas por;

$$æff = 1 + q(\varepsilon r - 1) \tag{9}$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon eff}} \frac{1}{\frac{K(k_2)}{K(k_2^{'})} + \frac{K(k)}{K(k^{'})}} \tag{10}$$

En donde q esta dado por;

$$q = \frac{\frac{k(k_1)}{k(k_1^{'})}}{\frac{k(k_2)}{k(k_2^{'})} + \frac{k(k)}{k(k^{'})}} \tag{11}$$

Los módulos k, k_1 y k_2 en función de las dimensiones físicas de la estructura de la figura 11 están dados de la siguiente forma;

$$k = \frac{a}{b} \tag{12}$$

$$k_1 = \frac{senh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{senh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \tag{13}$$

$$k_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h1}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h1}\right)} \tag{14}$$

III.2.3 EXPRESIONES PARA LA MICROCINTA

Para desarrollar el análisis cuasiestático de la microcinta se emplean las expresiones semi-empiricas presentadas en la literatura [Gupta, *et al.,* 1996].

Para W/h<1;

$$\varepsilon eff_1 = \frac{\varepsilon r + 1}{2} + \frac{\varepsilon r - 1}{2} F_1\left(\frac{W}{h}\right) \tag{15}$$

donde;

$$F_1\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \tag{16}$$

$$Z_{01} = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\varepsilon eff_1}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.025\frac{W}{h}\right) \tag{17}$$

Para W/h>1;

$$\varepsilon eff_2 = \frac{\varepsilon r + 1}{2} + \frac{\varepsilon r - 1}{2} F_2\left(\frac{W}{h}\right) \tag{18}$$

$$F_2\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} \tag{19}$$

donde;

$$Z_{02} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon eff_2}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)^{-1}\right) \tag{20}$$

III.3 ANÁLISIS COMPARATIVO DE ESTRUCTURAS

En esta sección se presentan los resultados más relevantes que se obtuvieron del análisis cuasiestático de las estructuras bajo estudio en dos subsecciones; la primera correspondiente a los resultados de las impedancias y la segunda a los resultados de la constante dieléctrica efectiva.

El substrato sobre el cual se hace el análisis es el de alumina Al_2O_3, con los siguientes parámetros: εr=9.9, h=635μm y t=0.

Este análisis se realiza en función de los parámetros W, S, G y finalmente se varía tanto el espesor del substrato h como la constante dieléctrica relativa εr. Se muestra el comportamiento de cada estructura con la variación de estos parámetros, proporcionando valiosos comentarios.

III.3.1 RESULTADOS DE LA IMPEDANCIA

En esta sección se dan a conocer los resultados del comportamiento de las impedancias calculadas para la microcinta, la GOC y la GOCPTA, en función de sus dimensiones físicas W, S y G, así como también en función del espesor del substrato h y εr. Al final de la sección se presenta una comparación de las distintas estructuras.

En primer término se analiza el efecto en la impedancia variando el parámetro W para la GOC y la GOCPTA. Los resultados pueden observarse en las figuras (12) y (13),

para la GOCPTA y para la GOC respectivamente. En estas figuras se puede apreciar que si W se hace pequeño, se pueden obtener impedancias altas. Por otro lado si G se hace más grande, W puede variarse en un intervalo más amplio, dando como resultado guías más anchas. Estas estructuras de la GOC y de la GOCPTA son más fáciles de fabricar cuando sus dimensiones son más grandes, mejorando el error en la fabricación. Sin embargo, al aumentar G existe una mayor dispersión [Pérez Hernandez, 1998].

Este análisis se hace a partir de la siguiente ecuación;

$$S = \frac{G - W}{2} \tag{21}$$

Donde G se mantiene constante y W se varía en el intervalo mostrado en las figuras (12) y (13) y posteriormente se obtiene S.

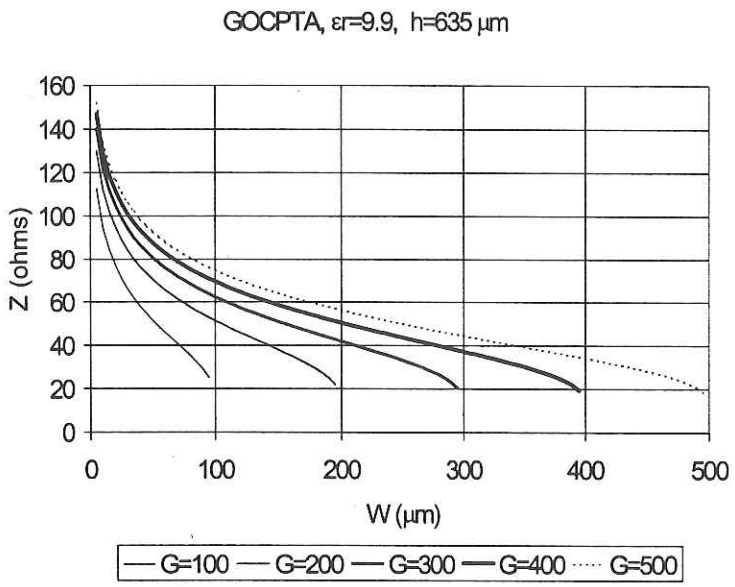


Figura 12. Impedancia en función de W para la GOCPTA, con diferentes valores de G(μm).

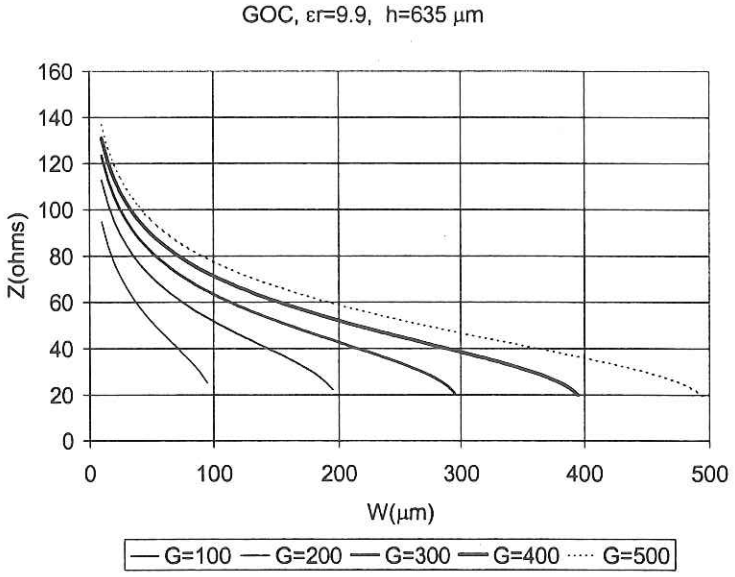


Figura 13. Impedancias en función de W para la GOC , con diferentes valores de G(μm).

En las figuras (12) y (13) puede observarse que los resultados para la impedancia entre la GOC y la GOCPTA son casi idénticos, sin embargo en la GOCPTA se pueden alcanzar impedancias mayores. Esta similitud se atribuye a que el espesor del substrato considerado (h=635 μm) es muy grande, lo cual se demuestra al final de esta sección. Este resultado es de gran relevancia ya que indica que si se quiere utilizar la GOCPTA y explotar sus ventajas, se deben considerar substratos con espesor más delgado.

En las figuras (14) y (15) se muestra el comportamiento de la impedancia con respecto a la separación S entre los planos de tierra coplanares y el conductor central para la GOCPTA y para la GOC respectivamente. Para diferentes valores de G fluctuando entre 100 y 500 μm , se puede observar que al aumentar la abertura S, la impedancia aumenta mientras que, si S se hace pequeño se pueden obtener impedancias de un valor menor. Por

otro lado, si G se hace más grande, S puede variar en un intervalo más amplio para obtener la impedancia deseada, donde W se obtiene a partir de;

$$W = G - 2S \tag{22}$$

En las figuras (14) y (15), se puede observar que los valores de la GOC y la GOCPTA en función de la separación de los planos S, son muy similares; lo cual confirma el resultado presentado en las figuras (12) y (13) en función de W. Estos resultados son de suma importancia, ya que indican que no hay diferencia entre estas dos estructuras, para substratos con espesores muy grandes.

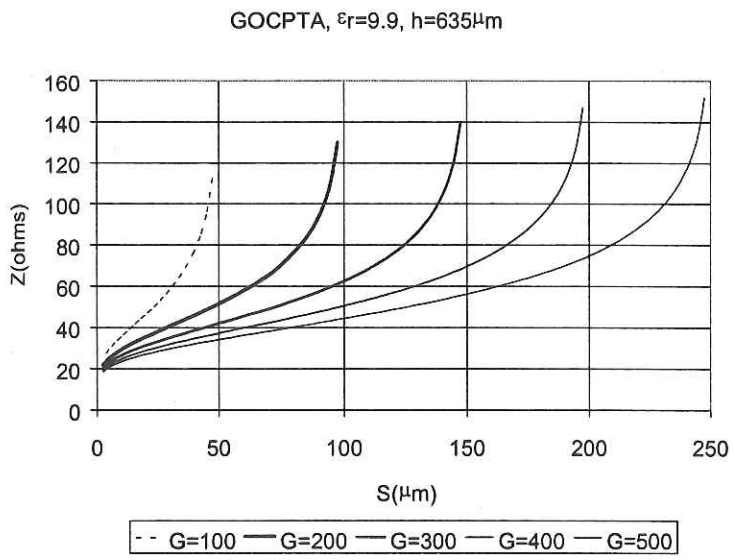


Figura 14. Impedancias en función de S para la GOCPTA con diferentes valores de G(μm).

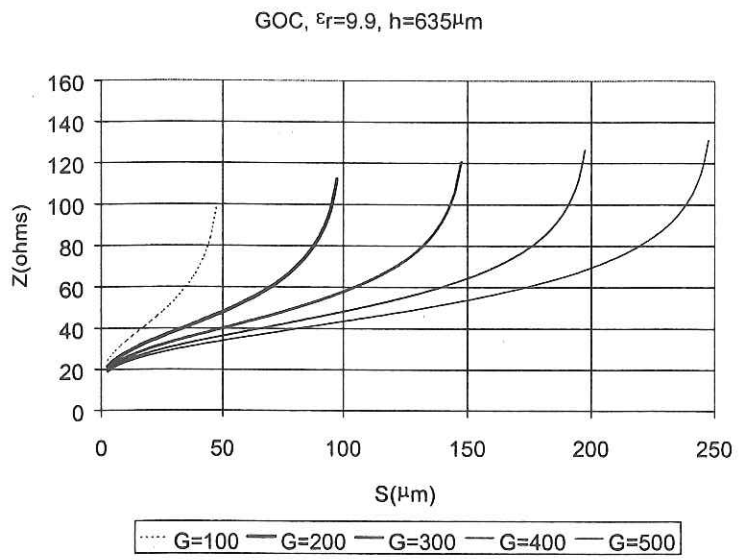


Figura 15. Impedancias en función de S para la GOC con diferentes valores de G(μm).

En las figuras (16), (17) y (18), se presenta la variación de la impedancia con respecto al espesor del substrato, para la MICROCINTA , la GOCPTA y la GOC respectivamente. Como se puede observar en las tres figuras, la GOCPTA tiene un comportamiento similar a la microcinta ya que al aumentar el espesor h del substrato, la impedancia se incrementa. Mientras que para la GOC se puede observar un efecto contrario. El resultado anterior indica que cuando se requiere aumentar la impedancia en una GOC para las mismas dimensiones, se utiliza un substrato con un espesor más delgado, a diferencia de la microcinta y la GOCPTA en donde para cumplir el mismo objetivo, se tendría que utilizar un substrato más grueso. Por mencionar un ejemplo; de los resultados de las figuras (16), (17) y (18), se puede ver que en una microcinta con impedancia de 80 ohms, el ancho de la línea se encuentra entre 35 y 300 μm, cuando h se varía entre 100 y

1000 μm, mientras que para la GOCPTA se puede observar que para la misma impedancia W se encuentra entre 35 y 150 μm para la misma variación de h y para la GOC considerando la misma impedancia Z=80 ohms, W se encuentra entre 175 y 420 μm, donde se muestra claramente que para la GOCPTA se requieren líneas más angostas que las otras dos estructuras para obtener el mismo valor de impedancia.

Se puede observar además de los resultados, que para la microcinta y la GOCPTA la impedancia tiene un mayor intervalo de variación en función del espesor h. Para realizar esta comparación se utiliza una separación entre planos de tierra de valor constante (G=1000 μm). El espesor del substrato que se emplea en la construcción de las guías de onda para desarrollar este estudio es h=635 μm. Se puede apreciar que se encuentra casi en el límite donde al cambiar h, la impedancia permanece constante. Esto se debe a que el espesor del substrato que se emplea es demasiado grande, implicando que cuando se utilizan materiales más gruesos en la construcción, casi no existe diferencia entre la GOC y la GOCPTA. Sin embargo, cuando se emplean substratos con un espesor más delgado, se muestra que existe una diferencia entre las impedancias de la GOCPTA y la GOC.

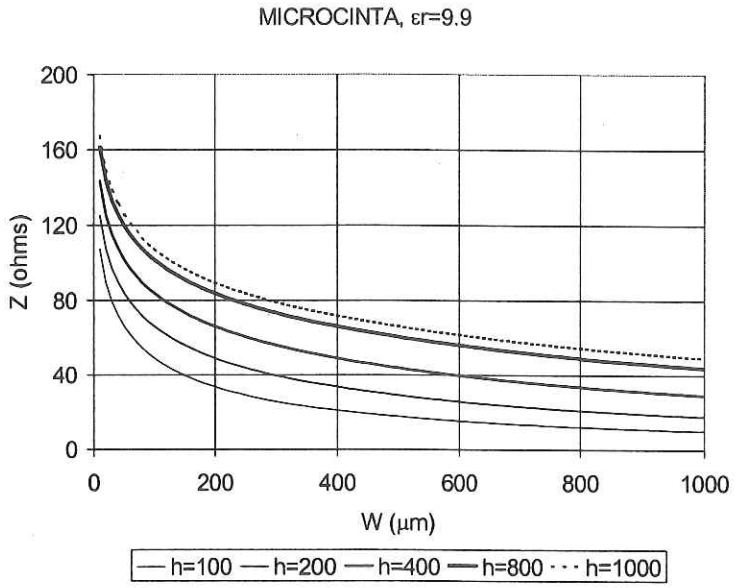


Figura 16 Variaciones de Impedancia para la microcinta en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

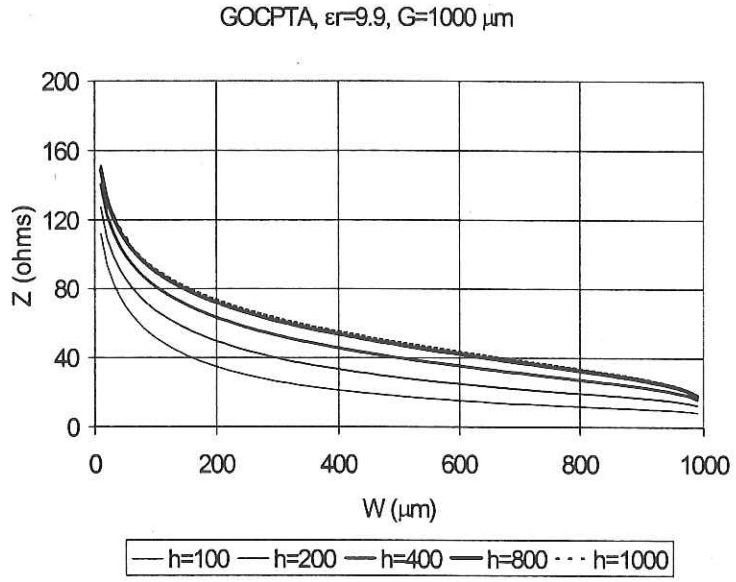


Figura 17. Variaciones de Impedancia para la GOCPTA en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

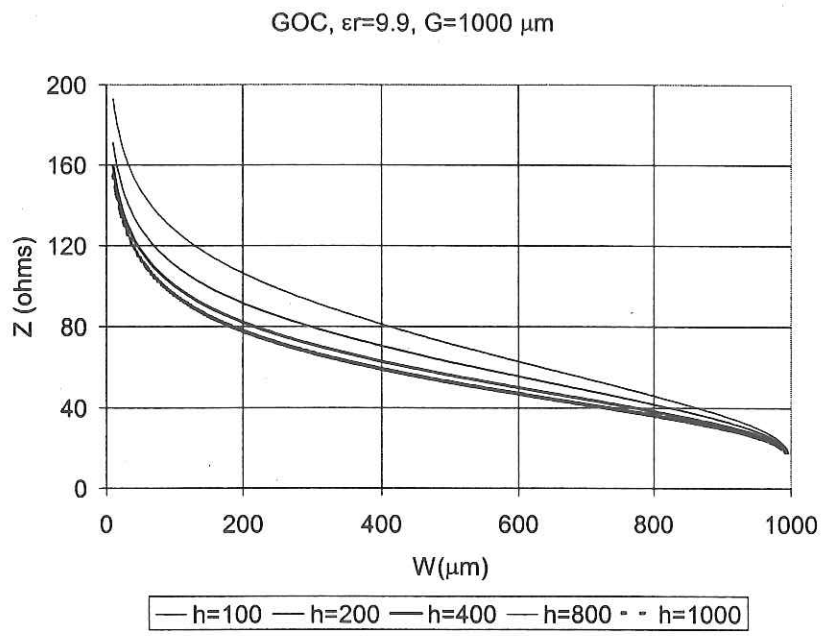


Figura 18. Variaciones de Impedancia para la GOC en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

En las figuras (19) y (20) se presenta una comparación de las impedancias de la GOC, la GOCPTA y la microcinta en función del ancho del conductor para espesores de substrato h=100 y h=1000 μm respectivamente, donde la separación entre planos de tierra de las dos primeras permanece constante (G=1000 μm). Se puede remarcar, para h=100 μm que las impedancias de la microcinta y la GOCPTA son casi idénticas, a diferencia de la GOC, la cual presenta valores mayores y para h=1000 μm las impedancias de la GOC y la GOCPTA son más parecidas y difieren de la impedancia de la microcinta. Este resultado confirma que si el espesor del substrato es delgado la impedancia de la GOCPTA es similar a la de la microcinta, de lo contrario si el espesor del substrato es más grande se parece más a la GOC.

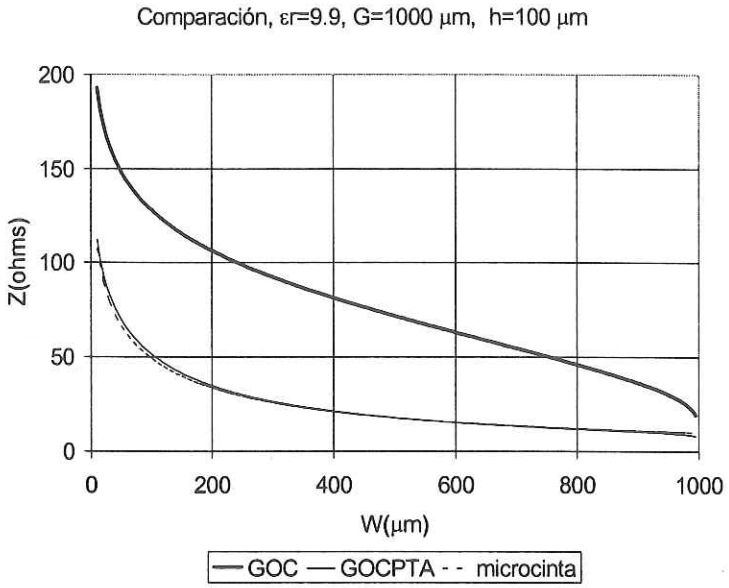


Figura 19. Comparación de Impedancias de la GOCPTA con las de la microcinta y la GOC, para h pequeño.

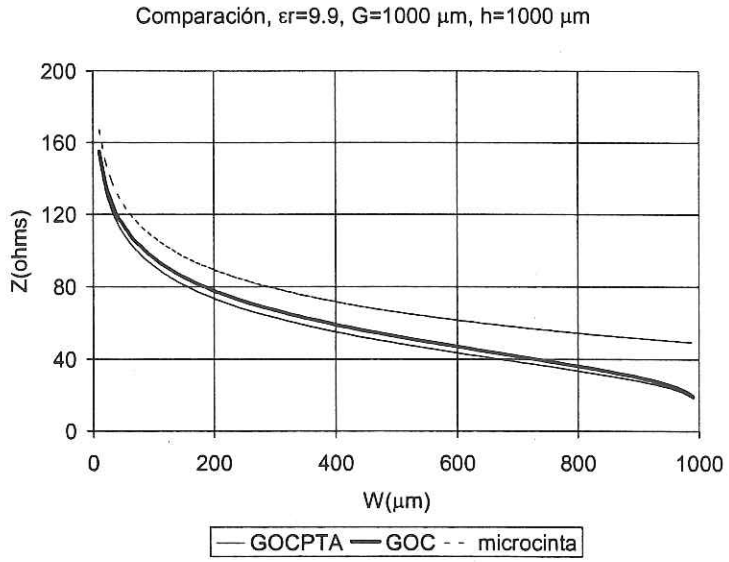


Figura 20. Comparación de Impedancias de la GOCPTA con las de la microcinta y la GOC, para h grande.

Es importante analizar los cambios provocados en la impedancia, debido a cambios en la constante dieléctrica relativa εr del substrato y el ancho W, manteniendo constantes los parámetros geométricos G y h. Este análisis se realizó para la microcinta, la GOC y la GOCPTA considerando variaciones de la constante dieléctrica relativa εr en el intervalo de 2 a 12, en donde se considera una separación entre planos de tierra G constante (G=1000μm) y un espesor del substrato h=100μm. Los resultados se muestran en las figuras (21), (22) y (23), para la microcinta, la GOCPTA y la GOC respectivamente, donde la constante dieléctrica relativa εr se denota como er.

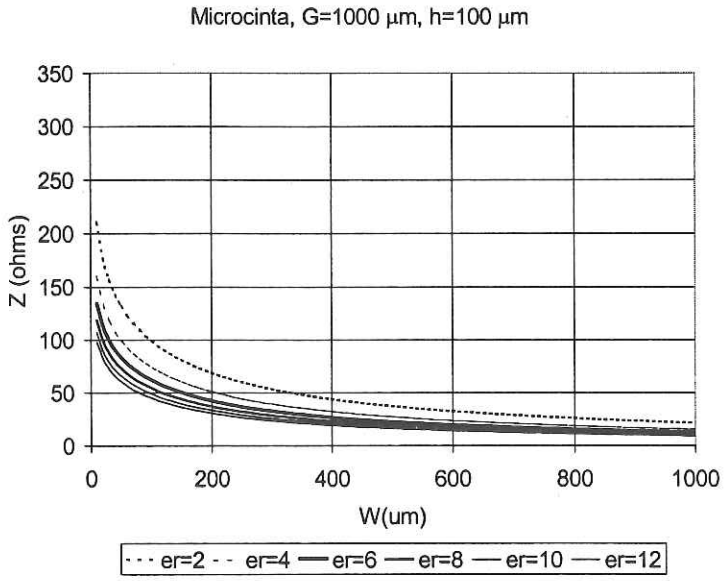


Figura 21. Variaciones de la impedancia de la microcinta en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr del substrato.

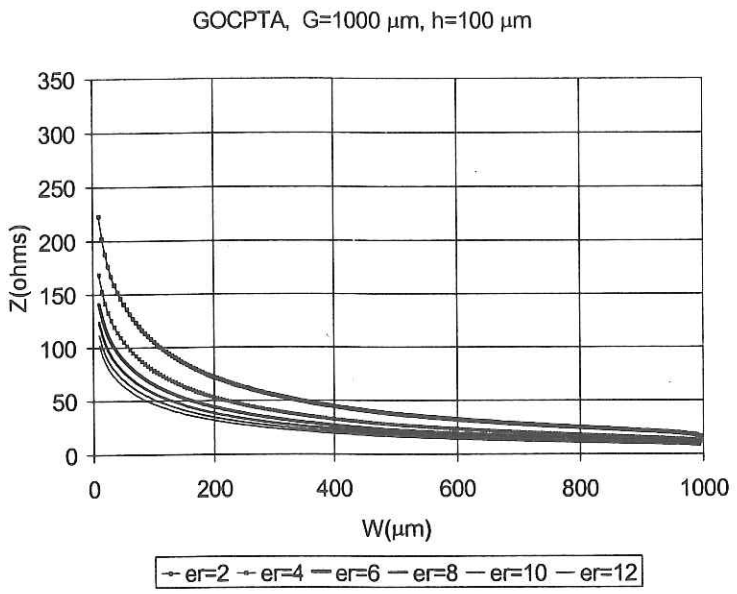


Figura 22. Variaciones de la impedancia de la GOCPTA en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr del substrato.

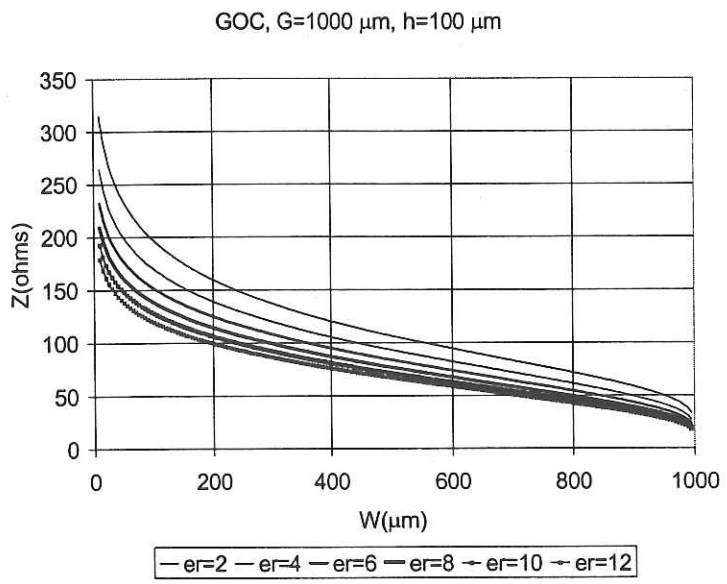


Figura 23. Variaciones de la impedancia de la GOC en función del ancho del conductor W, para diferentes valores de la constante dieléctrica εr del substrato.

En los resultados anteriores se puede observar que al aumentar la constante dieléctrica relativa εr y manteniendo constante la separación de los planos de tierra G, la impedancia se reduce cuando el ancho del conductor central W se aumenta. Este comportamiento se mantiene en la microcinta, la GOCPTA y la GOC. Para un mismo ancho en las tres estructuras, la GOC proporciona impedancias mayores y la microcinta proporciona impedancias menores.

III.3.2 RESULTADOS DE LA CONSTANTE DIELÉCTRICA EFECTIVA

En esta sección se proporcionan los resultados del análisis cuasiestático de la constante dieléctrica efectiva εeff obtenida para la microcinta, la GOC y la GOCPTA, en función de las dimensiones físicas W, S y G, así como también en función del espesor del substrato h. Al final de la sección se muestra una comparación de las diferentes estructuras.

En la figuras (24) y (25) se puede observar el comportamiento de la εeff en función del ancho W del conductor para la GOCPTA y para la GOC respectivamente, donde se puede apreciar que para un valor especifico de W, existe un valor máximo en la constante dieléctrica efectiva de la GOCPTA, mientras que para la GOC cuando se aumenta W, existe un valor mínimo de la εeff.

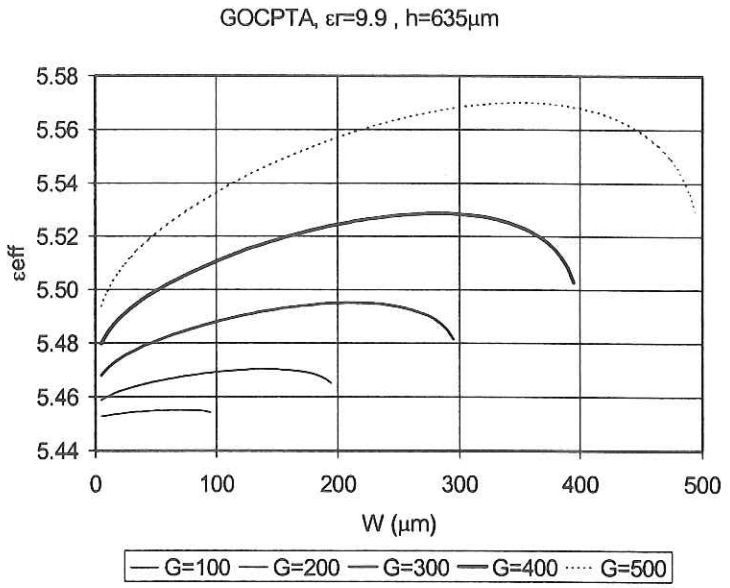


Figura 24. Variaciones de *æff* de la GOCPTA en función de G(μm) y W.

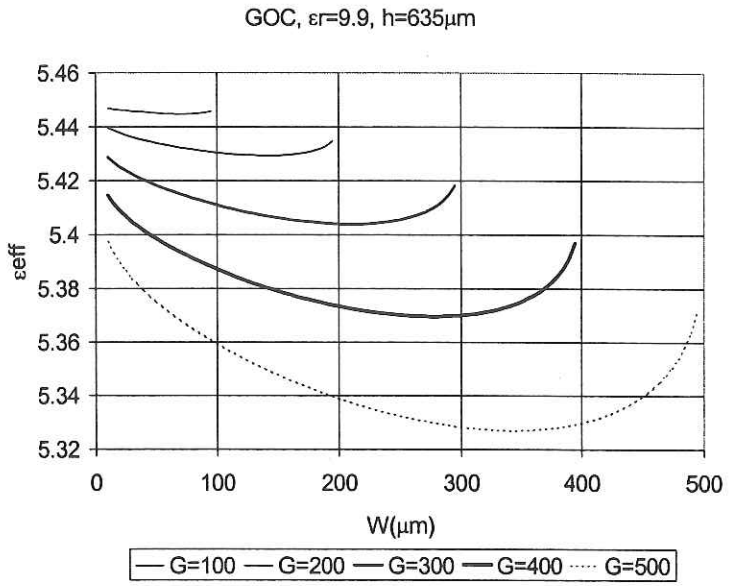


Figura 25. Variaciones de *æff* de la GOC en función de G(μm) y W.

Se puede apreciar además que para la GOCPTA, la *æff* también aumenta, cuando G se incrementa mientras que para la GOC la *æff* disminuye al aumentar G.

En las figuras (26) y (27) se muestran los cambios de *æff* con respecto a la separación S, para la GOCPTA y la GOC respectivamente.

Para la GOCPTA se puede observar que si el valor de S se incrementa, entonces se tendrá un valor máximo de *æff* que cambia dependiendo del valor de G. Un comportamiento similar pero invertido se puede observar para la GOC, en donde se obtiene un valor mínimo de *æff* para un valor específico de S.

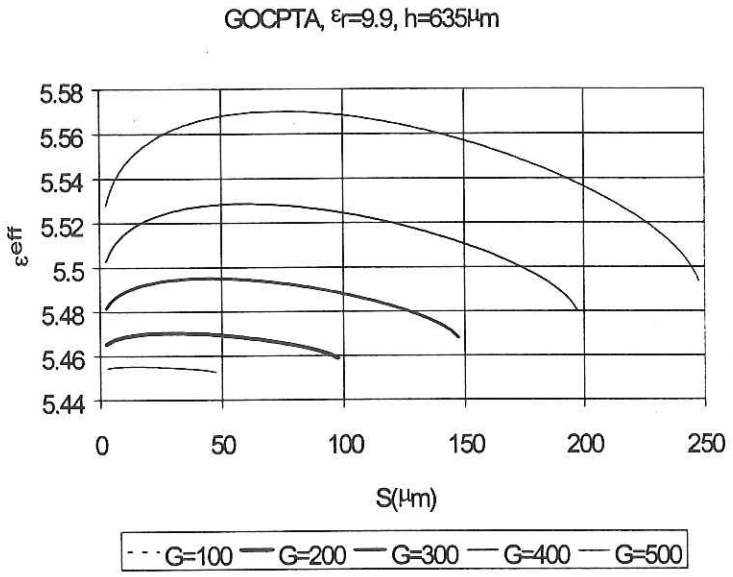


Figura 26. Resultados del análisis de la *æff* de la GOCPTA en función de G(μm) y S.

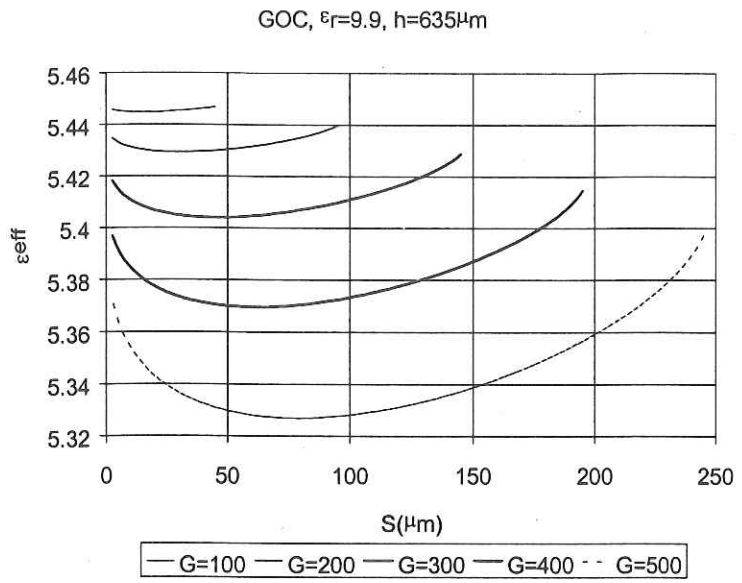


Figura 27. Variaciones de *æff* de la GOC función de G y S

En las figuras (28), (29) y (30), se presenta la variación de la constante dieléctrica efectiva *æff* con respecto al espesor del substrato h, para la microcinta, la GOCPTA y la GOC respectivamente.

En los resultados para la microcinta mostrados en la figura (28) se indica que la *æff* siempre aumenta al incrementar W y que su intervalo de variaciones es entre 5.5<*æff*<8, para el substrato seleccionado (*æ*=9.9, h=635μm). Se puede apreciar que al aumentar el espesor del substrato h la *æff* disminuye y además que para W de valor pequeño la *æff* se hace independiente de h.

En la figura (29), se analiza la dependencia del espesor h en la GOCPTA, observándose un comportamiento diferente a la microcinta, ya que al variar W, esta estructura tiene un valor mayor para la *æff* en la parte intermedia del intervalo de variación

de W. Por otro lado, el comportamiento es similar al de la microcinta decreciendo *æff* en las dos estructuras, cuando se aumenta el espesor del substrato. Los valores de la *æff* para esta estructura varían en el intervalo de 5.2<*æff* <8) para el substrato seleccionado. Se puede observar además que para h>G la *æff* se hace independiente de W. En los resultados de la figura (30) para la GOC se observa un comportamiento diferente al de la microcinta y al de la GOCPTA, ya que al aumentar el espesor del substrato la constante dieléctrica efectiva aumenta. Aunque el intervalo de variación es menor 2.5<*æff* <5.2, esta estructura al igual que la GOCPTA presenta un comportamiento no lineal en la *æff* para valores de h pequeños (h=100μm), tendiendo a la linealidad para valores de h grandes (h>G).

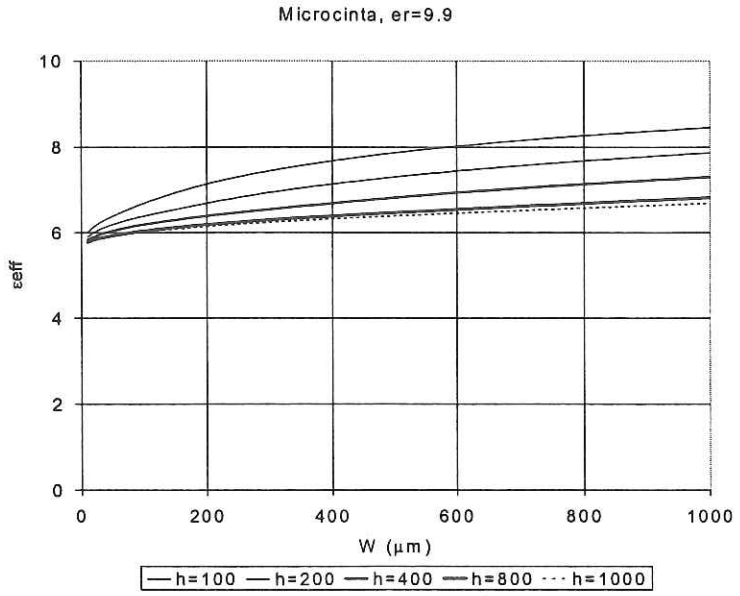


Figura 28. Variaciones de la *æff* para la microcinta en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

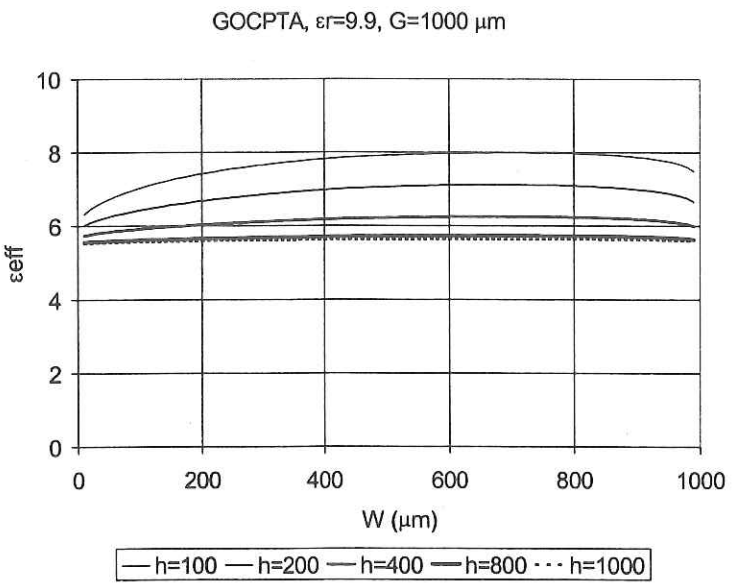


Figura 29. Variaciones de la *æff* para la GOCPTA en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

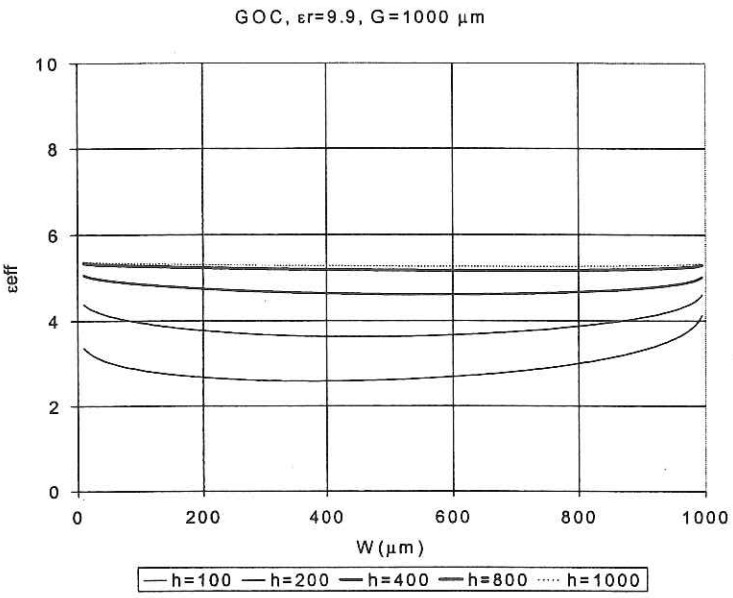


Figura 30. Variaciones de la εeff para la GOC en función de W, para diferentes valores del espesor del substrato h(μm).

En las figuras 31, 32, 33 y 34 se presenta la comparación de la *æff* correspondiente a las tres estructuras bajo estudio con diferentes combinaciones de valores de G y h.

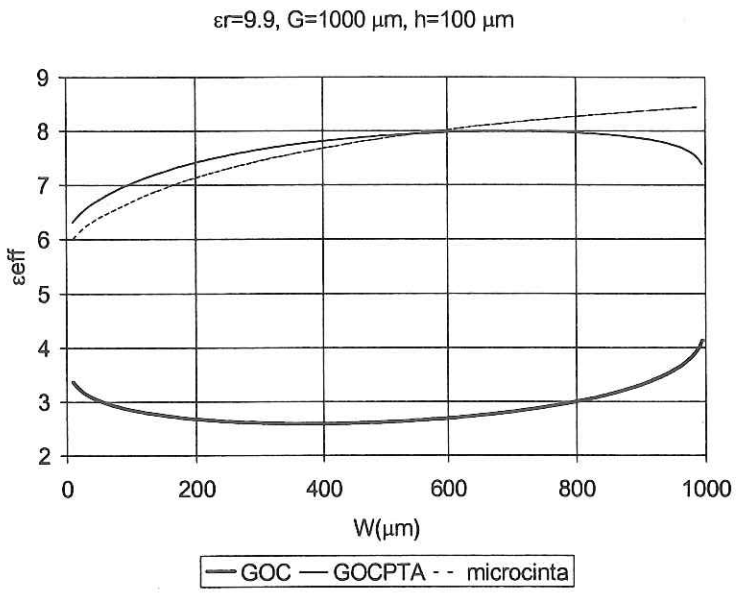


Figura 31. Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=1000μm y h=100μm.

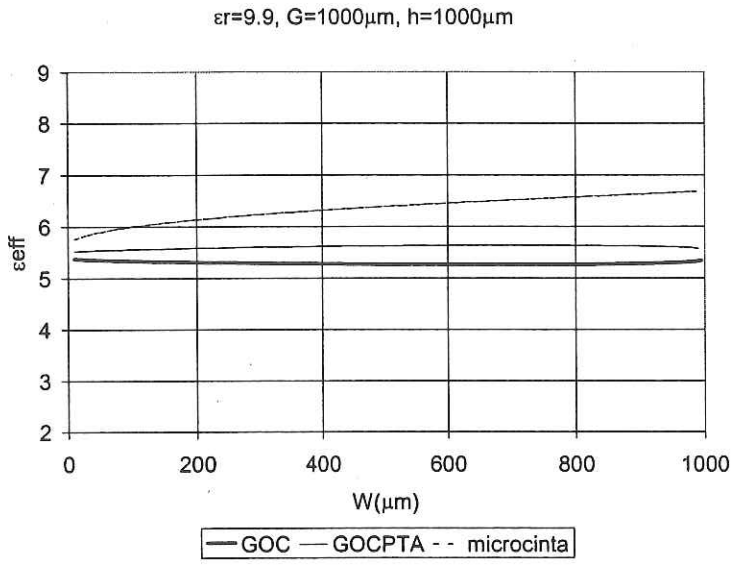


Figura 32. Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=1000μm y h=1000μm.

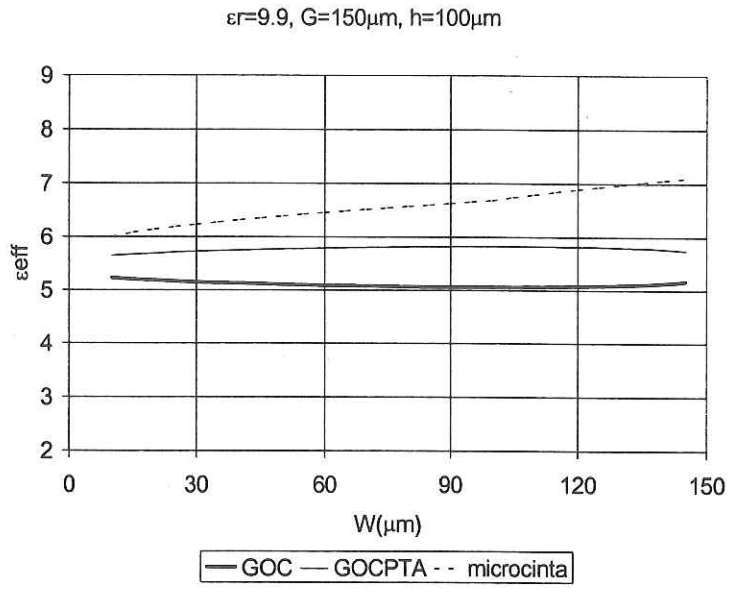


Figura 33. Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=150μm y h=100μm.

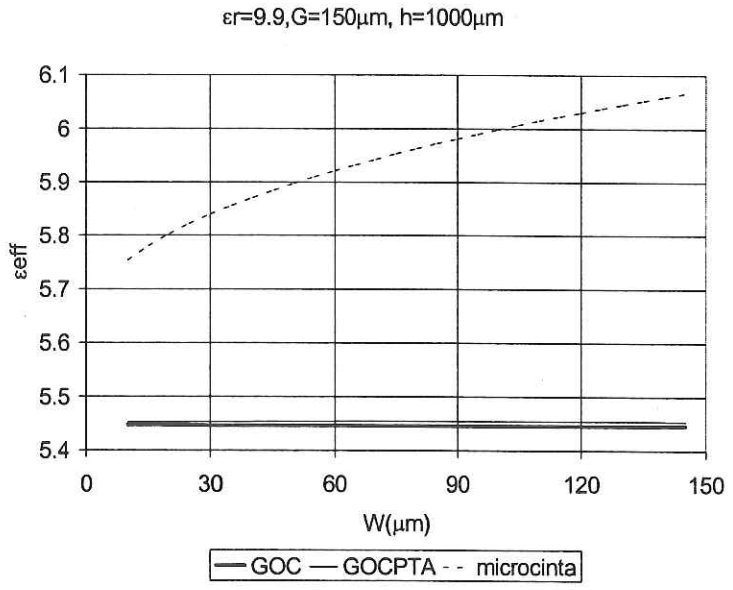


Figura 34. Comparación de *æff* de la GOC, GOCPTA y microcinta, para G=150μm y h=1000μm.

En donde se puede apreciar que la GOCPTA y la microcinta tienen valores de *æff* muy parecidos cuando G es grande (1000 μm) y h es pequeño (100 μm). Para G pequeño (150 μm) y h grande (1000 μm), la GOC y la GOCPTA tienen valores parecidos de la *æff* a diferencia de la *æff* de la microcinta la cual cambia únicamente al variar h ya que no depende de G.

En seguida se analizan los cambios provocados en la *æff* de la microcinta, de la GOCPTA y de la GOC para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa *ær* del substrato. Este estudio se realiza considerando una separación de planos de tierra G constante (G=1000 μm) y manteniendo fijo el espesor del substrato h=100 μm. Los resultados se presentan en las figuras (35), (36) y (37), para la microcinta, la GOCPTA y la GOC respectivamente.

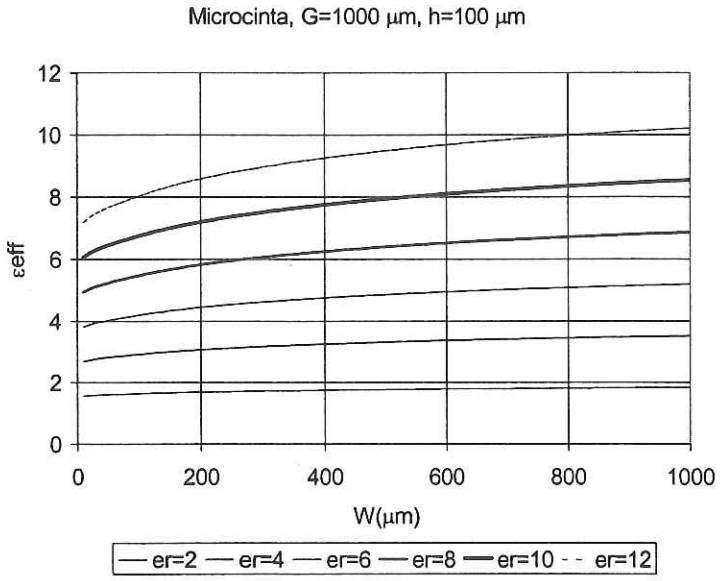


Figura 35. Variaciones en la *æff* de la microcinta en función del ancho del conductor W y para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa *ær*(er).

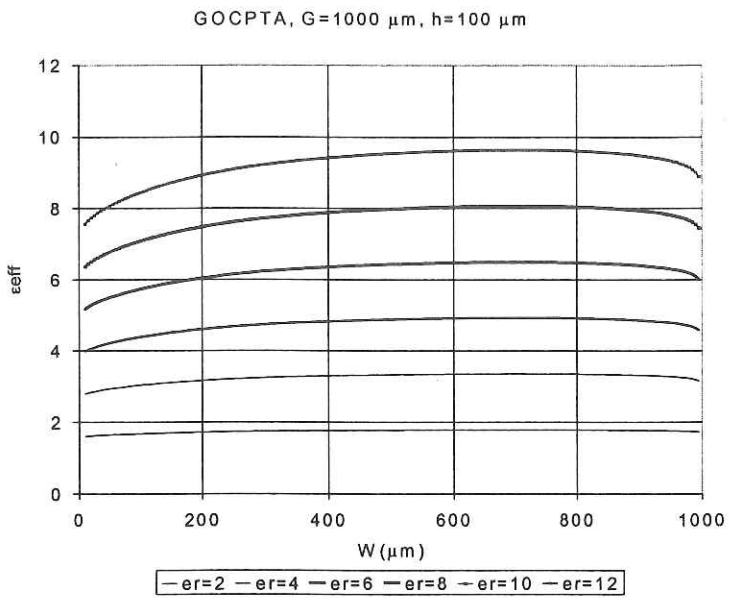


Figura 36. Análisis de la *æff* de la GOCPTA en función de W y *εr* (er).

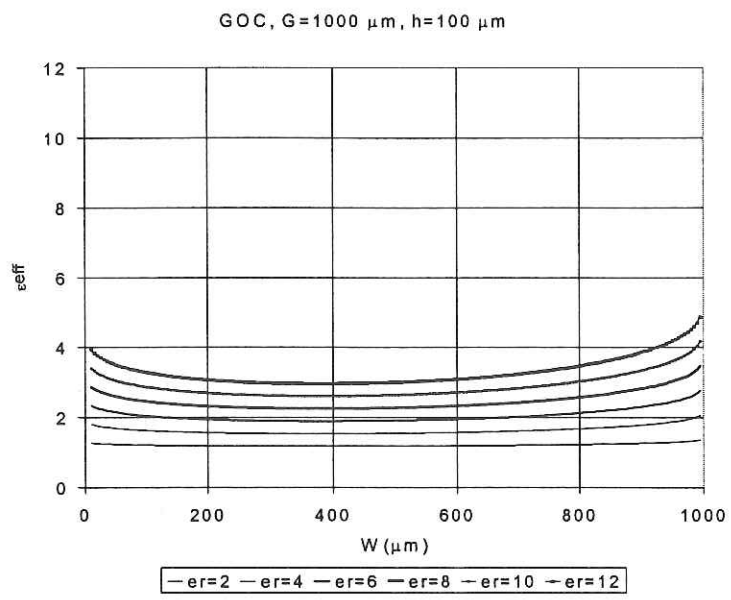


Figura 37. Variaciones en la *æff* de la GOC en función del ancho del conductor W y para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa *εr*(er).

De los resultados se puede observar que al incrementar la constante dieléctrica εr, la εeff aumenta para las tres estructuras. Para la microcinta la constante dieléctrica efectiva tiende a εr cuando se incrementa el ancho del conductor W, mientras que en la GOCPTA, ésta aumenta hasta alcanzar un valor máximo y disminuye para W cercano a G. Se aprecia además que para la GOC, la εeff cambia menos que las otras dos estructuras.

III.4 CONCLUSIONES

En este estudio cuasiestático se demuestra que tan importante es considerar el espesor del substrato h. Por ejemplo, cuando se desean reducir las dimensiones de la GOCPTA para la misma impedancia se debe utilizar un substrato más delgado. Para conseguir la misma impedancia, para la GOC se tendría que utilizar un substrato más grueso. Sin embargo en la GOCPTA se tiene un intervalo de variación en la impedancia mayor que en la GOC cuando h se varía, lo cual representa una ventaja para este tipo de estructura.

La GOCPTA es similar a la GOC cuando el espesor del substrato es más grueso y a la microcinta, cuando el espesor es más delgado.

Las líneas con longitud menor tienen menos pérdidas, por lo que es necesario investigar con cual estructura se obtienen longitudes más cortas para la misma longitud eléctrica. Esto se puede realizar empleando la siguiente relación;

$$L = \frac{\theta}{1.2 f \sqrt{\varepsilon eff}} \tag{23}$$

Si en la ecuación (23) se consideran estructuras con una longitud eléctrica θ de valor fijo, se puede observar que la estructura con un valor mayor de la constante dieléctrica efectiva proporcionará una línea con una longitud menor. En este estudio se han obtenido valores de *æff* grandes para la microcinta y para la GOCPTA y pequeños para la GOC. Por lo tanto las longitudes de las líneas para la GOCPTA son más cortas que en la GOC.

Otro parámetro que se considera de relevancia, es el ancho del conductor central para estructuras como la GOC y la GOCPTA, o bien simplemente el conductor para la microcinta. Debido a que las estructuras presentan mayores pérdidas cuando el conductor es más angosto, en este análisis se ha observado que la GOCPTA y la microcinta presentan un conductor más angosto que en la GOC para un valor de impedancia específico.

En la Tabla (I), se muestra una comparación de la microcinta, la GOC y la GOCPTA para una impedancia de 80 ohms y una separación entre planos G constante (G=1000 μm).

Tabla I. Comparación de la microcinta, la GOC y la GOCPTA, para una impedancia de 80 ohms y una separación de planos G=1000 μm.

Estructura	Longitud	Ancho	Intervalo de variación de *æff*	Intervalo de variación de W(μm)
Microcinta	Corta	Intermedio	$5.5<æff<8.5$	$35<W<300$
GOCPTA	Intermedio	Angosta	$5.2<æff<8$	$35<W<150$
GOC	Larga	Ancha	$2.5<æff<5.2$	$175<W<420$

Se puede observar de la tabla (I) que la microcinta tiene ventajas sobre la GOC y la GOCPTA en cuanto a las pérdidas ya que su longitud resulta más corta. Por otro lado se puede mencionar que la GOCPTA tiene mayores pérdidas que la GOC ya que se tienen

líneas más angostas que en la GOC, sin embargo la longitud de las líneas de la GOCPTA son menores que en la GOC, haciendo que las pérdidas en la GOCPTA sean menores.

IV CARACTERIZACIÓN NUMÉRICA DE LA CONSTANTE DIELÉCTRICA EFECTIVA

IV.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan las diferencias básicas entre los tres principales métodos numéricos para la solución de campos electromagnéticos, Método de Diferencias Finitas (MDF), Método de Momentos (MM) y Método de Elementos Finitos (MEF). Posteriormente se describe de manera detallada el método de elementos finitos, ya que este es el método empleado para resolver la ecuación de onda mediante el programa computacional HFSS. En el análisis electromagnético se obtienen resultados de la impedancia Z y la constante de propagación γ, de donde se obtiene la constante de fase β requerida para calcular la ε_{eff}.

Se analizaron diferentes estructuras de microondas entre las que se encuentran la GOC y la GOCPTA principalmente. Los resultados de este análisis se muestran al final de este capítulo.

IV.2 MÉTODOS NUMÉRICOS PARA LA SOLUCIÓN DE CAMPOS

Como se puede observar en la figura (38), los métodos para analizar estructuras de microondas se basan en técnicas de aproximaciones quasiestáticas y en métodos de análisis electromagnético.

En los métodos de análisis electromagnético se resuelve la ecuación de onda para obtener los campos tanto eléctricos E como magnéticos H y con ellos calcular los parámetros de la estructura. Estos métodos permiten realizar un análisis de onda completa ya que se consideran las componentes longitudinales de los campos y como consecuencia se determina el efecto de dispersión.

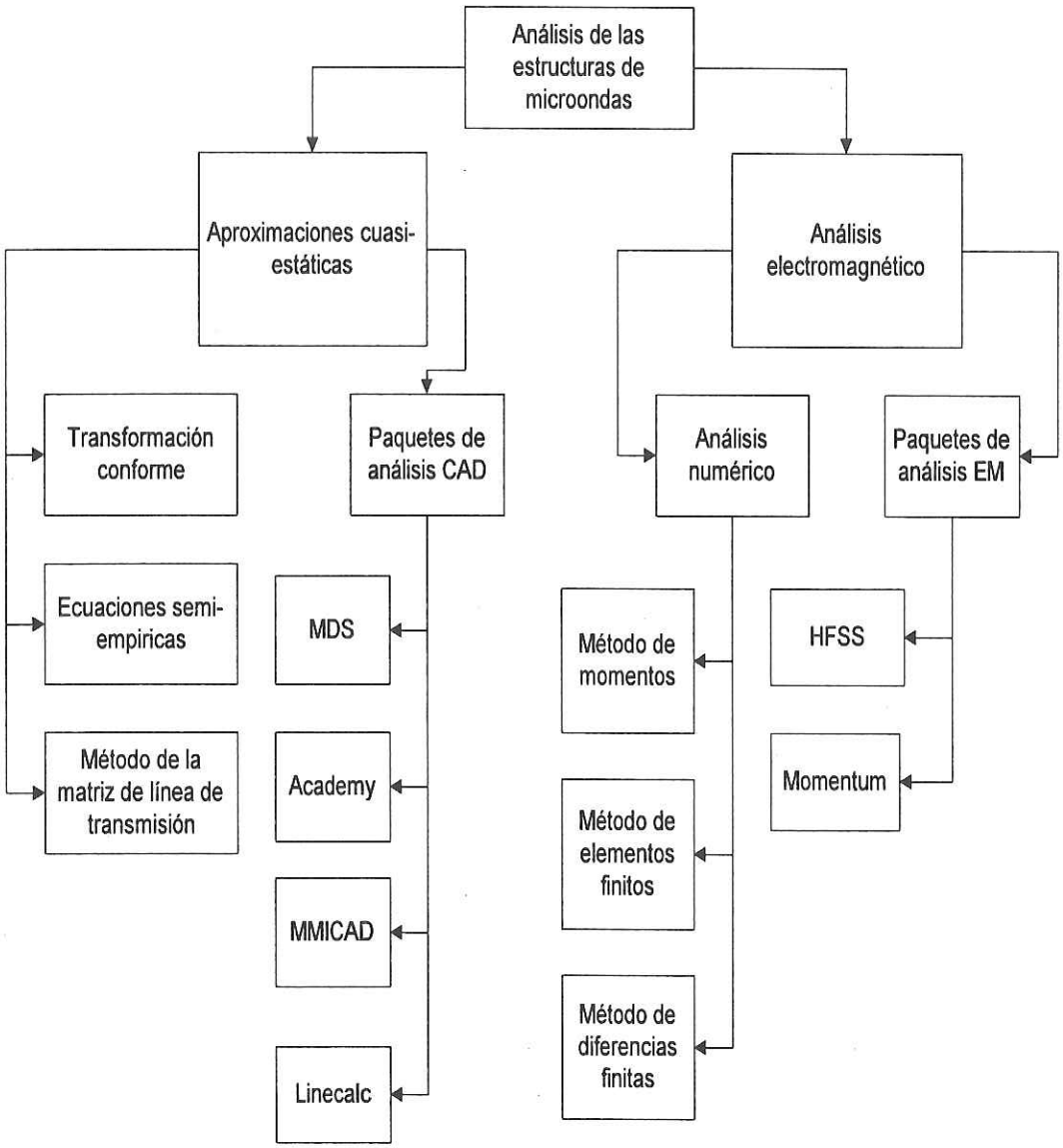


Figura 38. Métodos de análisis de circuitos de microondas

Las estructuras planares tales como la GOC y sus diferentes modificaciones no soportan el modo TEM puro en el cual sus componentes longitudinales son iguales a cero. En baja frecuencia su modo de propagación se aproxima al modo TEM (Quasi-TEM). Sin embargo a frecuencias de microondas los campos se modifican requiriéndose realizar un estudio electromagnético.

En bajas frecuencias es suficiente analizar la sección transversal de la estructura en dos dimensiones. Sin embargo para el análisis en altas frecuencias se requiere considerar las componentes longitudinales y analizar la estructura en tres dimensiones.

En los métodos de aproximaciones quasiestáticas el modo de propagación de la estructura es Quasi-TEM, en el cual no se consideran las componentes longitudinales y es válido estrictamente a frecuencia cero.

En este trabajo, se utilizan las técnicas de análisis electromagnético, empleando particularmente el método de elementos finitos disponible en el paquete de simulación electromagnética llamado HFSS (High Frequency Structure Simulator) [anón, 1994]

IV.2.1 COMPARACIÓN ENTRE LOS DIFERENTES MÉTODOS NUMÉRICOS

No existe un método autosuficiente para resolver todos los problemas de campos posibles en el área de microondas, requiriéndose de varios métodos en donde cada uno tiene ciertas ventajas y desventajas con respecto a un problema especifico. Por ejemplo; los métodos en el dominio de la frecuencia basados en ecuaciones diferenciales, son apropiados para la solución de problemas no lineales y no homogéneos, pero son menos

apropiados para modelar problemas de frontera abierta. Los métodos que utilizan integrales como el método de momentos se adapta por su naturaleza a regiones de campos lejanas [Itoh, *et al.*, 1996]. Sin embargo, este método es muy difícil de implementar en problemas no homogéneos.

Los diferentes métodos numéricos tienen intrínsecamente distintas necesidades de discretización del problema. Generalmente los métodos basados en ecuaciones integrales requieren discretizar en celdas únicamente la región activa para formar la malla, por ejemplo conductores o dieléctricos. Por otro lado, los métodos basados en ecuaciones diferenciales requieren también discretizar en celdas el espacio libre. Para discretizar regiones activas generalmente se utiliza un generador automático de celdas o mallas.

Los métodos de Diferencias Finitas MDF, Elementos Finitos MEF, y el método de Momentos MM son métodos numéricos que transforman una ecuación diferencial o integral a una matricial empleando diferentes esquemas de discretización y se han desarrollado de manera independiente.

El método de momentos es muy importante en electromagnetismo, dada la naturaleza de la onda electromagnética que se expande en todo el espacio, como la radiación en una región abierta, la cual se puede reducir a un dominio finito por medio de ecuaciones integrales.

En un espacio n-dimensional hay una correspondencia uno a uno entre un operador y una matriz. El método de Momentos directo es un método de Momentos generalizado que formula un problema en una matriz específica, la cual se resuelve posteriormente a través de un método iterativo o directo de solución de matrices. Como este método termina en un número predeterminado de pasos, se le llama método directo. Mientras que el método

indirecto o MM iterativo en general no esta asociado con una matriz en particular y es un proceso iterativo que termina después de un número indeterminado de pasos [Harrington, 1993].

El método de diferencias finitas es el método más antiguo y menos análitico para transformar una ecuación diferencial en un sistema de ecuaciones algebraicas. La región de interés es dividida en nodos localizados en una rejilla de dos o tres dimensiones. Debido a la simplicidad del algoritmo requerido, el método tiene gran versatilidad. Sin embargo, este requiere un gran número de nodos en la malla y por consiguiente un almacenamiento de memoria grande con una eficiencia numérica baja. Otro inconveniente es la dificultad de ajustar curvas acotadas con una malla rectangular [Sorrentino Roberto, 1989].

En la tabla II, se muestran las diferencias y necesidades principales de cada uno de los métodos antes mencionados;

Tabla II. Diferencias de los principales métodos de análisis electromagnético

Método	Clase	Interior	Exterior
Método de Diferencias Finitas(MDF)	Diferencial normalmente en el dominio del tiempo, sin inversión de matriz	Apropiado para geometrías ortogonales	Requiere condiciones de frontera, de absorción y de radiación
Método de Momentos (MM)	Integral en el dominio de la frecuencia, matriz muy densa	Apropiado para materiales lineales homogéneos	Apropiado
Método de Elementos Finitos (MEF)	Diferencial normalmente en el dominio de la frecuencia, matriz no densa.	Apropiado para materiales no lineales y no homogéneos	Requiere condiciones de frontera, de absorción y de radiación

Debido a que en este trabajo se utiliza el programa HFSS [Anón, 1994] basado en el método de elementos finitos, a continuación se describe dicho método.

IV.3 MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS

La mayoría de los fenómenos físicos electromagnéticos, pueden describirse con ayuda de leyes físicas que se traducen en ecuaciones diferenciales, integrales o algebráicas. Aún cuando la deducción de estas ecuaciones no sea difícil, encontrar soluciones, vía métodos exactos, presenta diversas complejidades. En estos casos, los métodos de aproximación representan la mejor alternativa para encontrar soluciones aproximadas. Entre los métodos más comúnmente empleados se encuentra el método de elementos finitos.

El propósito de esta sección es ilustrar el método de elementos finitos; el método de elementos finitos transforma una ecuación diferencial (en este caso la ecuación de onda) a un sistema de ecuaciones lineales. La aplicación del método de elementos finitos a estructuras de microondas y en particular a la GOCPTA, se basa en el diagrama a bloques de la figura 39 [Medina Monroy, 1994].

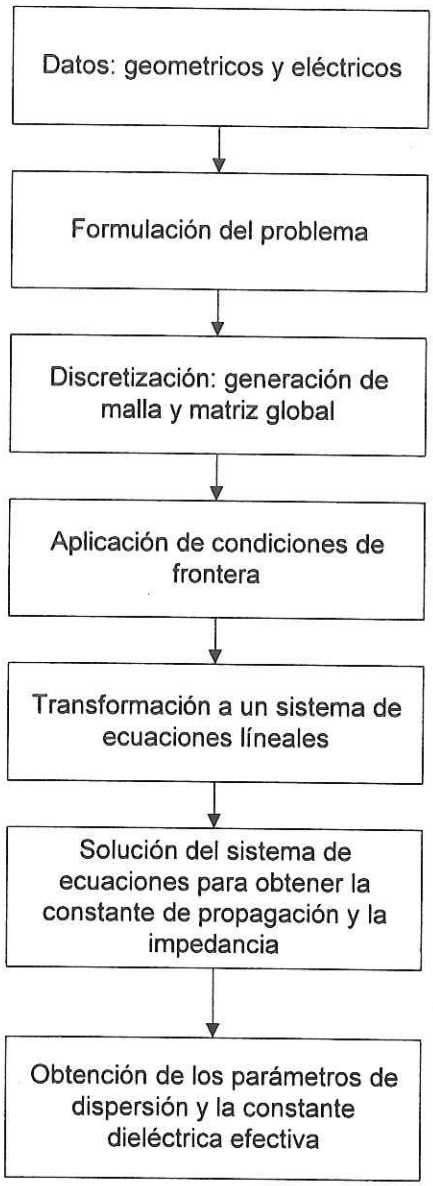


Figura 39. Método de elementos finitos.

En primer término, se proporcionan los datos eléctricos y geométricos de la estructura de la GOCPTA, mostrados en la figura 40.

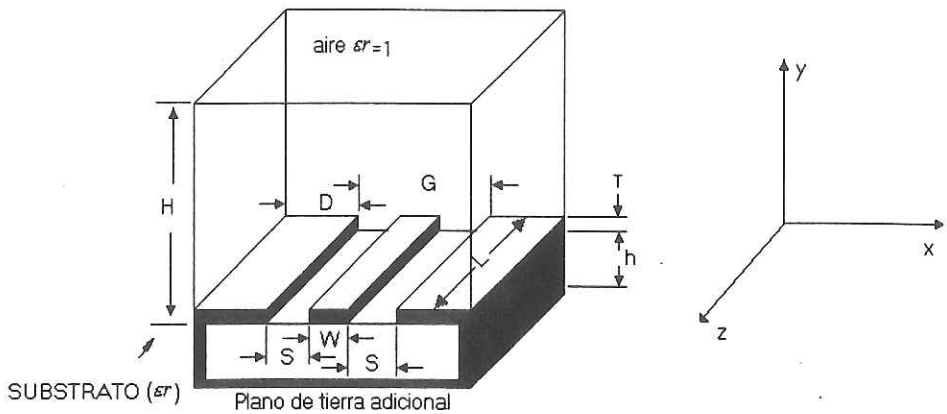


Figura 40. Datos eléctricos y geométricos de la GOCPTA

Posteriormente se formula el problema en donde se plantea la ecuación de onda que es de la forma [Anón, 1994]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times E(x,y,z) \right) - k_0^2 \varepsilon_r E(x,y,z) = 0 \qquad (24)$$

donde $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$

Esta ecuación se resuelve para realizar un estudio riguroso de onda completa o bien para un análisis cuasiestático [Medina Monroy, 1994]. En el estudio de onda completa se consideran las componentes longitudinales para analizar a la estructura en tres dimensiones, mientras que en el cuasiestático se desprecian, resultando un problema bidimensional.

Para resolver la ecuación de onda (24), se efectúa una discretización de la estructura con el propósito de generar la malla y obtener la matriz global. En la figura 41 a) se muestra la manera en que se realiza la discretización de la GOCPTA, que consiste en

emplear cientos o miles de elementos individuales finitos (tetraedros) de 4 nodos o estructuras de 6 nodos(roof top) como los que se muestran en la figura 41 b), los cuales en este caso son la forma más simple de subdividir una región volumétrica.

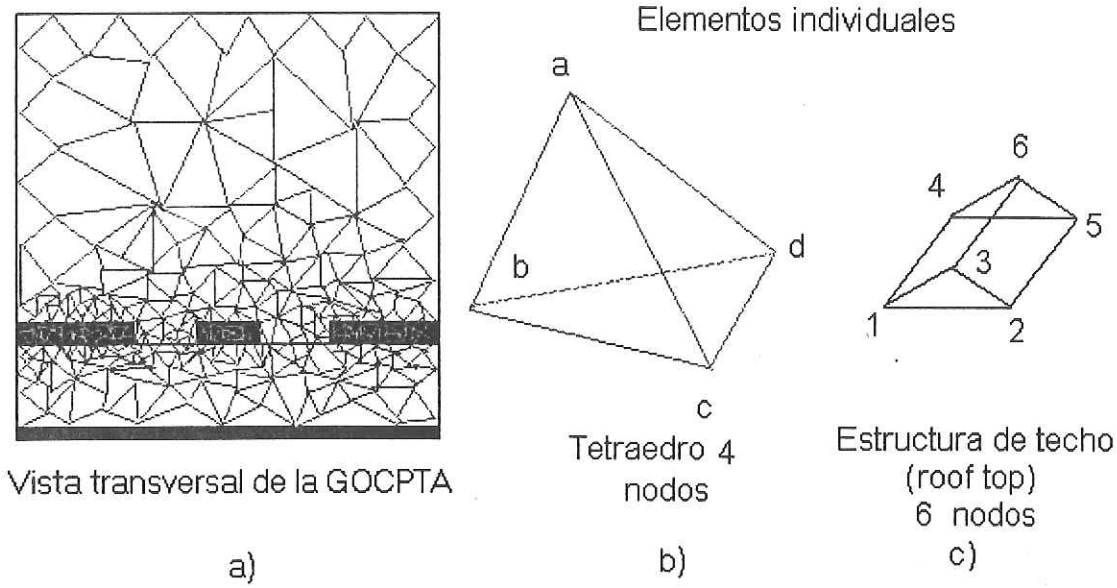


Figura 41. Forma de discretizar a la estructura de la GOCPTA

Para resolver la ecuación de onda numéricamente, en cada uno de los nodos se tiene que calcular el vector de campo eléctrico **E**(x,y,z), en donde Ex, Ey y Ez son sus diferentes componentes.

Para discretizar una estructura existen varias formas de hacerlo, se pueden emplear elementos como los que se muestran en la figura 42 a) [Silvester, 1969], el cual es un elemento finito general de alto orden. Weeb, *et al.,* (1983) proponen otro elemento

tridimensional polinomial triangular de alto orden, el cual se puede apreciar en la figura 42 b)

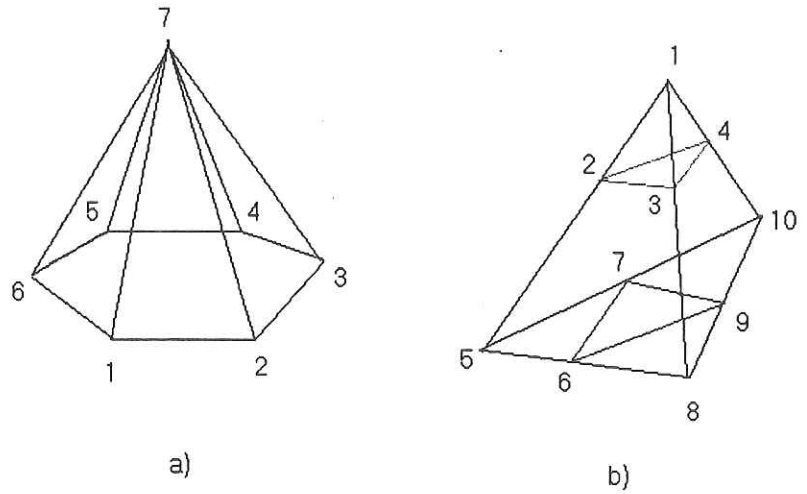


figura 42. Elementos finitos de alto orden

En un elemento triangular básico de dos dimensiones, el número de variables por determinar es n^2, en donde n es el número de nodos. En tres dimensiones se requieren determinar $3n^3$ variables. Esto implica que si n=3 para dos dimensiones, el total de las variables sería 9. Considerando el elemento básico de cuatro nodos (n=4) en tres dimensiones se tendrán 192 variables. Se puede observar en este ejemplo que para un elemento en tres dimensiones, los recursos de cómputo y de memoria son mas grandes que para el elemento en dos dimensiones. En este punto es importante mencionar que la cantidad de variables por determinar es tan solo para un elemento. Tomando en cuenta el número de elementos en toda la estructura, la cantidad de recursos de cómputo para un sistema en tres dimensiones crece excesivamente [Silvester; Ferrari, 1983]. El aumento tan

grande se debe a que se consideran cantidades vectoriales. En el caso de calcular únicamente valores escalares, como por ejemplo los campos electrostáticos, entonces las variables por determinar en el sistema se reducen. Es decir que para 2 dimensiones serían únicamente 3 variables y para 3 dimensiones serían 4 variables. En aplicaciones reportadas en la literatura, en dos dimensiones se resuelve la ecuación de Laplace o de Poison [Silvester; Ferrari 1983], mientras que en tres dimensiones se resuelve la ecuación de Helmholtz o la ecuación de onda [Arlett *et al.*, 1968].

Existe un compromiso entre el tamaño de la malla, el nivel de precisión deseado y la cantidad de recursos de cómputo disponibles.

La precisión de la solución depende del número de elementos empleados en la discretización. Entre más elementos se utilicen, se podrá lograr mejor precisión a expensas de un incremento en el tiempo de cómputo. Por un lado, la precisión de la solución depende de que tan pequeño es el elemento que se emplea para discretizar la estructura (tetraedro). Las soluciones que se basan en una malla que contiene miles de elementos, es mas precisa que una solución en mallas con discretizaciones pobres las cuales emplean pocos elementos. Para generar una descripción precisa de los campos electromagnéticos, cada tetraedro debe de ocupar una región suficientemente pequeña para que el campo sea interpolado adecuadamente de los valores en los nodos. Por otro lado, para generar una solución de campos es necesario calcular la inversa de una matriz con un número de elementos tan grande como el número de nodos de todos los tetraedros del sistema. Para discretizaciones con un gran número de elementos se requiere de mucho poder de cómputo y de memoria para obtener la inversa de la matriz.

Para producir una discretización adecuada, en los programas de cómputo comerciales se emplea un proceso iterativo en el cual la malla se refina automáticamente en regiones críticas. Primero se genera una malla con pocos elementos y posteriormente se refina la malla en regiones con mayor error para obtener una nueva solución [anón, 1994]. Cuando los parámetros de dispersión convergen a un intervalo deseado, el sistema termina el proceso iterativo.

El programa computacional HFSS impone condiciones de frontera a todas las superficies expuestas en los bordes de la región discretizada, la cual incluye todas las superficies externas y todas las superficies expuestas al vacio dentro de la estructura.

Las condiciones de frontera soportadas por el HFSS son un campo eléctrico E perfecto y campo magnético H perfecto, las cuales corresponden a las condiciones de frontera de Dirichlet y Neumann respectivamente.

Por defecto el campo eléctrico se asume normal a todas las superficies expuestas al fondo o caja, en la cual la estructura esta rodeada por paredes conductoras perfectas. Esto se conoce como una frontera con campo eléctrico E perfecto. La solución final del campo debe de cumplir la condición de frontera impuesta por medio de la caja. En la cual el componente tangencial del campo eléctrico se hace cero en las fronteras del campo E perfecto.

Además es posible asignar una frontera E perfecta a superficies dentro de la estructura. Empleando fronteras E, de esta forma permite a los usuarios modelar superficies conductoras perfectas.

Las superficies de todos los objetos que han sido definidas para ser materiales conductores perfectos, son automáticamente asignados para ser fronteras perfectas E [Anón, 1994].

Por ejemplo para la solución de la ecuación de Helmholtz, para ondas H, la ecuación debe de satisfacer las condiciones de frontera de Neumann que $\frac{d\phi}{dn} = 0$, y para ondas E la condición de frontera de Dirichlet que $\phi = 0$.

Para resolver la ecuación de onda, primero se transforma a una forma matricial. Para realizar este proceso se aplican técnicas de cálculo variacional. Se define un funcional el cual debe de cumplir que el campo eléctrico E o magnético H para el cual se esta resolviendo la ecuación de onda, deben de minimizar al funcional. Posteriormente se aplican las condiciones de frontera mencionadas anteriormente.

Para seguir con el proceso de transformación de la ecuación diferencial en una ecuación matricial se proponen las variables E asociadas a cada nodo de un elemento finito dentro de la estructura previamente discretizada. El valor del campo E total en un elemento es determinado de los valores del campo eléctrico E en los nodos, por lo tanto se necesita resolver E en cada nodo del elemento finito. Para obtener esta solución se propone en cada nodo un funcional el cual debe de ser minimizado por E en el nodo correspondiente, finalmente se obtiene el funcional que minimiza el campo E en el elemento finito.

Para calcular E en toda la estructura, se propone el funcional de un elemento finito como una contribución a un total del campo E, el cual sería la suma de los funcionales correspondientes a cada elemento. Por lo tanto se obtiene un funcional en términos de todos los elementos finitos que contiene la estructura.

Finalmente se busca una función que minimice el funcional de tal estructura y se resuelve esta matriz, en la cual sus dimensiones están en función del número de elementos finitos y el número de nodos de cada elemento [Sorrentino Roberto, 1989].

Una vez conocido el campo E, se calcula la constante de propagación y finalmente se obtienen los parámetros S y la impedancia.

El proceso de análisis de las estructuras de microondas empleando el programa de análisis electromagnético HFSS, permite determinar la constante de propagación γ, la impedancia Z y los parámetros de dispersión S. De la constante de propagación γ, se obtiene la constante de fase β y finalmente se calcula la constante dieléctrica efectiva mediante la siguiente expresión [Medina Monroy, 1994];

$$æff = \left[\frac{c\beta}{2\pi f}\right]^2 \tag{25}$$

Los resultados de la impedancia se obtienen directamente y con estos dos valores (Z y *æff*), se determinan los parámetros S mediante las siguientes relaciones [Medina Monroy, 1993];

$$S11 = \frac{\left(Z_m^2 - Z_0^2\right) senh(\gamma L)}{2Z_0 Z_m Cosh(\gamma L) + senh(\gamma L)} \tag{26}$$

$$S12 = \frac{2Z_0 Z_m}{2Z_0 Z_m Cosh(\gamma L) + \left(Z_m^2 + Z_0^2\right) senh(\gamma L)} \tag{27}$$

y puesto que las estructuras son simétricas y recíprocas S22=S11 y S21=S12.

IV.4 RESULTADOS DEL ANÁLISIS DE ONDA COMPLETA

El análisis electromagnético de onda completa se realizó mediante el paquete de software HFSS (High Frequency Structure Simulator). La metodología que se emplea para efectuar este análisis se describe en el apéndice A.

Como se mencionó en el capítulo II, existen varios tipos de estructuras que se derivan de la GOC, el objetivo principal de este trabajo es analizar la GOCPTA, sin embargo fue necesario realizar un estudio para determinar la forma correcta en la cual el HFSS analiza estas estructuras. Se determinó la forma adecuada de realizar el estudio de las diferentes estructuras derivadas de la GOC y sus respectivas modificaciones mostradas en la figura 43.

En esta sección se analiza la GOCPTA para determinar el efecto de dispersión en la *æff* en función de la frecuencia, para distintas impedancias (40, 50 y 60 ohms), así como también en función de los parámetros geométricos G y h. Por otro lado se analizan los modos de propagación híbridos de mayor orden en función de h y G.

El análisis de onda completa para la GOCPTA se realiza tomando en cuenta los siguientes parámetros; εr=9.9, h=635 μm, t=4 μm, ya que estos son los valores del substrato dieléctrico que se emplearán en la caracterización experimental.

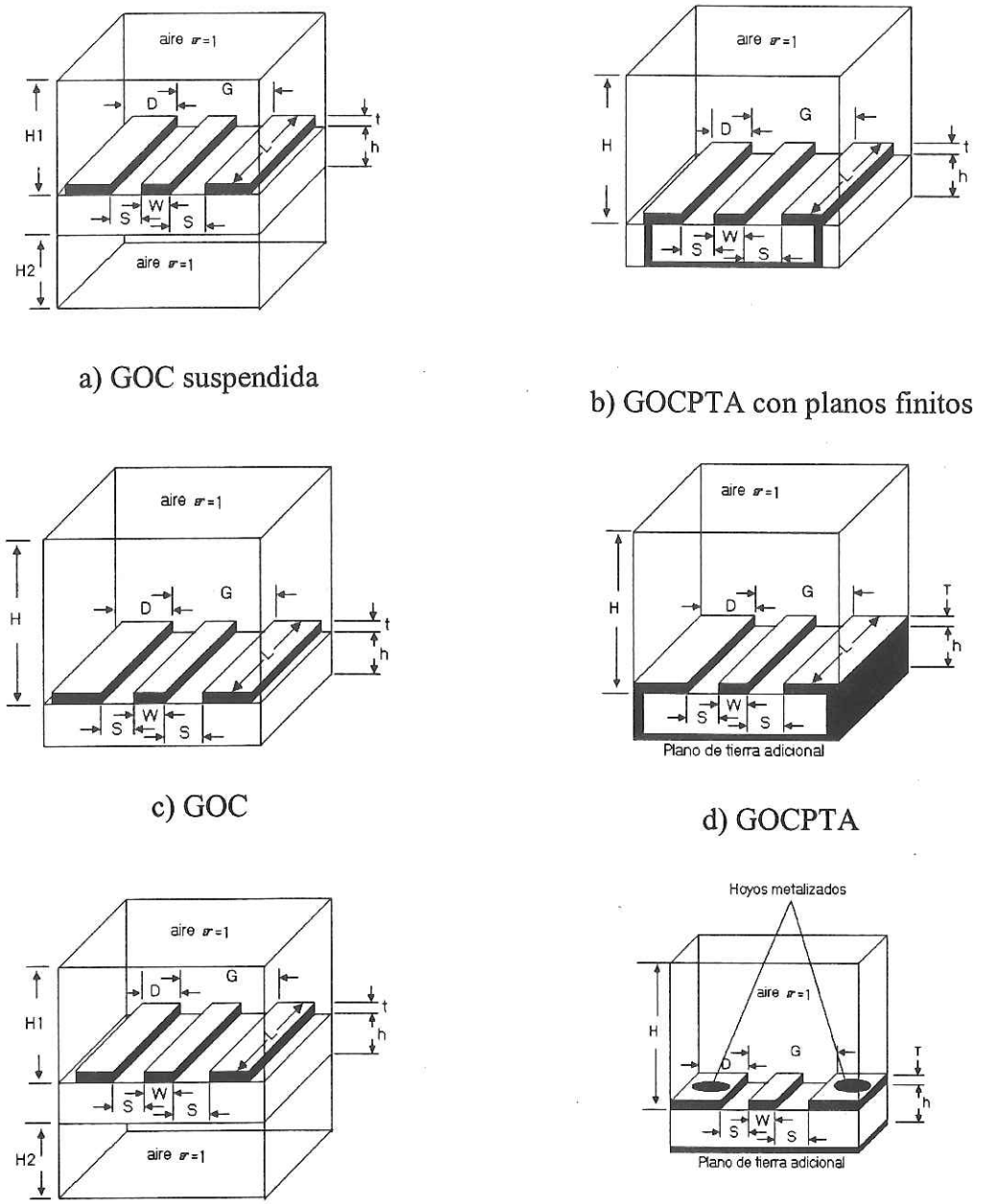


Figura 43. Diferentes alternativas para analizar a la GOC y la GOCPTA en el HFSS.

En primer lugar se estudia el comportamiento de la *æff* para la GOCPTA en función de la frecuencia y para distintos valores de impedancias; 40, 50 y 60 ohms. En la figura 44 se muestra la estructura de la GOCPTA que se introduce al simulador y en la tabla (III) se muestran los parámetros eléctricos y geométricos de la GOCPTA empleados en el análisis. Se puede observar en la figura 44, que los planos de tierra coplanares se conectan al plano adicional mediante el recinto metálico (caja).

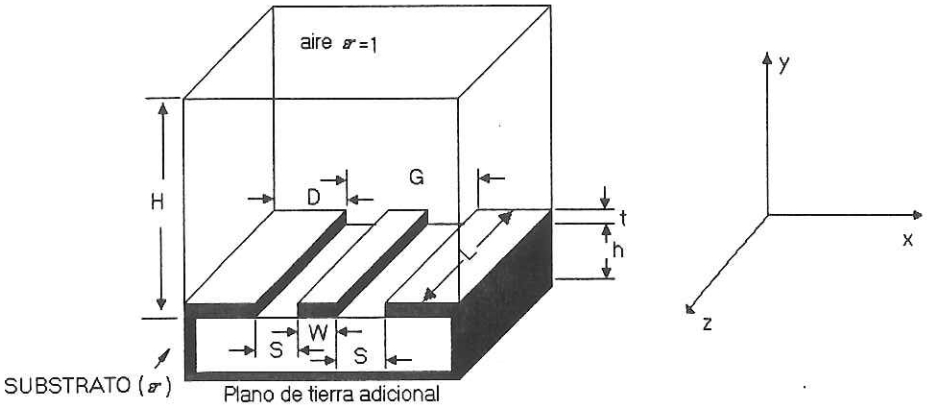


Figura 44. GOCPTA simulada en el programa HFSS

Tabla III. Parámetros geométricos y eléctricos de la GOCPTA

t(μm)	4	H(μm)	9365
h(μm)	635	40 ohms	W=178.5,S=35.7
εr	9.9	50 ohms	W=132, S=59
G(μm)	250	60 ohms	W=93.3,S=78.35
D(μm)	1000		

En la figura 45, se muestran los resultados de la *æff*, para las impedancias de 40, 50 y 60 ohms. Se puede observar de la figura que no existe un cambio significativo en la constante dieléctrica efectiva para diferentes impedancias en la GOCPTA.

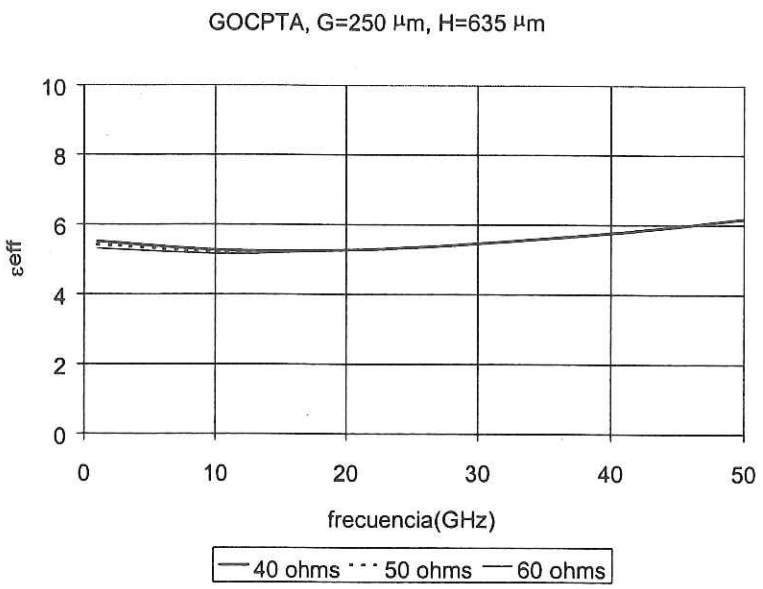


Figura 45. Comportamiento de la *æff* de la GOCPTA obtenida mediante HFSS para diferentes impedancias.

A continuación se analiza el efecto de la separación de los planos coplanares de la GOCPTA en la constante dieléctrica efectiva, para separaciones entre planos coplanares de; G=500 μm y G=250 μm. Los parámetros geométricos y eléctricos utilizados se muestran en la tabla IV.

Tabla IV. Parámetros eléctricos y geométricos de las GOCPTAs en función de G

t(μm)	4	H(μm)	9365
h(μm)	635	G=250 μm	W=132, S=59
εr	9.9	G=500 μm	W=263.9, S=118.05
D(μm)	1000		

En la figura 46 se puede observar la *æff* de la GOCPTA en función de G calculada con el programa HFSS.

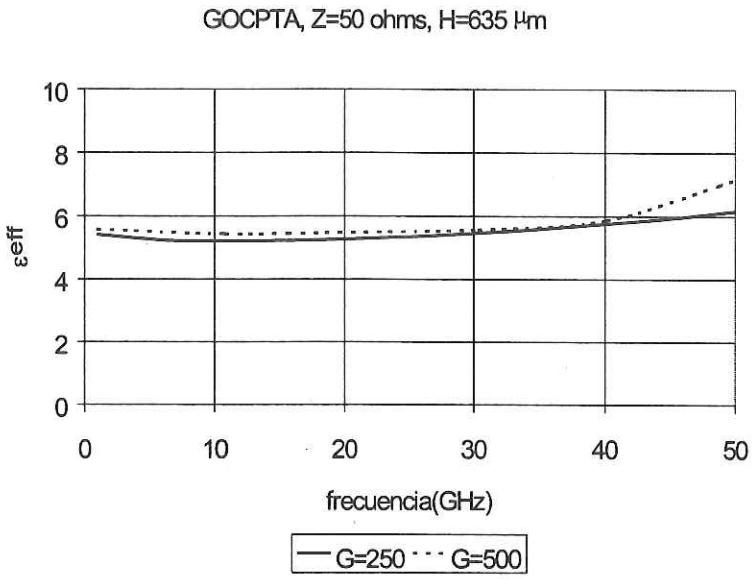


Figura 46. Comportamiento de la *æff* de la GOCPTA en función de G calculada con el programa HFSS.

Se puede observar en la figura (46) que a partir de los 40 GHz, la estructura con G=500 μm, comienza a presentar mayor dispersión y un cambio en la *æff* de 1.5, a diferencia de la estructura con G=250 μm, para la cual la *æff* es prácticamente constante en todo el intervalo de análisis y un cambio de aproximadamente 0.5.

Con la finalidad de apreciar los cambios en la *æff* de la GOCPTA producidos por una variación en el espesor del substrato h, se realizó este estudio considerando varios espesores del substrato con valores típicos (h=127, h=254 y h=635 μm). En la figura (47) se presentan los resultados de la *æff* considerando las dimensiones mostradas en la tabla IV a excepción del espesor del substrato que toma los tres valores mencionados anteriormente.

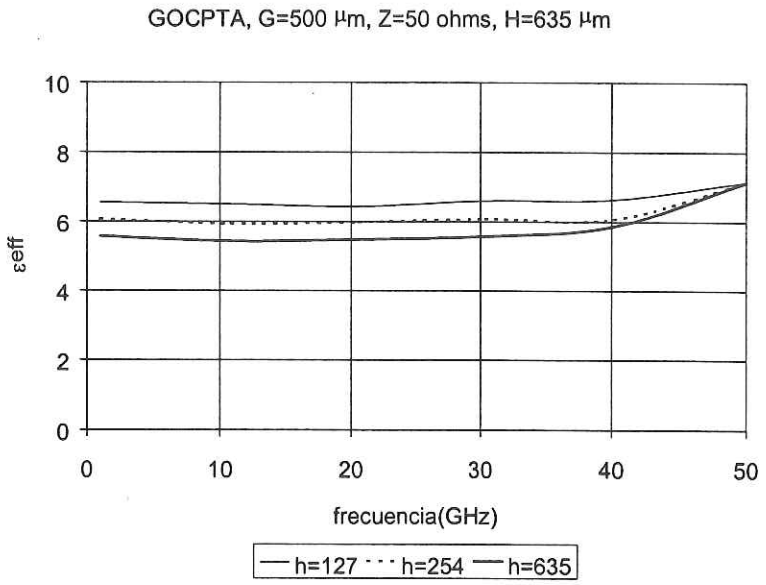


Figura 47. Comportamiento de la *æff* de la GOCPTA en función de h calculada con el programa HFSS.

Los resultados mostrados en la figura (47), correspondientes a la constante dieléctrica efectiva de la GOCPTA para los diferentes espesores del dieléctrico, son muy interesantes a frecuencias mayores a 45 GHz, donde la constante dieléctrica toma el mismo valor para los tres diferentes valores de espesor del substrato. Esto indica que si se trabaja a frecuencias mayores a los 45 GHz ya no es importante el espesor del substrato. En frecuencias bajas se presenta un cambio en la constante dieléctrica efectiva con una

variación de 5.5 a 6.5 aproximadamente, concordando con los resultados del análisis cuasiestático presentado en el capítulo III, en donde se mostró que al aumentar el espesor del substrato la constante dieléctrica efectiva disminuye.

En los resultados anteriores únicamente se ha considerado el modo de propagación dominante. El modo de propagación en la GOCPTA se aproxima al Quasi-TEM en bajas frecuencias. Sin embargo entre mayor sea la frecuencia de operación aplicada en la GOCPTA, las componentes longitudinales de los campos se vuelven significativas ($Ez \neq 0$, $Hz \neq 0$), provocando modos híbridos de propagación de alto orden EHm ó HEm, donde m representa el orden, el cual puede ser un número infinito. Por lo tanto es importante realizar estudios de la GOCPTA para obtener los modos híbridos de propagación de mayor orden y para observar el efecto que provocan, en la constante dieléctrica efectiva.

A continuación se analiza el efecto en la constante dieléctrica efectiva de los primeros cuatro modos de propagación; el modo de propagación dominante y los tres primeros modos de propagación híbridos de la GOCPATA con un espesor h=635μm del substrato dieléctrico. Los resultados del análisis se muestran en las figuras (48), respectivamente para Z=50 ohms y G=500 μm.

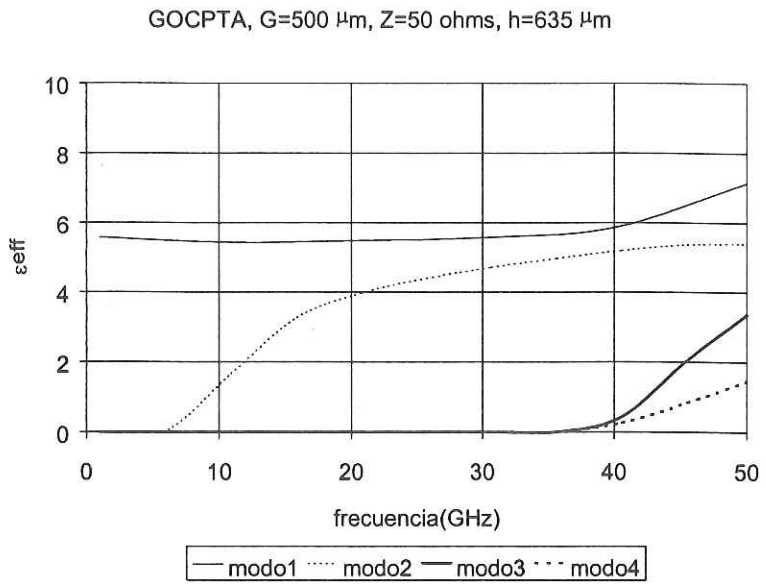


Figura 48. Modos híbridos en la *æff* de la GOCPTA para un espesor de substrato h=635 μm.

Se puede apreciar en la figuras (48) que el segundo modo se presenta a los 7 GHz y los modos tercero y cuarto se presentan a los 40 GHz, el segundo modo de propagación en el intervalo de frecuencias de 35 a 40 GHz se encuentra más cerca del modo dominante, sin embargo nunca toma valores mayores. Cave notar que se realizó un análisis variando el espesor del substrato dieléctrico en donde se observo que al disminuir el espesor del substrato los modos híbridos de propagación se desplazan a frecuencias más altas, además se encontró que la *æff* tiene un valor mayor a bajas frecuencias en la guía con substrato más delgado. Para el modo dominante de propagación se determino que el cambio en la *æff* es menos pronunciado cuando el espesor del substrato es menor.

En seguida, con el fin de comparar con los resultados obtenidos para la GOCPTA, se analiza la constante dieléctrica efectiva para el modo dominante y los primeros tres

modos híbridos de la GOC la cual se encuentra suspendida como se muestra en la figura (49) y que tiene los siguientes parámetros Z=50 ohms, G=500 μm y h=635 μm, H1=5h y H2=5h.

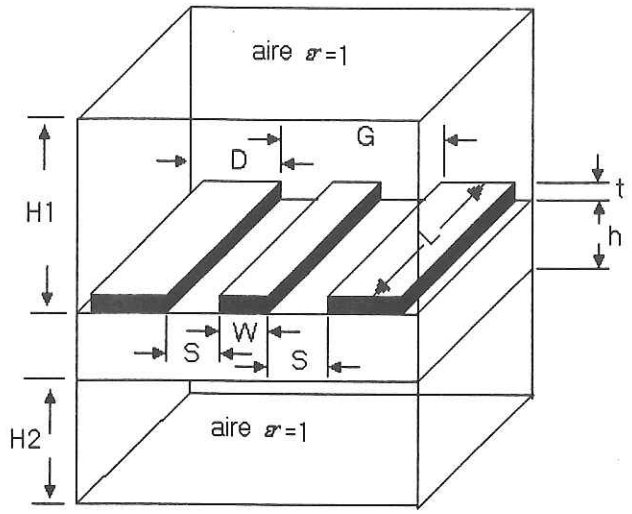


Figura 49. Estructura empleada para el análisis de la GOC

En la figura 50, se presentan los primeros cuatro modos de propagación de la GOC, en donde se puede observar que los modos de propagación segundo y tercero se acoplan en el intervalo de frecuencias de 20 a 25 GHz.

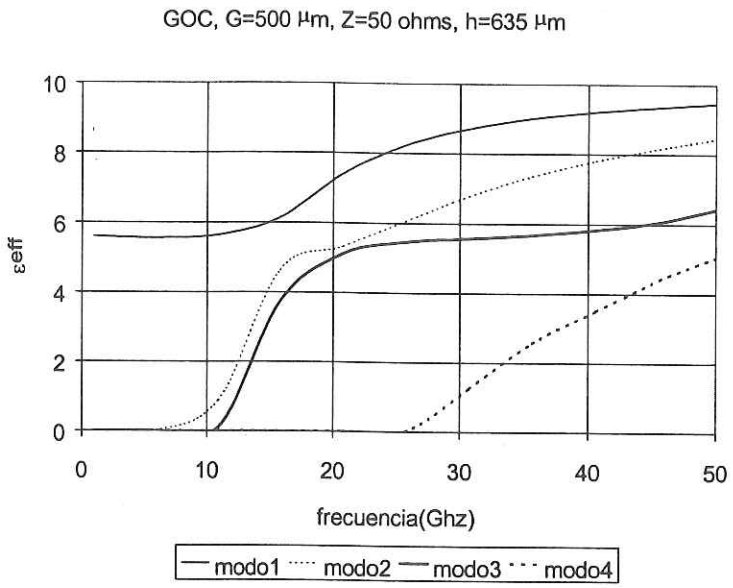


Figura 50. Modos híbridos en la *æff* de la GOC.

Comparando los resultados de la *æff* para los primeros cuatro modos híbridos de propagación de la GOCPTA (figura 48) con los de la GOC (figura 50), en primer término se analizan los modos de propagación dominantes de las dos estructuras, donde se observa que para la GOC existe un cambio muy fuerte en la *æff* en el intervalo de 15 a 25 GHz. Por otro lado el cambio en la *æff* del modo dominante de la GOCPTA es menor y ocurre a partir de 45 y aumentando hasta 50 GHz. Los modelos de software para CAD que se emplean para diseñar circuitos de altas frecuencias, no consideran el efecto de la dispersión como es el caso del programa MDS y el programa MMICAD, ya que los modelos existentes en estos paquetes de software se basan en ecuaciones semiempíricas obtenidas mediante un análisis cuasiestático. En el momento que comienza a existir un cambio significativo en la *æff*, el modelo ya no es válido y por lo tanto el circuito diseñado ya no

funcionaría adecuadamente. Es importante recalcar en este punto que en la *æff* del modo dominante de la GOCPTA a partir de los 40 GHz, ya no existe cambio. El diseño sería mas funcional a estas frecuencias siempre que se considere el valor adecuado de la *æff* para la frecuencia que se está diseñando. Otro dato interesante que se debe de recalcar aquí, es que debido a que la GOCPTA no presenta cambio en su *æff* del modo dominante con respecto al valor de bajas frecuencias, los modelos cuasiestáticos de los paquetes de software comerciales son válidos en un intervalo bastante amplio aproximadamente hasta los 40 GHz, lo cual representa una ventaja para este tipo de estructura.

Con respecto a los modos híbridos de propagación de mayor orden, se puede observar que para la GOC (Figura 50), los modos híbridos segundo y tercero están muy cerca del modo de propagación dominante alrededor de 18GHz, lo cual puede ocasionar problemas ya que en algunos puntos de frecuencia estos modos se vuelven dominantes lo cual provoca que el diseño no funcione adecuadamente. Por otro lado en la GOCPTA se da el mismo fenómeno pero ocurre a mayores frecuencias (aproximadamente a los 45 GHz), lo cual representa una ventaja para este tipo de estructura, por el intervalo de frecuencia de sus modelos.

Se realizó además un estudio del efecto en la constante dieléctrica efectiva de la GOCPTA en función de la separación de los planos coplanares G. Las separaciones que se consideran son; G=100, G=250 y G=500 μm, para una impedancia Z=50 ohms y un espesor del substrato dieléctrico h=635 μm.

De donde se determinó que cuando G es pequeño los modos de propagación híbridos se recorren a más altas frecuencias y el cambio de *æff* disminuye provocando menor dispersión.

Tanto G como h provocan un desplazamiento de los modos híbridos hacia frecuencias mayores cuando sus dimensiones disminuyen, lo cual es deseable. Sin embargo la separación entre planos de tierra G provoca un mayor efecto que el espesor del substrato h.

IV. 5 CONCLUSIONES

Se presentaron los resultados de la constante dieléctrica efectiva de la GOCPTA para el modo de propagación dominante en función de la impedancia, del espesor del substrato h y de la separación de los planos de tierra G. Además se presentaron los resultados de la *æff* de la GOCPTA para los primeros tres modos híbridos.

Se concluye que no existe cambio en la constante dieléctrica efectiva en función de la impedancia. Sin embargo la dispersión aumenta al incrementar la separación entre los planos de tierra G y el espesor del substrato h.

Para la GOCPTA, la constante dieléctrica efectiva aumenta en bajas frecuencias cuando se disminuye el espesor del substrato h, mientras que a frecuencias mayores a 45 GHz no se aprecia ningún cambio en la *æff* cuando se varía el espesor del substrato h.

En este estudio, se ha observado en la *æff* una dependencia de los modos híbridos de propagación para las dos estructuras en función de los parámetros geométricos G y h, en

donde se observa que si sus valores son pequeños, las frecuencias de corte de los modos de propagación se desplazan a más altas frecuencias y el cambio en la *æff* del modo de propagación dominante es menor ocurriendo éste a más altas frecuencias.

V CARACTERIZACION EXPERIMENTAL DE LA GOCPTA

V.1 INTRODUCCIÓN

Con el propósito de efectuar la caracterización experimental de la GOCPTA, en primer término se presenta la metodología empleada para la construcción de los circuitos de altas frecuencias. En seguida se describe la metodología utilizada para la caracterización de los circuitos realizados en tecnología coplanar en altas frecuencias. Con el propósito de analizar el efecto en la dispersión en la constante dieléctrica efectiva *æff*, en este capítulo se describen los diferentes métodos experimentales para la caracterización de la *æff* de la GOPCTA: el método directo, el método de dos líneas, el método de tres líneas y el método del par de líneas resonantes.

Para determinar el efecto de dispersión en la *æff* de la GOCPTA, se construyen líneas con impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms que se utilizarán en los métodos antes mencionados, siguiendo la metodología que se presenta a continuación. Por último se presentan resultados de la caracterización de la *æff* de la GOCPTA en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz, obtenidos mediante los métodos de caracterización experimental.

V.2 METODOLOGIA DE CONSTRUCCION

Para llevar a cabo la caracterización experimental de la dispersión mediante los diferentes métodos experimentales, que serán presentados posteriormente en este capítulo,

es necesario construir primero las guías de acuerdo a las necesidades de cada uno de los métodos. Para tal efecto, es necesario seguir una metodología fotolitográfica de construcción [Pérez Hernandez, 1998], en la cual primero se obtiene la mascarilla a escala, comúnmente de 40:1. Posteriormente, siguiendo la metodología de grabado de circuitos de alta frecuencia [Pérez Hernandez, 1998] se obtienen las diferentes guías a construir.

La etapa de construcción consiste básicamente en un proceso fotolitográfico, que a su vez consta de varios subprocesos mostrados en la figura 51.

Figura 51. Subprocesos de la etapa de construcción de circuitos de alta frecuencia.

Para la obtención de la mascarilla de las líneas que se utilizaron en la caracterización experimental con los métodos directo, de dos líneas y multilíneas, se utilizó una escala de 40:1, mientras que para los resonadores se empleó una escala de 20:1. El problema que se presenta cuando las líneas son demasiado largas, como es el caso de los resonadores, es que se imprime en varios acetatos y al unirlos no existe continuidad, ya que al imprimirlos, con el calor de la impresora se expanden de manera no uniforme, por lo que fue necesario reducir la escala a 20:1 e imprimirlos en un solo acetato.

En la figura (52), se muestra el procedimiento de fabricación de los circuitos utilizados en este trabajo de tesis.

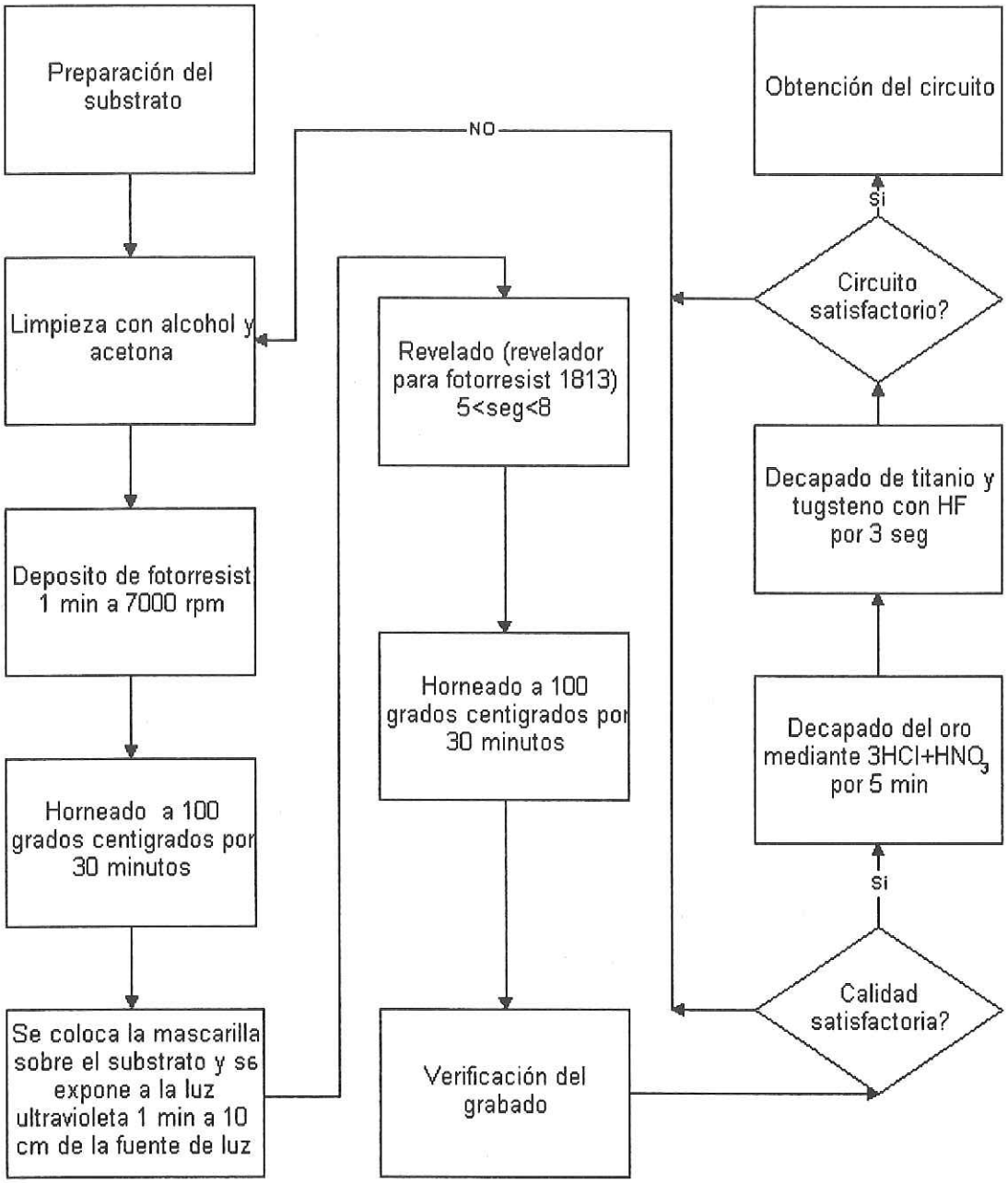


Figura 52. Grabado del circuito de microondas

A continuación se presentan los errores obtenidos en la fabricación de las diferentes estructuras de microondas, para llevar a cabo la caracterización experimental de la constante dieléctrica efectiva. En primer lugar en la tabla (V), se presentan las diferencias entre las dimensiones propuestas (diseñadas) y las obtenidas (construidas) de las estructuras que se utilizaron para los métodos; directo, de dos líneas y de tres líneas.

TABLA V. Diferencias en las dimensiones propuestas y las obtenidas en las líneas que se utilizaron para los métodos; directo, de dos líneas y de tres líneas.

40 ohms		50 ohms	
Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)	Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)
S=35.7	S=31	S=59	S=57
W=178.5	W=181	W=132	W=134
G=250	G=251	G=250	G=249
L_1=1000	L_1=1000	L_1=1000	L_1=1000
L_2=1200	L_2=1227	L_2=1200	L_2=1221
L_3=1400	L_3=1427	L_3=1400	L_3=1425
L_4=1600	L_4=1629	L_4=1600	L_4=1629
60 ohms		70 ohms	
Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)	Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)
S=78.35	S=79	S=92.7	S=93
W=93.3	W=92	W=64.7	W=67
G=250	G=250	G=250	G=250
L_1=1000	L_1=1000	L_1=1000	L_1=1011
L_2=1200	L_2=1230	L_2=1200	L_2=1221
L_3=1400	L_3=1434	L_3=1400	L_3=1419
L_4=1600	L_4=1636	L_4=1600	L_3=1629

En la fabricación de la líneas se obtuvo un error máximo en la longitud de las líneas de 34 μm, en la separación de los planos fue de 4.7 μm y en el ancho del conductor fue de 2.5 μm

Se construyeron varios juegos de líneas coplanares para emplearse en los métodos: directo, de dos líneas y de tres líneas. Cada juego de líneas coplanares consta de 4 líneas con diferentes longitudes pero para los mismos valores de G y de impedancia Z. En la tabla V se muestran las variaciones en las dimensiones de las líneas de dichos juegos.

TABLA VI. Variaciones en las dimensiones para las líneas de la misma impedancia que se utilizaron para los métodos; directo, de dos líneas y de tres líneas.

40 ohms	50 ohms	60 ohms	70 ohms
S±1 μm	S±1 μm	S±1 μm	S±1 μm
W±5 μmv	W±1 μm	W±1 μm	W±1 μm
G±3 μm	G±1 μm	G±1 μm	G±1 μm

En la tabla VII se presentan las diferencias de las dimensiones propuestas y las obtenidas de los resonadores con G=500 μm, empleados en el método del par de líneas resonantes. Las longitudes se determinaron para que la primera frecuencia de resonancia del resonador largo ocurra a 5.5 GHz y la del resonador corto a 11 GHz

Las variaciones mínima y máxima entre las dimensiones obtenidas y las propuestas son para S (24.5 y 3.3),para W(38 y 16) y para la longitud (64.24 y 51.5).

Cabe mencionar que se construyeron 4 resonadores con las mismas dimensiones en cada placa, los cuales corresponden a un juego de resonadores para los mismos valores de S, W y para la misma longitud. Las variaciones en las dimensiones con respecto a las otras líneas del mismo G e impedancia, para los resonadores empleados en el método del par de líneas resonantes, se muestran en la tabla VIII.

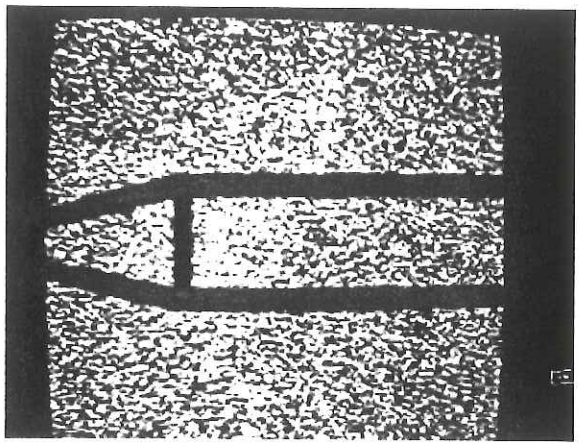
TABLA VII. Diferencias en las dimensiones propuestas y las obtenidas para los pares de resonadores con G=500 μm

40 ohms		50 ohms	
Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)	Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)
S=71.5	S=96	S=118.05	S=139
W=357	W=319	W=263.9	W=238
G=500	G=511	G=500	G=516
L_1=5500	5488.94	L_1=5500	L_1=5514.34
L_2=11000	11056.62	L_2=11000	L_2=11051.54
60 ohms		70 ohms	
Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)	Dimensiones propuestas (μm)	Dimensiones obtenidas (μm)
S=156.7	S=160	S=185.5	S=198
W=186.6	W=159	W=129	W=113
G=500	G=499	G=500	G=509
L_1=5500	L_1=5534.66	L_1=5500	L_1=5496.56
L_2=11000	L_2=11066.78	L_2=11000	L_2=11064.24

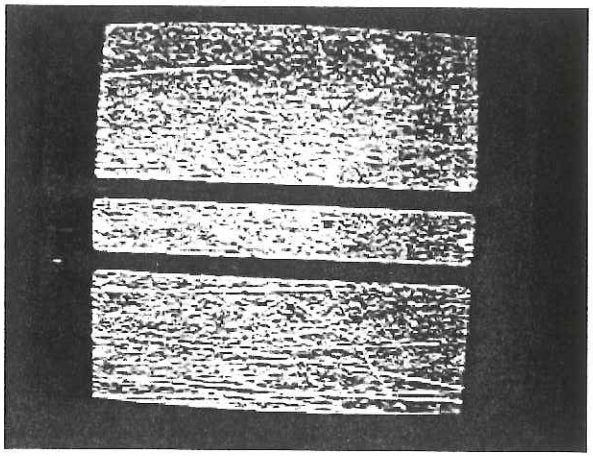
TABLA VIII. Variaciones en las dimensiones para las líneas de la misma impedancia que se utilizaron para el de par de líneas resonantes, con G=500 μm.

40 ohms	50 ohms	60 ohms	70 ohms
S±3 μm	S±4 μm	S±3 μm	S±4 μm
W±2 μm	W±5 μm	W±2 μm	W±3 μm
G±3 μm	G±3 μm	G±4 μm	G±4 μm

A continuación en la figura 53 se presentan fotografías de los circuitos construidos, empleando las técnicas de grabado de circuitos de alta frecuencia, mediante el diagrama de flujo de la figura 52, se construyeron utilizando las instalaciones del laboratorio de altas frecuencias del CICESE.



a) Resonador con un G=500 μm



b) Guía con un G= 250 μm

figura 53. Fotografías de los circuitos construidos

V.3 METODOLOGIA DE CARACTERIZACION

Los circuitos que emplean tecnología coplanar se caracterizan mediante el analizador de redes vectorial HP8510C [Anón, 1991] calibrado empleando la técnica LRM y la estación de pruebas de tecnología coplanar SUMMIT 9000 de CASCADE

MICROTECH [Anon, 1992]. La configuración del equipo de medición se muestra en la figura 54.

Existen básicamente dos tipos de mediciones en el proceso de caracterización de los parámetros de dispersión S de las guías de onda; las mediciones en transmisión y las mediciones en reflexión mostradas en la figura 55. En el modo de transmisión se miden los parámetros S21 y S12. Mientras que en el modo de reflexión se miden los parámetros S_{11} y S_{22}.

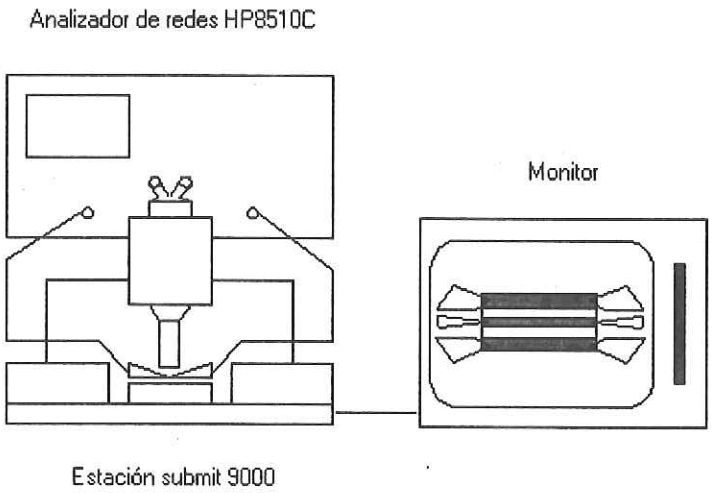


Figura 54. Sistema de Caracterización

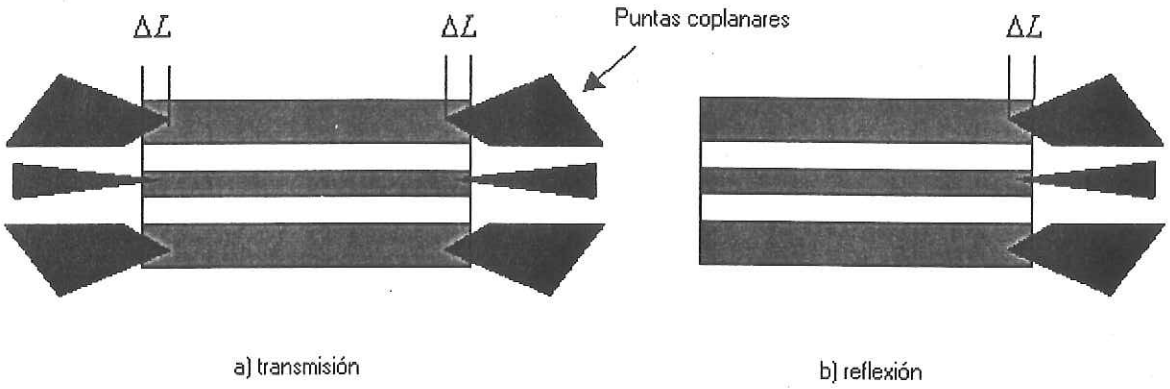


Figura 55. Mediciones en transmisión y en reflexión

Como se puede observar en la figura 55, existe un desplazamiento ΔL de las puntas coplanares cuando éstas se conectan a la guía de onda coplanar con el propósito de medir los parámetros S. Este desplazamiento tiene que considerarse cuando en los cálculos se emplea la longitud de la línea, ya que la longitud efectiva se reduce por el efecto del desplazamiento de ambas puntas de aproximadamente 25 μm cada una, traduciéndose en errores. Este problema se abordará cuando se describan los diferentes métodos experimentales.

V.4 METODOS EXPERIMENTALES

Los métodos que se emplean en este trabajo de tesis para determinar el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia *æff*(f) son;

el método directo, el método de dos líneas, el método de tres líneas y el método de dos líneas resonantes, descritos en las secciones siguientes.

En cada uno de los métodos se utilizan dos tipos de estructuras como se muestra en la figura 56.

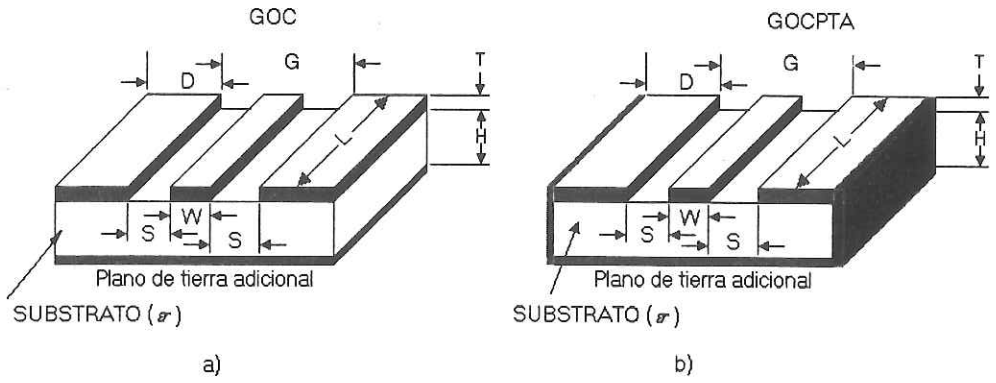


Figura 56. Estructuras empleadas en la caracterización experimental a) GOC, b) GOCPTA

Como se mencionó en el capítulo II, la GOC presenta problemas de fuga de potencia debido a los modos de propagación de placas paralelas y de la microcinta, ya que el plano de tierra no esta conectado físicamente con los planos coplanares. Es por eso que se utilizó la estructura de la GOCPTA en la cual el plano de tierra adicional esta interconectado con los planos de tierra laterales (figura 56. b)) eliminando estos problemas. Para construir este tipo de estructuras se empleó el procedimiento descrito en la sección V.2 que corresponde a la fabricación de circuitos impresos de alta frecuencia. Posteriormente se realizó un corte a la altura del plano D=4G, y finalmente se metalizaron los lados con epoxy conductivo, con el fin de interconectar los planos de tierra coplanares con el plano de tierra adicional.

En las secciones siguientes se presentan los métodos empleados para obtener el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva *æff* de la GOCPTA en el intervalo de 1 a 50 GHz.

V.4.1 MÉTODO DIRECTO

Este es el método más sencillo de aplicar, ya que únicamente requiere de la información de fase de una sola línea como la mostrada en la figura (57). Esto es bastante atractivo, debido a que los otros métodos de caracterización experimental necesitan de la construcción de por lo menos dos líneas, lo que implica un alto consumo de tiempo y costo.

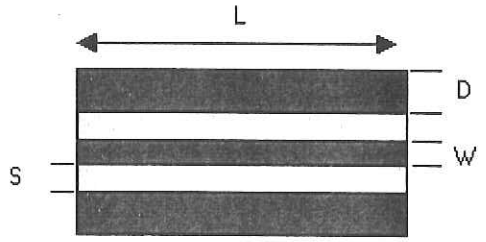


Figura 57. Línea empleada en el método directo

Para desarrollar este método únicamente se requiere medir la fase del parámetro de transmisión ( ) y la longitud de la líneas L para posteriormente aplicar la ecuación (28) para obtener la *æff*:

(28)

Donde para transmisión θ corresponde al ángulo del parámetro y esta dado en grados, L en (mm) y f en (GHz.)

Mediante esta relación se obtiene directamente la constante dieléctrica efectiva a partir de la fase θ del parámetro ó , o bien se toma la fase de los parámetros o y se divide entre dos ya que la longitud eléctrica de los parámetros de reflexión es el doble de la de los parámetros de transmisión. Aunque esto se podrá hacer únicamente si se considera que solo existe un modo de propagación a través de la guía. De lo contrario los efectos se sumarían y la fase, aunque se divida entre dos, presentará dos veces este fenómeno de los modos extras de propagación, como se mostrará en la sección de resultados experimentales.

V.4.1.1 RESULTADOS PARA LA GOC CON EL METODO DIRECTO

Para llevar a cabo la medición de la *æff*, se construyeron cuatro estructuras GOC de diferentes longitudes, para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms, como se muestra en la tabla IX.

Tabla IX. Dimensiones de las GOC

40 ohms		50 ohms		60 ohms		70 ohms	
S=31μm W=181μm G=251μm		S=57μm W=134μm G=249μm		S=79μm W=92μm G=250μm		S=93μm W=67μm G=250μm	
L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000
L_2 (μm)	1227	L_2 (μm)	1221	L_2 (μm)	1230	L_2 (μm)	1221
L_3 (μm)	1427	L_3 (μm)	1425	L_3 (μm)	1434	L_3 (μm)	1419
L_4 (μm)	1629	L_4 (μm)	1629	L_4 (μm)	1636	L_4 (μm)	1622

Como se mencionó anteriormente, en este método únicamente se requiere la lectura de fase del parámetro .

Para el cálculo de la *æff*, con este método, se emplea la longitud de la estructura, que como ya se dio a conocer en la sección de la caracterización experimental, es necesario considerar el error introducido por el desplazamiento de las puntas de prueba. Se midió este desplazamiento de las puntas coplanares en todas las estructuras que se caracterizaron, finalmente se promedió y se obtuvo un valor de 25 μm en cada puerto. Por lo tanto la longitud efectiva de las diferentes líneas es su valor reportado (L_1-L_4) en la tabla IX, menos las 50 μm, del desplazamiento de las puntas de prueba.

En esta sección se presentan los resultados de la constante dieléctrica efectiva para las 16 estructuras fabricadas, en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz para las diferentes longitudes e impedancias.

Con el propósito de observar posibles efectos de la impedancia en función de la frecuencia para diferentes longitudes de las estructuras, se analiza la constante dieléctrica efectiva para las guías con impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms y con diferentes longitudes.

En la figura (58) se presentan los resultados para las guías de 40 ohms con una separación entre planos de tierra G=250 μm, considerando las longitudes de las líneas L_1, L_2, L_3 y L_4 reportadas en la tabla IX y corregidas por el desplazamiento de las puntas de prueba. Se puede observar que se tiene poca variación en la *æff* para estas longitudes, lo cual demuestra que la *æff* no depende de ellas.

En la figura (59) se presentan los resultados para las guías de 50 ohms con un G=250 μm, en donde $L_1 = 1000\mu m$, $L_2 = 1221\mu m$, $L_3 = 1425\mu m$, $L_4 = 1629\mu m$. Se puede apreciar que se tiene poca variación en la *æff*, para las diferentes longitudes de las líneas.

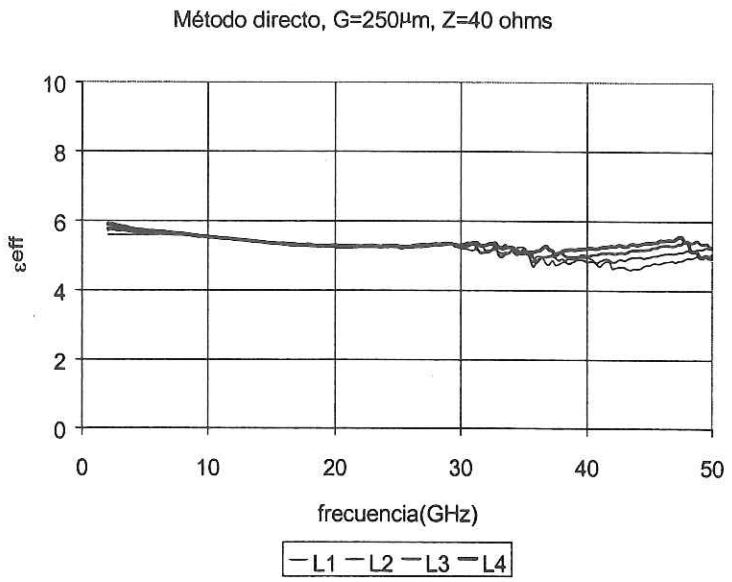


Figura 58. Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 40 ohms con diferentes longitudes.

En las figuras (60) y (61) se presentan los resultados para las guías de 60 y 70 ohms respectivamente, ambas para un G=250 μm, en donde L_1, L_2, L_3 y L_4, son las longitudes reportadas en la tabla IX, para cada una de estas impedancias.

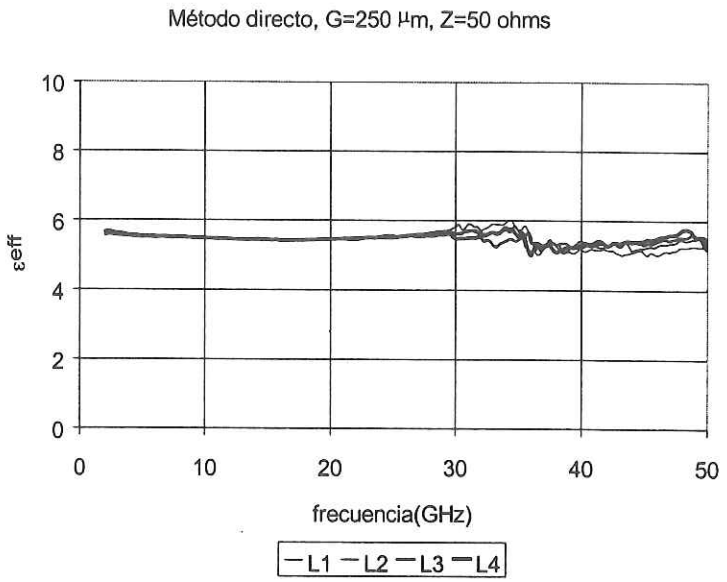


Figura 59. Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 50 ohms con diferentes longitudes.

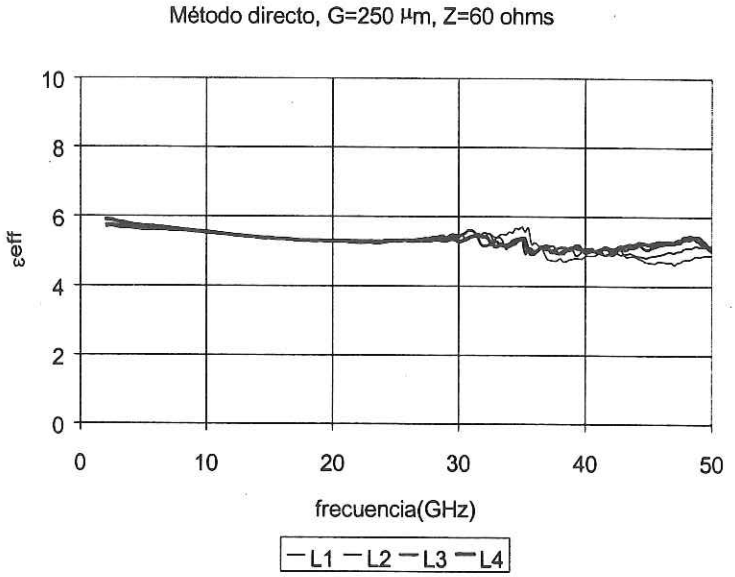


Figura 60. Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 60 ohms con diferentes longitudes.

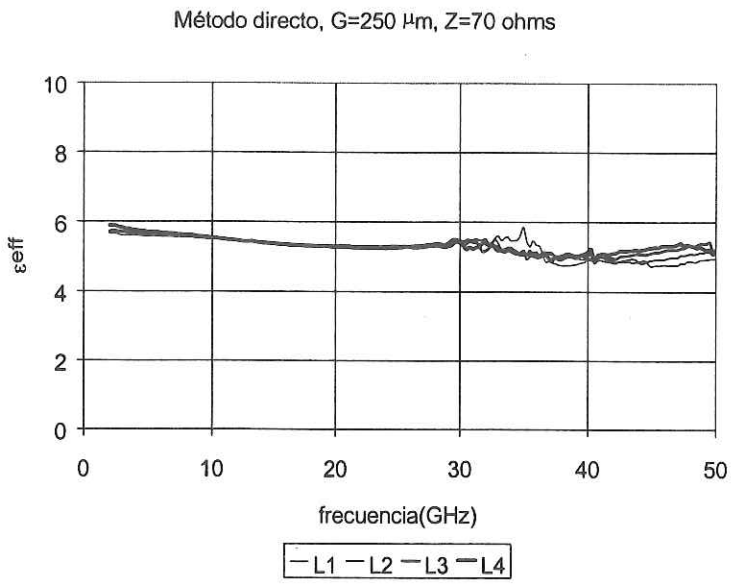


Figura 61. Comportamiento de la *æff* obtenido utilizando el método directo para la GOC de 70 ohms con diferentes longitudes.

Con el propósito de observar los efectos en la *æff* de la GOC en función de la impedancia, en la figura (62), se presentan los resultados obtenidos con el método directo para diferentes impedancias, con una longitud L_4 reportada en la tabla IX para cada impedancia respectivamente y un G=250 μm. Como se puede observar el cambio en la constante dieléctrica efectiva con respecto a la impedancia no es significativo como se mostró en los resultados obtenidos mediante el programa HFSS, presentados en el capítulo IV.

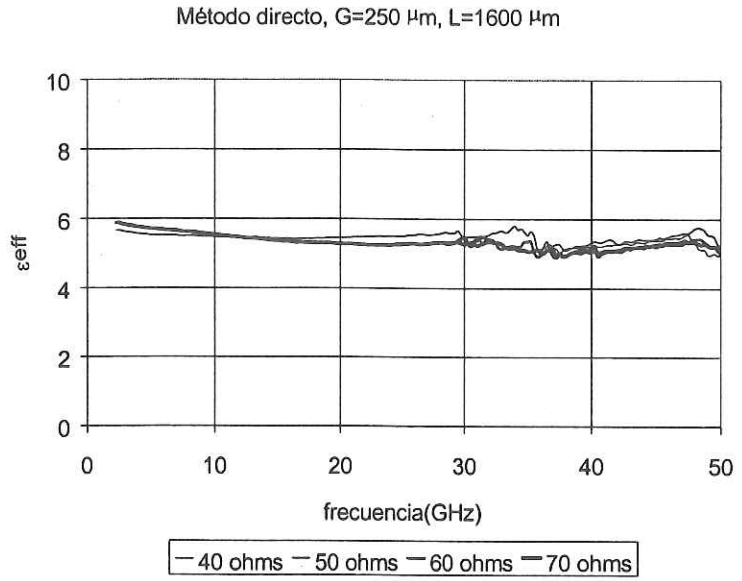


Figura 62. Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para diferentes impedancias de la GOC con una longitud fija L_4.

Cuando se diseñan líneas con una longitud mayor que la mitad de la longitud de onda ($\frac{\lambda}{2}$) de la frecuencia mayor del intervalo de análisis, se debe hacer una corrección en la fase de los parámetros "S" antes de hacer los cálculos. De lo contrario, se introduce un error bastante considerable en los resultados. Esta corrección consiste en corregir los datos de fase medidos por el analizador de redes en el intervalo (-180° a 180°) a un intervalo de (0° a ∞).

Otro fenómeno que se observa en los resultados para la GOC empleando este método de caracterización experimental, es que en la banda de (30-40) GHz existen resonancias o pérdidas de energía, que comúnmente se conocen como fugas.

V.4.1.2 RESULTADOS PARA LA GOCPTA CON EL MÉTODO DIRECTO

Para la caracterización de la *æff* de las GOCPTAs con lados metalizados, se emplearon líneas con diferentes longitudes para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms, mostradas en muestra en la tabla IX de la sección V.4.1.1.

La estructura de la GOCPTA se propone cono alternativa de diseño ya que elimina algunos problemas que presenta la GOC. A continuación se proporcionan los resultados de la ε*eff* para las diferentes impedancias.

En las figuras (63) a la (66), se muestran los resultados de la *æff* obtenida mediante el método directo, para las estructuras de la GOCPTA con los lados metalizados con impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms y considerando un G=250 μm.

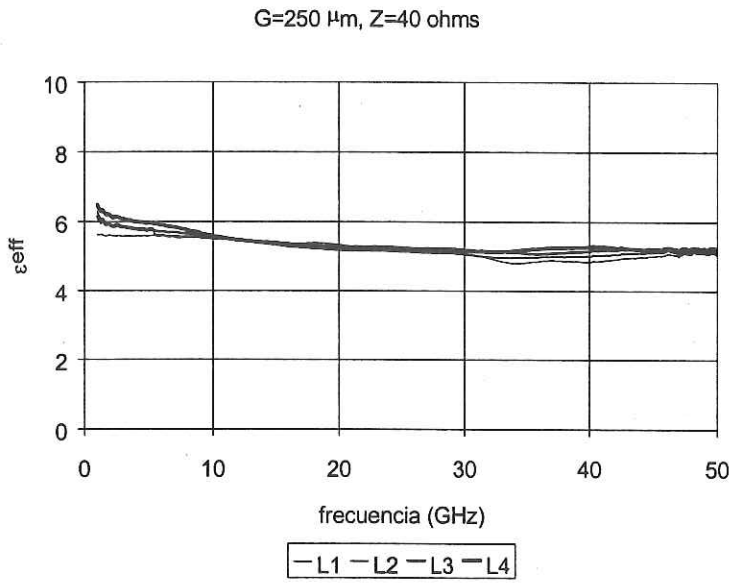


Figura 63. Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 40 ohms y diferentes longitudes.

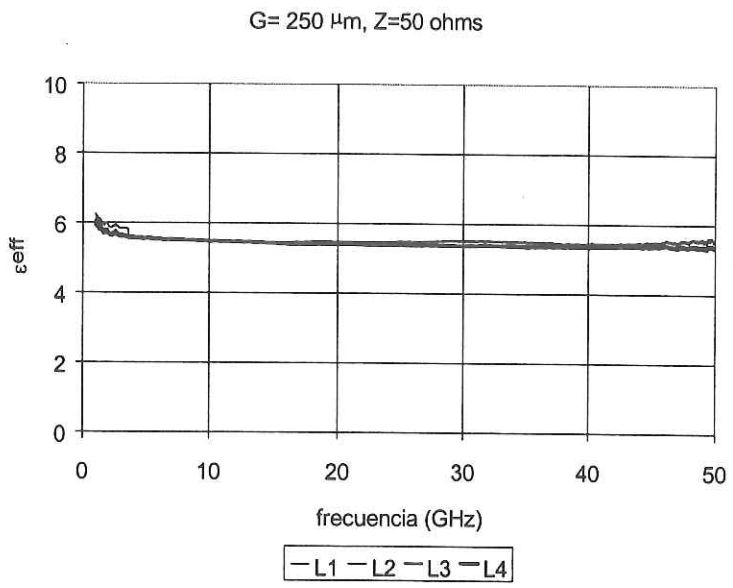


Figura 64. Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 50 ohms y diferentes longitudes.

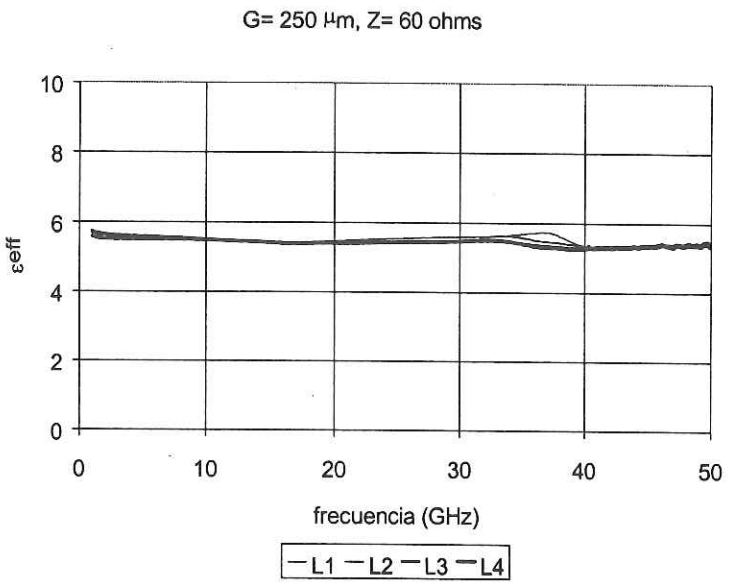


Figura 65. Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 60 ohms y diferentes longitudes.

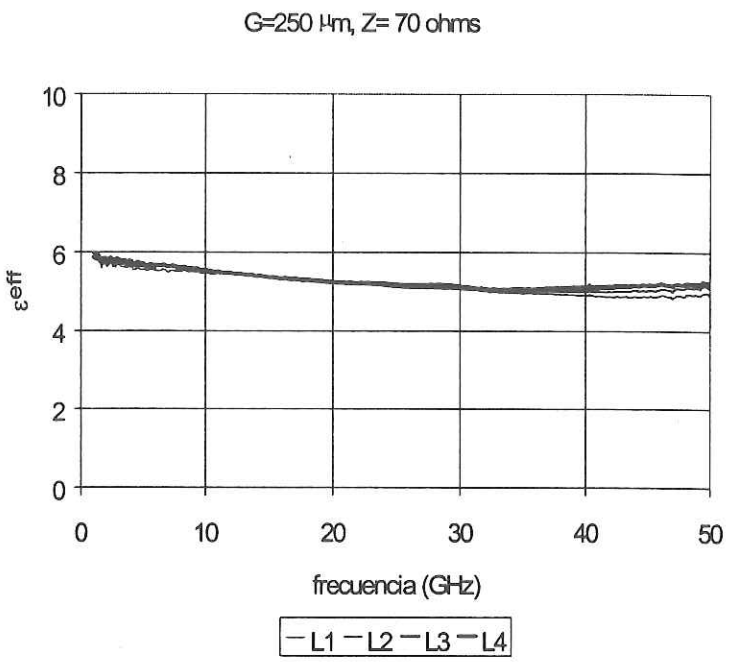


Figura 66. Comportamiento de la *æff* obtenido con el método directo para las GOCPTAs de 70 ohms y diferentes longitudes.

En estos resultados se puede apreciar que el problema de las resonancias que existía con las líneas de GOC con plano adicional sin metalizar, se ha corregido.

Con el propósito de observar los efectos en la *æff* de la GOCPTA con los lados metalizados en función de la impedancia, en la figura (67), se presentan los resultados obtenidos con el método directo para diferentes impedancias, considerando la longitud L_4 reportada en la tabla IX mostrada en la sección V.4.1.1, para cada impedancia respectivamente y para un G=250 µm. Se puede observar que existe poca variación en la *æff* para los diferentes valores de impedancia.

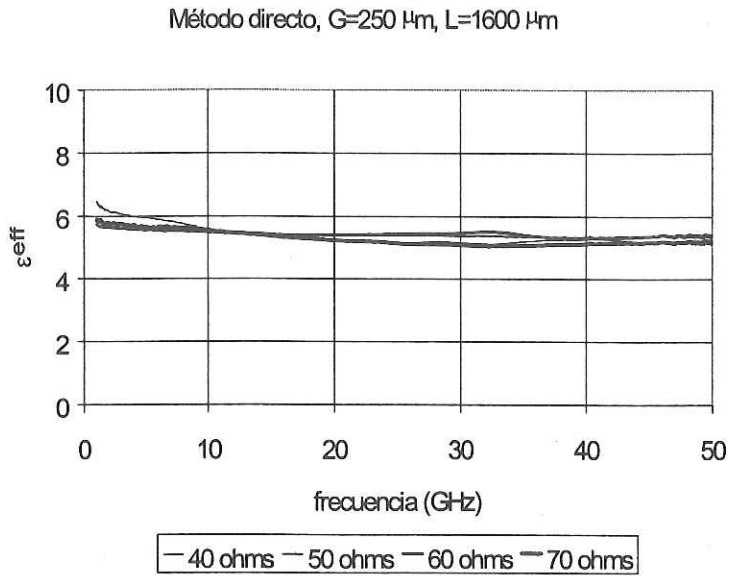


Figura 67. Comportamiento de la *æff* obtenido para la GOCPTA con el método directo para diferentes impedancias y una longitud fija L_4.

V.4.2 MÉTODO DE DOS LÍNEAS

Este método ya ha sido aplicado a la guía de onda coplanar por [Pérez Hernandez, 1998] y de una forma teórica en circuitos de microcinta por [López Gutierrez, 1996]. Para el empleo de este método se necesitan dos líneas construidas en el mismo substrato con las mismas dimensiones con excepción de su longitud, la cual debe ser diferente como se puede apreciar en la figura 68.

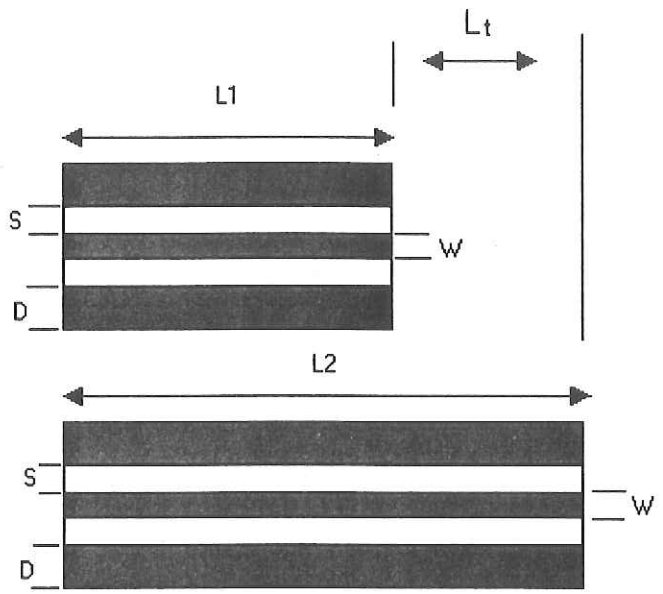


Figura 68. GOCPTAs empleadas en el método de dos líneas.

Para desarrollar el método de dos líneas se requieren los parámetros de dispersión en transmisión y reflexión de las dos líneas, los cuales se transforman a parámetros "R" para poder representar los parámetros de error introducidos por las reflexiones. Los parámetros de error los cuales se representan como adaptadores de error en cada una de las líneas y posteriormente mediante un procedimiento matemático (el cual se puede verificar en [López Gutierrez, 1996]) se eliminan. Este método se basa en la obtención de la constante de propagación γ mediante;

$$\gamma = \frac{\ln(G)}{L_t} \tag{29}$$

Donde $L_t = L_1 - L_2$ es la diferencia entre las dos longitudes y se le llama longitud total y G se obtiene de;

$$G^2 - G(r_{11}^T + r_{22}^T) + (r_{11}^T r_{22}^T - r_{12}^T r_{21}^T) = 0 \tag{30}$$

Donde r_{11}^T, r_{12}^T, r_{21}^T, r_{22}^T. Se obtienen de los parámetros de caracterización de las líneas L_1 y L_2. Donde;

$\gamma = \alpha + j\beta$ es la constante de propagación y;

$$G = e^{\gamma L_1} \tag{31}$$

G se obtiene de la solución de una ecuación cuadrática, la cual tiene dos soluciones, implicando que se tendrán dos valores de γ;

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \alpha_1 + j\beta_1 \\ \gamma_2 &= \alpha_2 + j\beta_2 \end{aligned} \tag{32}$$

Donde α_1 y α_2 representan las constantes de atenuación para las soluciones 1 y 2, mientras que β_1 y β_2 son las constantes de fase para las mismas soluciones.

Después de obtener la constante de fase, el paso siguiente es obtener la *æff* con la siguiente relación:

$$æff = \left[\frac{c\beta}{2\pi f}\right]^2 \tag{33}$$

Para calcular la *æff* se puede emplear cualquiera de las soluciones para β, ya que se obtienen los mismos resultados.

V.4.2.1 RESULTADOS PARA LA GOC CON EL MÉTODO DE DOS LÍNEAS

Se obtuvieron valores de la constante dieléctrica efectiva mediante el método de dos líneas para la GOC, empleando grupos de dos líneas de diferente longitud, para las líneas con impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms. En la tabla IX de la sección V.4.1.1, se muestran las dimensiones de las guías de onda coplanares con plano de tierra adicional convencionales caracterizadas con este método.

Para las líneas de 40 ohms, primero se obtuvieron los valores de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia, empleando las líneas de longitudes L_1=1000 (μm), L_2=1227 (μm), L_3=1427 (μm), L_4=1629 (μm). Para ello, solo se consideran tres grupos de líneas; (L_1, L_2), (L_1, L_3) y (L_1, L_4), donde las diferencias de las longitudes respectivas son $\Delta L \cong 230$ μm, 430 μm y 630 μm. En la figura (69), se presentan los resultados de la *æff* para estas líneas.

Se puede observar en la figura (69), que en la banda de (30 a 40) GHz, existen varias resonancias, las cuales representan un problema para el diseño ya que se espera que la *æff* en función de la frecuencia sea lineal. Este problema se atribuye al modo de propagación de placas paralelas descrito en el capítulo II.

Posteriormente se obtuvieron los valores de la *æff* para las diferentes líneas de 50 ohms, empleando los tres grupos de líneas; (L_1, L_2), (L_1, L_3) y (L_1, L_4). En la figura (70), se muestran los resultados de la *æff* para estas líneas

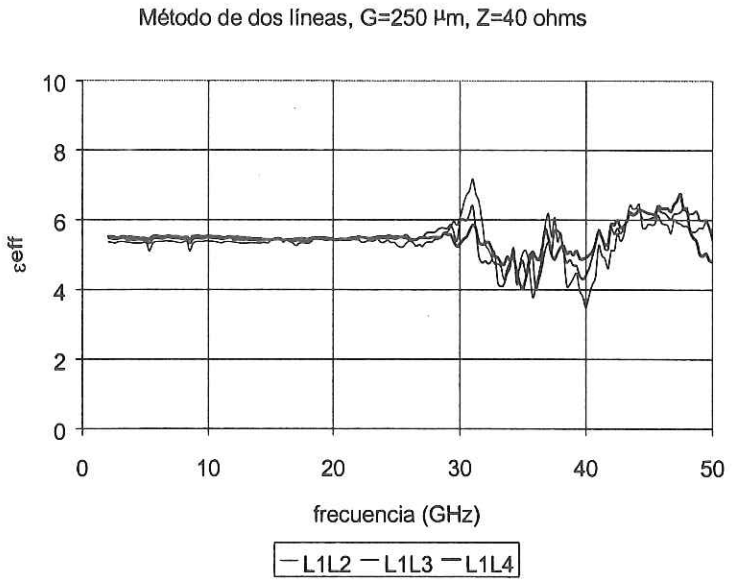


Figura 69. *æff* determinada con el método de dos líneas para las GOCPTAs convencionales de 40 ohms

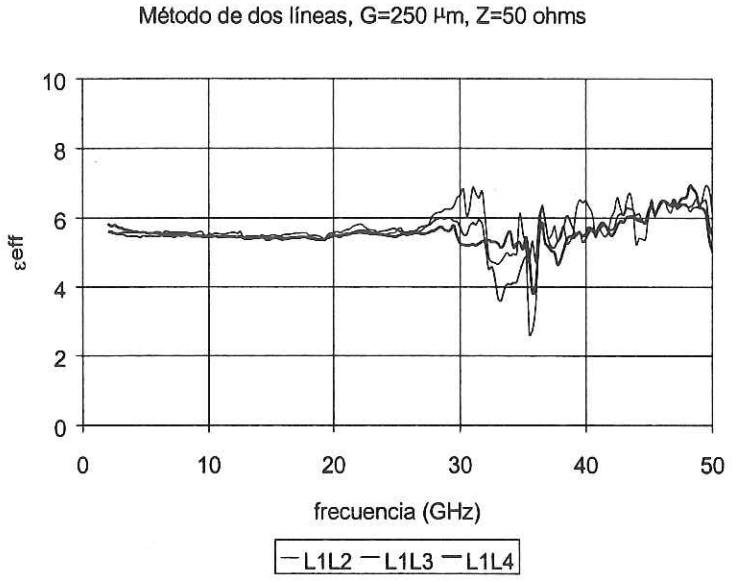


Figura 70. *æff* determinada con el método de dos líneas para la GOC de 50 ohms.

En este caso se observa un cambio mayor de la *æff* para los diferentes pares de líneas. Al final del intervalo de análisis se nota una resonancia muy significativa para el par de líneas L_1 y L_2 donde la *æff* decae hasta un valor de 2, siendo este muy bajo. Se puede apreciar, además que para el par donde la diferencia en longitud es pequeña (L_1 y L_2) se tiene mayor error.

En las figuras (71) y (72) se muestran los resultados de la *æff* para las líneas de impedancias de 60 y 70 ohms respectivamente, empleando los pares de líneas; (L_1, L_2), (L_1, L_3) y (L_1, L_4).

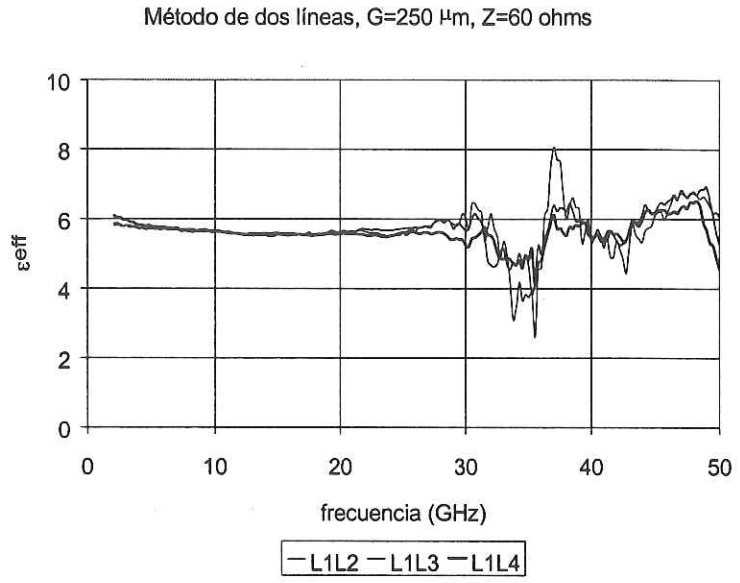


Figura 71. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOC de 60 ohms.

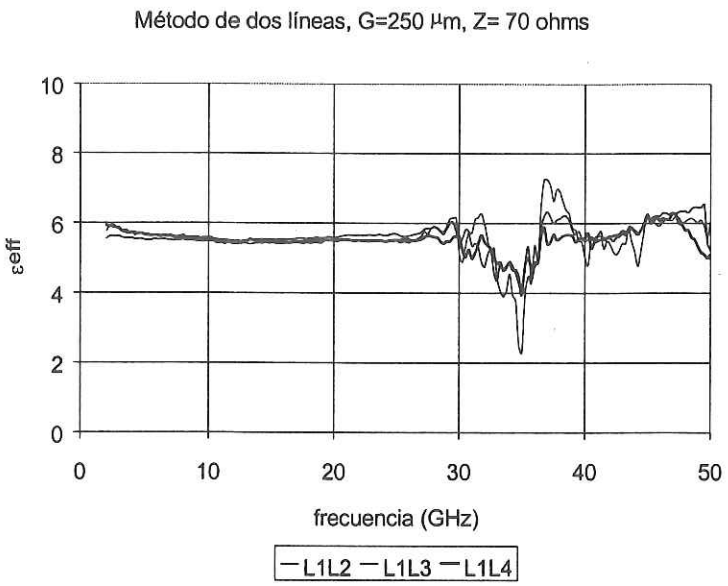


Figura 72. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOC de 70 ohms.

Con el propósito de observar los efectos en la *æff* de la GOC en función de la impedancia, en la figura (73), se presentan los resultados obtenidos con el método de dos líneas para diferentes impedancias, con las longitudes L_1L_4 reportadas en la tabla IX mostrada en la sección V.4.1.1, para cada impedancia respectivamente y un G=250 µm. En donde se puede observar que no existe una diferencia significativa en la *æff* para los diferentes valores de impedancia.

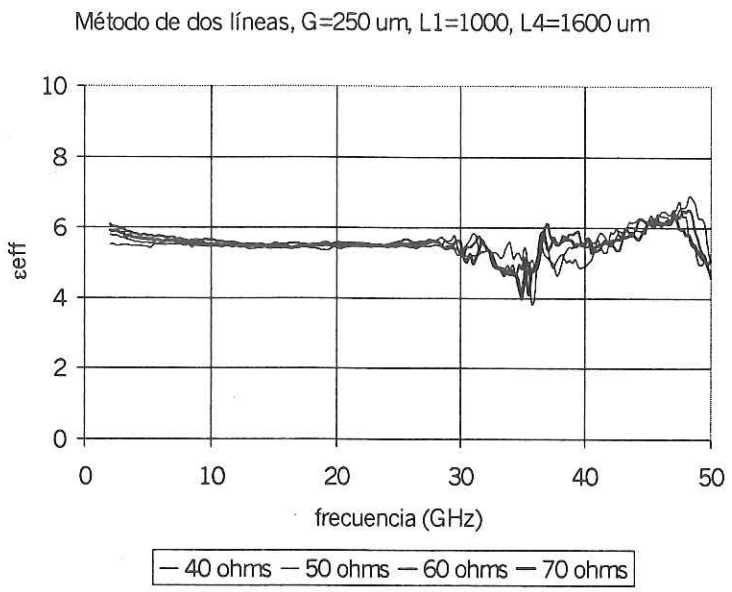


Figura 73. *æff* obtenida con el método de dos líneas para diferentes impedancias y para el par de líneas L_1L_4 de la GOC.

En este método el error es más significativo ya que la *æff* presenta resonancias más grandes.

Una desventaja de este método es que intervinieron las fases de los cuatro parámetros S de las dos líneas.

En este método no es necesario corregir el desplazamiento de las puntas coplanares sobre la estructura, ya que lo elimina intrínsecamente.

Sin embargo se detectó que es muy sensible a la precisión de las longitudes de las líneas ya que se introduce un mayor error en la *æff* con cambios pequeños en estas. Es por lo que este método exige que las líneas se midan con una alta precisión después de haberlas construído, para asegurar que los resultados sean confiables. Además cabe mencionar que, cuando se conectan las puntas coplanares sobre la estructura para medir los parámetros de dispersión, se debe tener un estricto cuidado en los desplazamientos de las puntas, de tal

manera que la posición sea repetitiva en ambos puertos de las dos líneas que se emplean para obtener la *æff*.

V.4.2.2 RESULTADOS PARA LA GOCPTA CON EL MÉTODO DE DOS LÍNEAS

Para realizar la medición de la *æff* de las GOCPTAs con lados metalizados empleando el método de dos líneas, se utilizaron las estructuras GOC convencionales caracterizadas en la sección anterior después de metalizar sus lados . Las dimensiones de las líneas con longitudes diferentes para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms se muestran en la tabla IX presentada en la sección V.4.1.1.

La caracterización se llevó a cabo empleando tres pares de líneas; (L_1, L_2), (L_1, L_3) y (L_1, L_4), para las líneas con diferentes impedancias contruidas.

En las figuras (74), a la (77), se presentan los resultados de la *æff* para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms respectivamente.

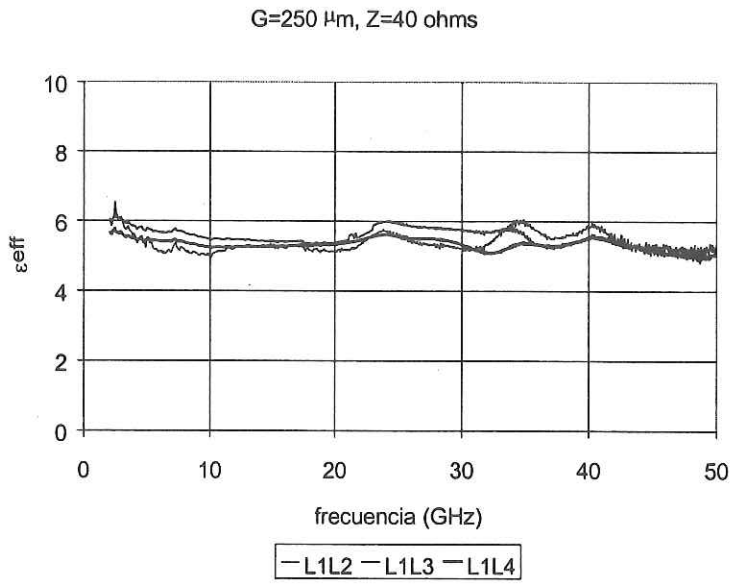


Figura 74. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 40 ohms.

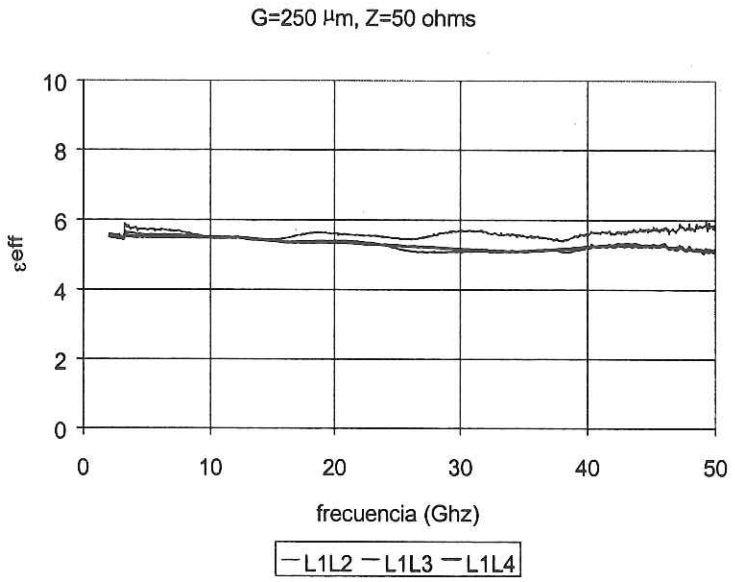


Figura 75. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 50 ohms.

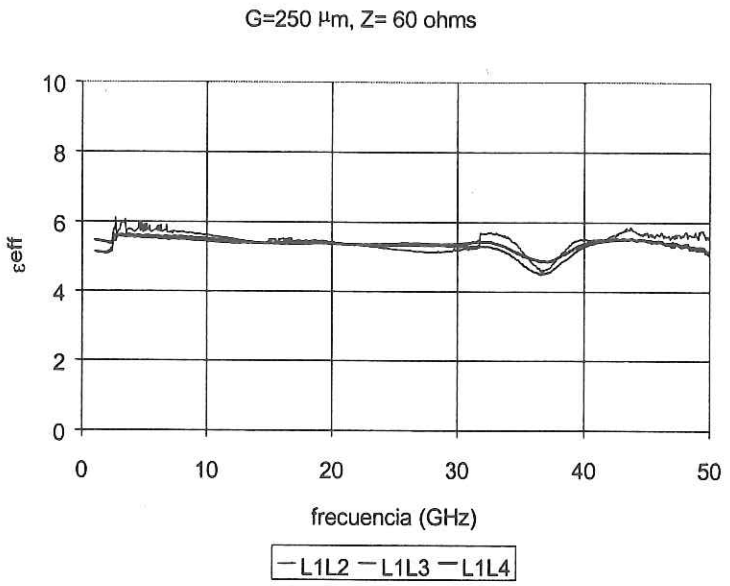


Figura 76. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 60 ohms.

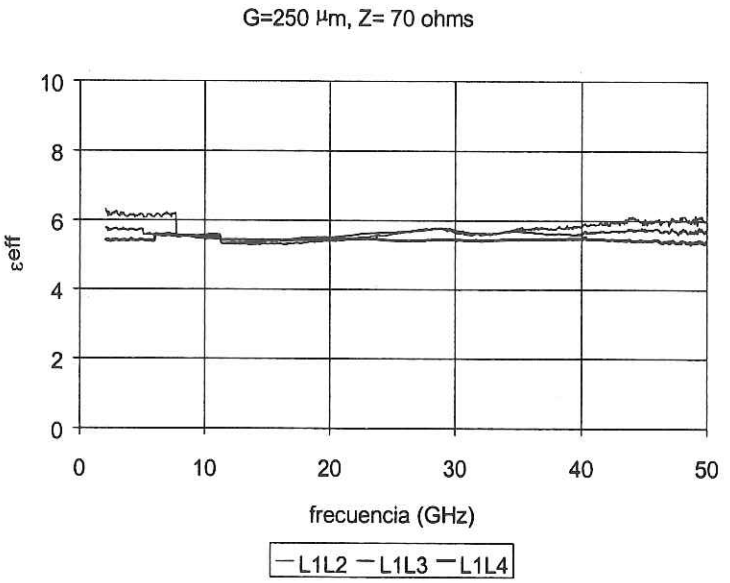


Figura 77. *æff* obtenida con el método de dos líneas para la GOCPTA de 70 ohms.

De los resultados, se observa que las resonancias que se presentaban en la *æff* para la GOC convencional se eliminan empleando la GOCPTA.

Con el propósito de observar los efectos en la *æff* de la GOCPTA en función de la impedancia, en la figura (78), se presentan los resultados obtenidos con el método de dos líneas para diferentes impedancias con el par de líneas L_1L_4 y un G=250 μm.

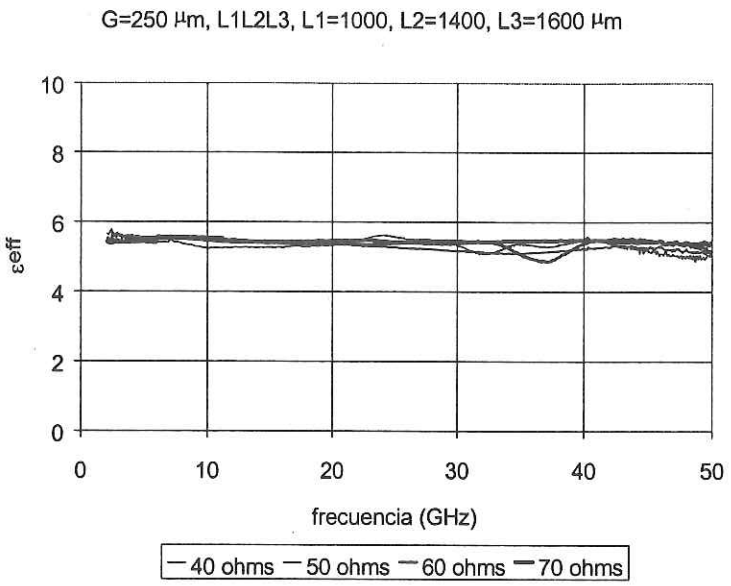


Figura 78. *æff* obtenida para la GOCPTA con el método de dos líneas para diferentes impedancias y el par L_1L_4.

En los resultados obtenidos en la figura (78) se puede observar que no existe cambio en la *æff* con respecto a la impedancia para un mismo valor de G

Es importante señalar en este punto, que las resonancias más suaves que se presentan en estos resultados pueden atribuirse a las imperfecciones en el corte de las líneas, puesto que la infraestructura que se utilizó para realizar esta tarea, no fué la adecuada.

V.4.3 MÉTODO DE TRES LINEAS

Para el método de tres líneas, cuyas estructuras se muestran en la figura (79), es necesario que éstas sean de diferente longitud y que todas las líneas estén construidas sobre el mismo substrato y con el mismo ancho W y separación S.

Para desarrollar este método, se aplica el método de dos líneas para dos combinaciones diferentes entre las tres líneas. Al aplicar dos veces el método de dos líneas mediante la ecuación (31) se obtienen dos soluciones de la siguiente forma;

$$\gamma(L_2 - L_1) = \gamma L_{t1} \tag{34}$$

$$\gamma(L_3 - L_1) = \gamma L_{t2} \tag{35}$$

Donde L_{t1} y L_{t2} son las longitudes totales del primero y segundo par de líneas.

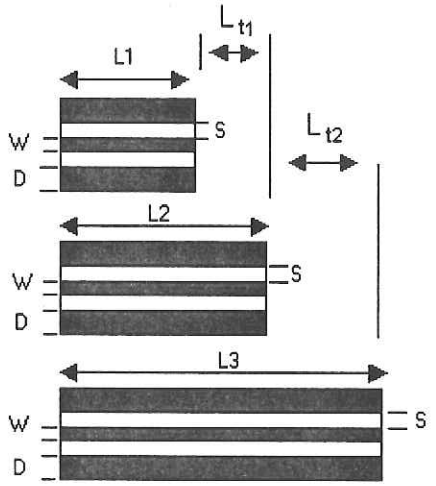


Figura 79. Estructuras empleadas en el método de tres líneas

Se considera que la constante de propagación es la misma para las dos soluciones, ya que las condiciones del circuito son las mismas. Sumando las ecuaciones (34 y (35) se obtiene;

$$\gamma(L_3 + L_2 - 2L_1) = \gamma L_{t2} + \gamma L_{t1} \tag{36}$$

de donde fácilmente se determina la constante de propagación γ;

$$\gamma = \frac{\gamma L_{t1} + \gamma L_{t2}}{(L_3 + L_2 - 2L_1)} \tag{37}$$

Con la constante de propagación ya determinada se obtiene la constante dieléctrica efectiva mediante la relación;

$$\varepsilon eff = \left[\frac{c\beta}{2\pi f}\right]^2 \tag{38}$$

Donde la constante de fase β es la parte imaginaria de la constante de propagación de la relación (35).

IV.4.3.1 RESULTADOS PARA LA GOC CON EL MÉTODO DE TRES LÍNEAS

Se obtuvieron valores de la εeff mediante el método de tres líneas, para las estructuras GOC convencionales de diferentes longitudes y para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms, cuyas dimensiones se muestran en la tabla X.

Tabla X. Dimensiones de las GOC empleadas en el método de tres líneas.

40 ohms		50 ohms		60 ohms		70 ohms	
S=31μm W=181μm G=251μm		S=57μm W=134μm G=249μm		S=79μm W=92μm G=250μm		S=93μm W=67μm G=250μm	
L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000	L_1 (μm)	1000
L_3 (μm)	1427	L_3 (μm)	1425	L_3 (μm)	1434	L_3 (μm)	1419
L_4 (μm)	1629	L_4 (μm)	1629	L_4 (μm)	1636	L_4 (μm)	1622

En la figura (80) se presentan los resultados para el método multilíneas correspondientes a las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms, considerando los grupos de líneas; (L_1, L_3, L_4) para cada impedancia, empleando las combinaciones L_1L_3 y L_1L_4.

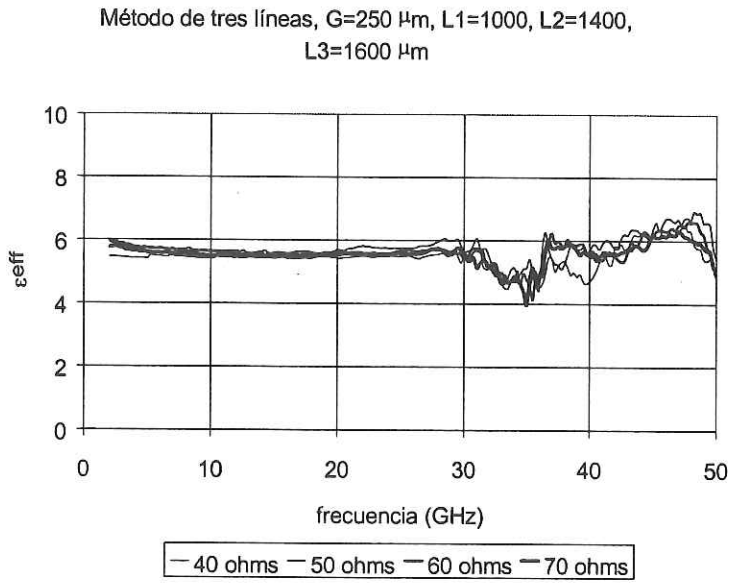


Figura 80. *æff* obtenida utilizando el método de multilíneas para diferentes impedancias de la GOC

Se puede observar que no existe cambio en la *æff* para las impedancias en el intervalo de $40 \leq Z \leq 70$ ohms. Además, se aprecia que en este método se presentan resonancias significativas en el intervalo de frecuencias de 30 a 50 GHz.

V.4.3.2 RESULTADOS DE LA GOCPTA CON EL MÉTODO DE TRES LÍNEAS.

Las dimensiones de las estructuras de la GOCPTA con lados metalizados que se emplean en la caracterización, se muestran en la tabla X presentada anteriormente para las líneas de 40, 50, 60 y 70 ohms con longitudes (L_1, L_3, y L_4) empleando las combinaciones L_1L_3 y L_1L_4.

En la figura (81), se presentan los resultados de la *æff* para las GOCPTAs con lados metalizados, empleando el método de multilíneas, para las líneas con diferentes impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms.

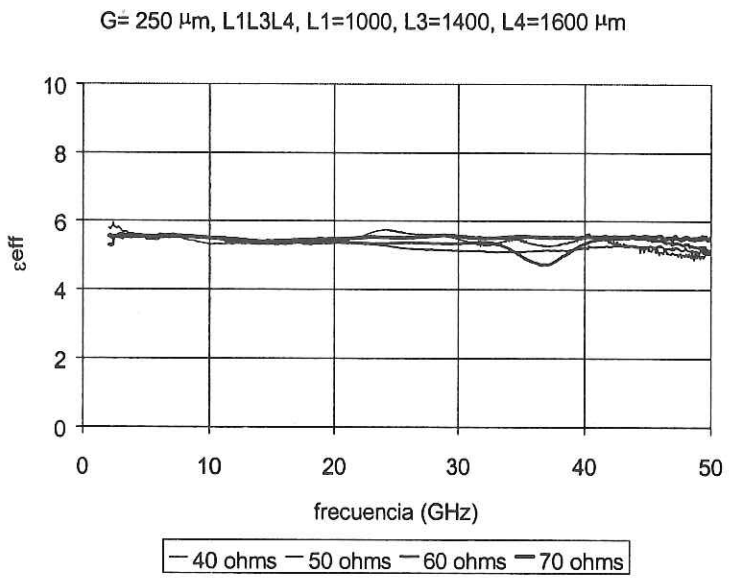


Figura 81. *æff* de la GOCPTA obtenida utilizando el método de multilíneas para diferentes impedancias.

Los resultados muestran que las resonancias en la *æff* que existían en la GOC para las mismas impedancias se eliminan.

V.4.4 MÉTODO DE DOS LÍNEAS RESONANTES

Esté método es diferente a los anteriores, dado que en este método se efectúan mediciones en el modo de reflexión, para determinar las frecuencias de resonancia y no los parámetros "S" que pueden tener grandes errores en la fase. Se utilizan dos resonadores como los que se muestran en la figura (82), con las mismas dimensiones a excepción de su longitud, ya que esta se fija para hacer que la frecuencia de resonancia de segundo orden (f_2) del resonador más largo (L_2) sea aproximadamente la frecuencia de resonancia de primer orden (f_1) del resonador corto (L_1). Con los valores de las longitudes L_1, L_2 y las frecuencias de resonancia de los modos par e impar del resonador corto (f_1) y solamente las del modo par (f_2) del resonador largo, la $æff$ se puede obtener a partir de [Medina *et al.*, 1993]:

$$æff = \left[\frac{nc(2f_1 - f_2)}{2f_1 f_2 (L_2 - L_1)}\right]^2 \tag{39}$$

Mientras que para los modos impares del resonador largo, $æff$ resulta;

$$æff = \left(\frac{nc}{2f_2(L_2 + L_e)}\right)^2 \tag{40}$$

Donde L_e esta dado por la siguiente relación;

$$L_e = L_o + s = \frac{f_2 L_2 - 2f_1 L_1}{2f_1 - f_2} \tag{41}$$

donde L_o es la extensión de los campos debidos al efecto de extremo abierto.

Este método es aceptado debido a que las transiciones son transparentes para el resonador. En este método el efecto de extremo abierto y de la separación S se cancelan al calcular *æff* . No se presentan efectos de curvatura, no se requiere información de fase, se requiere un área relativamente pequeña del substrato y la medición es simple. Sin embargo, los resultados dependen de la precisión en la medición de las longitudes L_1 y L_2 y de las frecuencias de resonancia f_1 y f_2, por lo que se tiene que medir con la máxima resolución (± 5 μm en las longitudes y ±1 MHz en las frecuencias).

Es necesario señalar que en este método es necesario tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

$$\begin{aligned} L_2 &\cong 2L_1 \\ L_e &= S + L_0 \end{aligned} \tag{42}$$

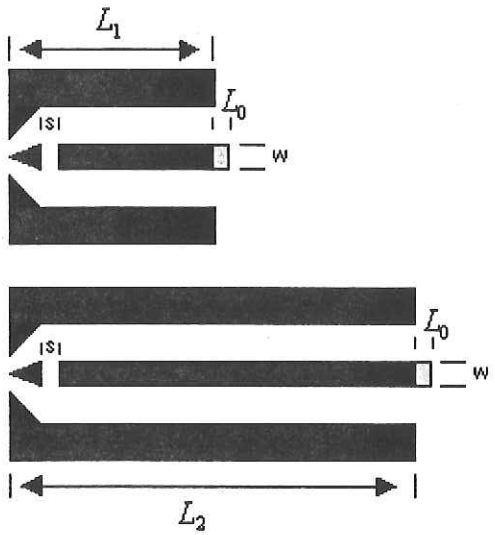


Figura 82. Par de líneas resonantes para la caracterización de *æff*.

Se debe seleccionar apropiadamente el espaciamiento S para asegurar que las resonancias se puedan medir. Si *S* es demasiado pequeña, los picos de las resonancias se hacen más grandes y la frecuencia se modifica debido al efecto de la transición y la calibración del analizador de redes. Por el contrario si S se hace muy grande las resonancias no se alcanzan a detectar. Por lo tanto se debe determinar un valor que haga que la transición sea transparente y no modifique la frecuencia de resonancia.

Cuando este método se emplea en guías de onda coplanares en el intervalo de frecuencias menores a 10 GHz, los resonadores resultantes son demasiado largos por lo que se presenta un problema en su construcción, específicamente en la generación de la mascarilla, ya que las impurezas de la película y las partículas de polvo en el laboratorio, se presentan aleatoriamente generando mayores problemas especialmente cuando el área de construcción es grande.

V.4.4.1 RESULTADOS DEL MÉTODO RESONANTE PARA LA GOC.

Las dimensiones de los resonadores que se utilizaron en la caracterización con este método se muestran en la tabla XI. Es necesario mencionar que la estructura se realiza sobre un substrato de alúmina Al_2O_3 con una εr=9.9, h=635 μm y t=4 μm y manteniendo una separación entre planos de tierra de valor constante (G=500 μm), para diferentes impedancias en el intervalo de $40 \leq Z \leq 70$ ohms. Las longitudes se determinan para hacer que la primera frecuencia de resonancia del resonador corto esté a 11 GHz. En la figura 83 se presenta una fotografía de los resonadores construidos.

Tabla XI. Dimensiones del par de líneas resonantes de la GOC con G=500 μm

Impedancia (Ω)	S (μm)	W (μm)	G(μm)	Longitud Línea 1 (μm)	Longitud Línea 2 (μm)
40	96	319	511	5488.94	11056.62
50	139	238	516	5514.34	11051.54
60	180	154	514	5534.66	11066.78
70	208	100	516	5496.56	11064.24

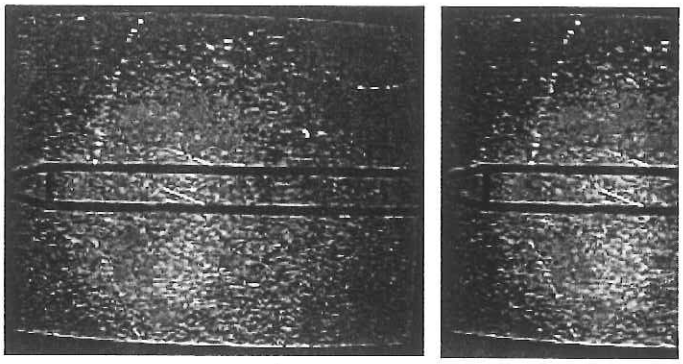


Figura 83. Fotografía de los circuitos resonantes construidos

Para aplicar este método, es necesario tomar las lecturas de las frecuencias de resonancias de los resonadores cortos y largos, para cada impedancia. En este método no importa la magnitud de la resonancia, lo importante es identificar con precisión su frecuencia. En la figura 89. se muestran las frecuencias de resonancias del par resonante de 50 ohms.

Como se muestra en la figura (84), al final del intervalo de frecuencias (>40 GHz), es difícil identificar las frecuencias de resonancia, especialmente para el resonador largo.

En la figura (85), se presentan los resultados obtenidos para la *æff* de la GOC con el método del par de resonadores y para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms.

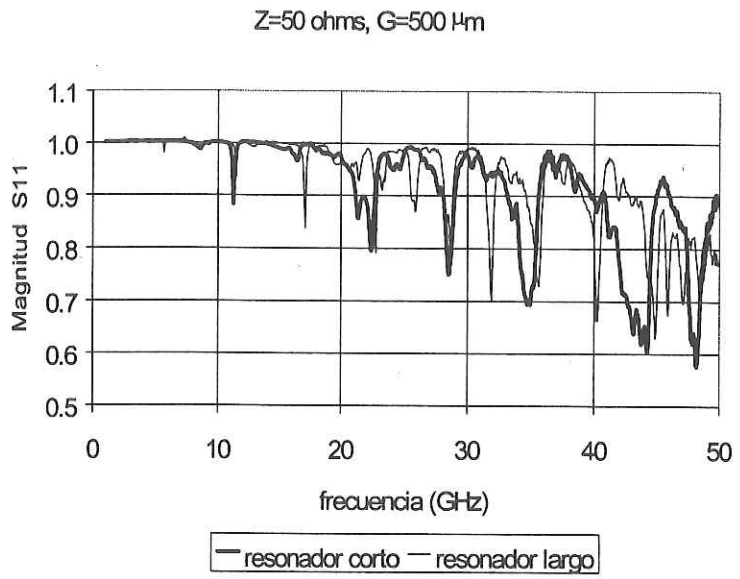


Figura 84. Frecuencias de resonancias para el par de resonadores de 50 ohms de la GOC.

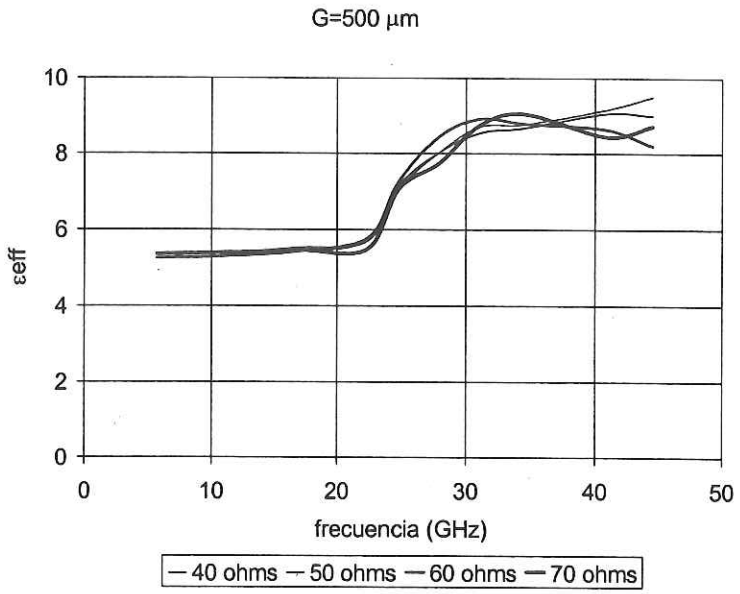


Figura 85. *æff* obtenida con el método resonante para la GOC.

Se puede observar que no existe un cambio significativo en la *æff* para las diferentes impedancias, tal como se determinó mediante los métodos anteriormente presentados.

Además, se puede apreciar que en esta estructura existe una mayor dispersión, ya que la separación de los planos de tierra fué mayor (G=500 μm) en comparación con las estructuras de los métodos anteriores (G=250 μm).

V.4.4.2 RESULTADOS DEL METODO DEL PAR DE LINEAS RESONANTES PARA LA GOCPTA

Las dimensiones de las GOCPTAs resonantes con lados metalizados empleadas en la caracterización de la *æff*, son las mismas presentadas anteriormente en la tabla X.

En la figura (86), se muestra que las resonancias extras que se presentaban en la GOC desaparecen.

En la figura (87), se muestran los resultados de la *æff* obtenida para los resonadores con diferentes impedancias metalizados a los lados, vale la pena notar como se disminuyó la dispersión que existía con los resonadores sin metalizar.

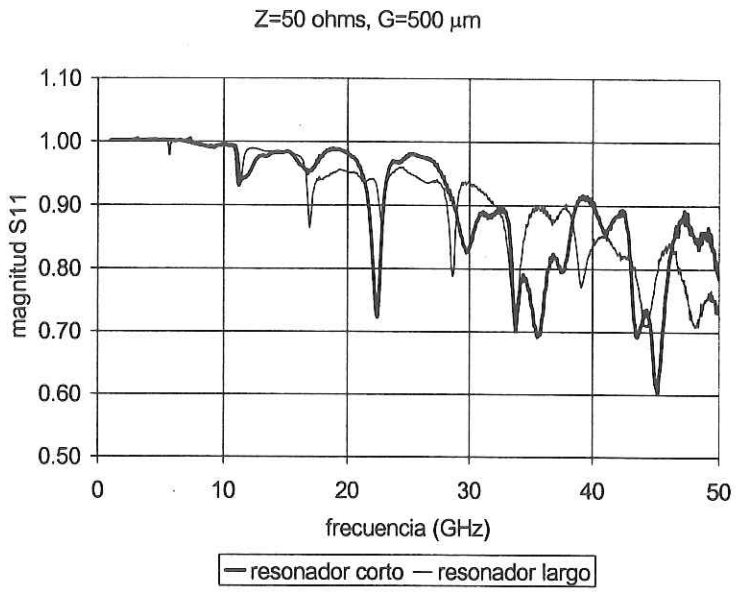


Figura 86. Frecuencias de resonancia para el par de resonadores de 50 ohms de la GOCPTA.

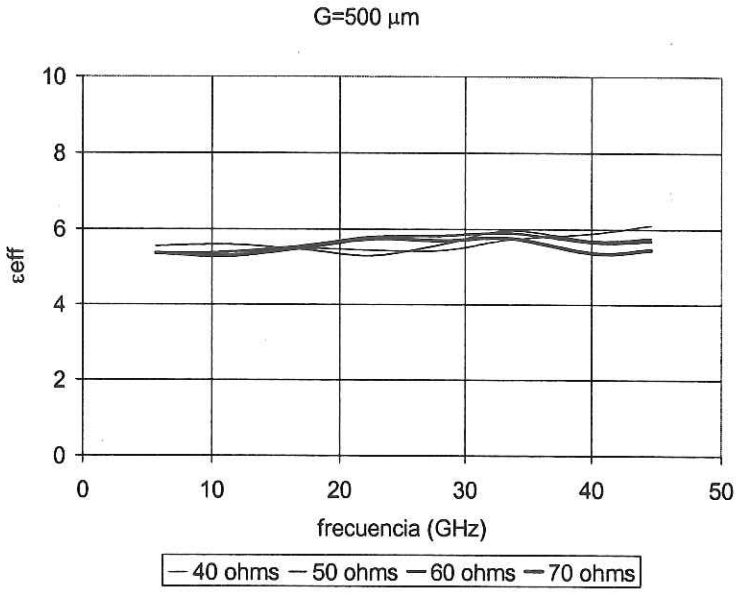


Figura 87. *æff* obtenida con el método resonante para la GOCPTA.

V.5 CONCLUSIONES

Se presentó tanto la metodología de construcción como los diferentes métodos de caracterización experimental de la *æff* dependiente de la frecuencia. De los resultados se puede observar que la estructura propuesta de la GOCPTA presenta ventajas sobre la GOC, gracias a su menor dispersión.

Con respecto a los métodos experimentales, en el método directo es necesario conocer con precisión y corregir el desplazamiento de las puntas; mientras que los de dos y tres líneas no necesitan de esta corrección. Sin embargo, es indispensable que el desplazamiento en las puntas sea repetitivo en la medición de las dos o tres guías de onda para los métodos de dos y tres líneas respectivamente. De lo contrario, se tendrían que medir en cada una de las líneas los desplazamientos de las puntas, para considerarlos en el cálculo de la *æff*. Esta es una desventaja para los métodos de dos y tres líneas debido a que el esfuerzo de realización del experimento sería mayor y el consumo de tiempo excesivo.

En cuanto al tiempo de procesamiento de datos, el método directo ofrece más ventajas, ya que solo se necesita procesar un solo archivo (fase del parámetro S_{21}).

Las ventajas del método resonante son principalmente el no requerir información de fase y que elimina los errores de la transición (puntas de prueba), a pesar de que en la parte superior del intervalo de frecuencias del análisis, es difícil identificar las frecuencias de resonancia.

VI COMPARACIÓN TEÓRICA-EXPERIMENTAL DE RESULTADOS

VI.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se comparan los resultados obtenidos mediante los métodos teóricos, los experimentales y los paquetes comerciales para el diseño asistido por computadora CAD, con el fin de validar los resultados obtenidos.

VI.2 VALIDACIÓN DE LOS MÉTODOS EXPERIMENTALES

En esta sección se presenta la comparación de los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas, para las dos estructuras; la GOC y la GOCPTA con los hoyos metalizados, considerando las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms.

En primer término se presentan las comparaciones de los tres métodos antes mencionados para la GOCPTA convencional. En la figura (88) a la (91) se presentan los resultados para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms respectivamente.

En las figuras 88 a 91, se puede apreciar que los métodos de dos y tres líneas presentan resultados muy similares; los cuales en el intervalo de 30 a 40 GHz., presentan una mayor dispersión en le *æff*.

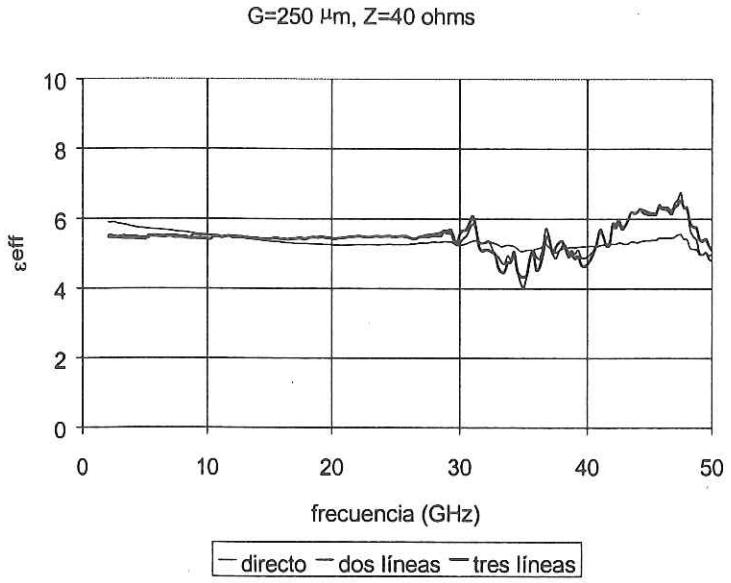


Figura 88. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 40 ohms.

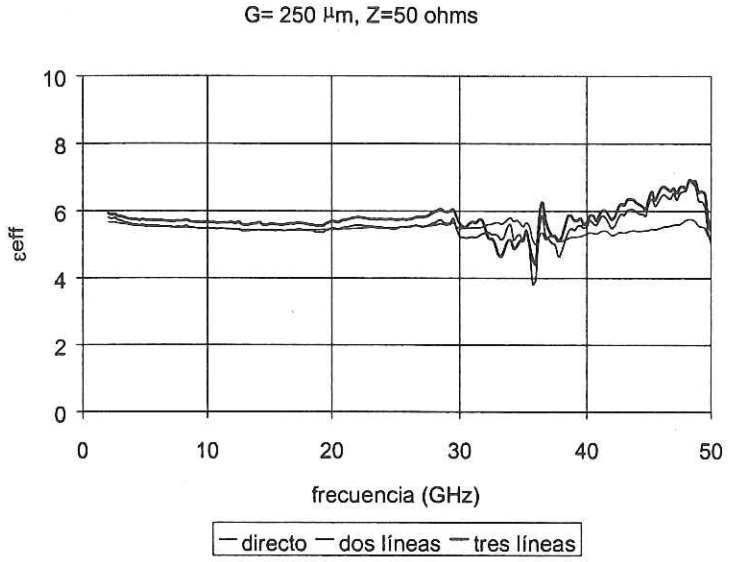


Figura 89. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 50 ohms.

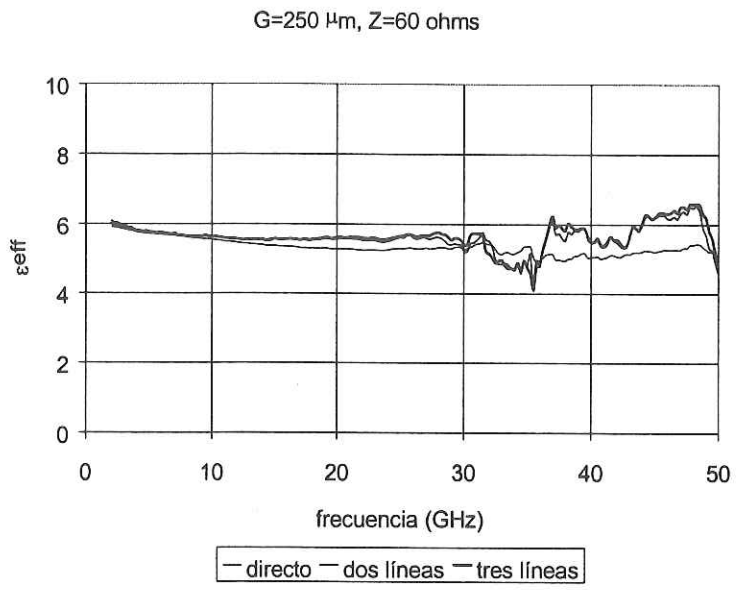


Figura 90. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 60 ohms.

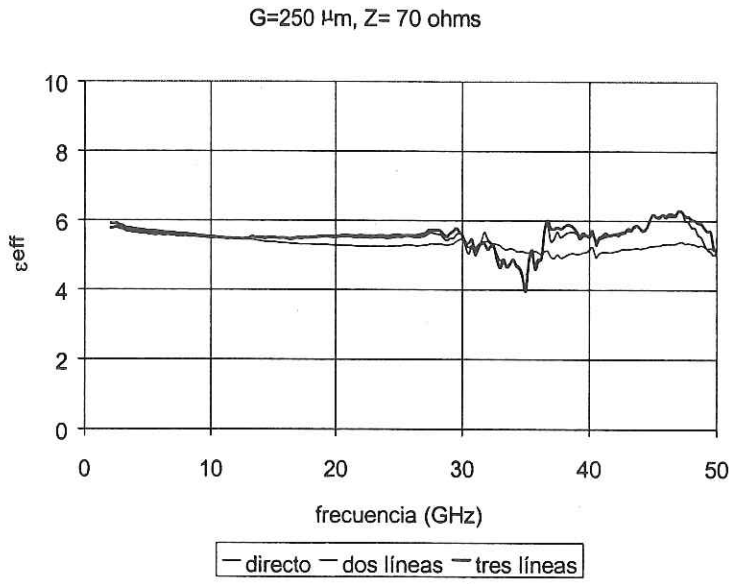


Figura 91. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOC de 70 ohms.

En segundo término se presenta la comparación de los métodos; directo, de dos líneas y multilíneas para la GOCPTA con los lados metalizados, correspondientes a las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms.

En las figuras (92) a (95), se presentan los resultados para las impedancias de 40, 50, 60 y 70 ohms respectivamente, en la figura 92 se puede observar que los métodos de dos y tres líneas presentan dispersión a diferencia del método directo, esto se debe a una posible no repetitividad en los desplazamientos de las puntas coplanares en la caracterización de alguna de las guías empleadas en estos métodos y también al corte no perfecto de las diferentes guías empleadas en estos métodos, este problema también se presenta en la figura 99 sin embargo es menos considerable ya que es en un intervalo menor de frecuencias. En el resto de las figuras se puede apreciar que la dispersión que existía con la GOC se ha corregido empleado la estructura de la GOCPTA.

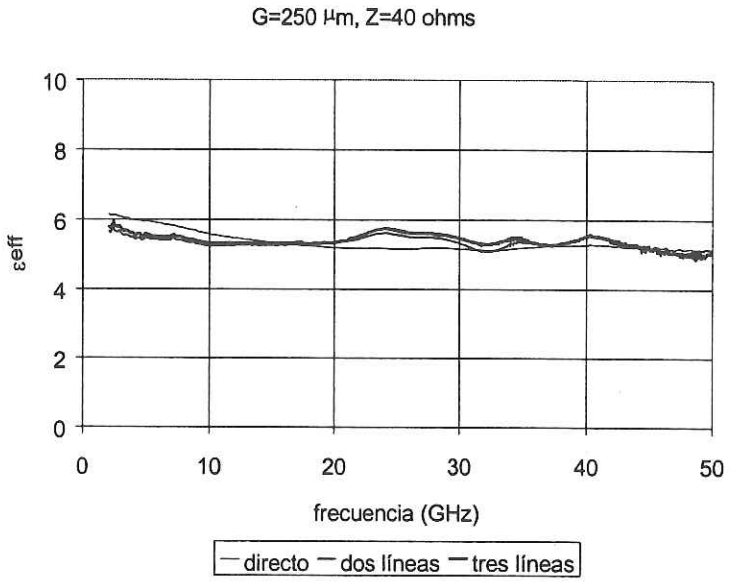


Figura 92. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 40 ohms.

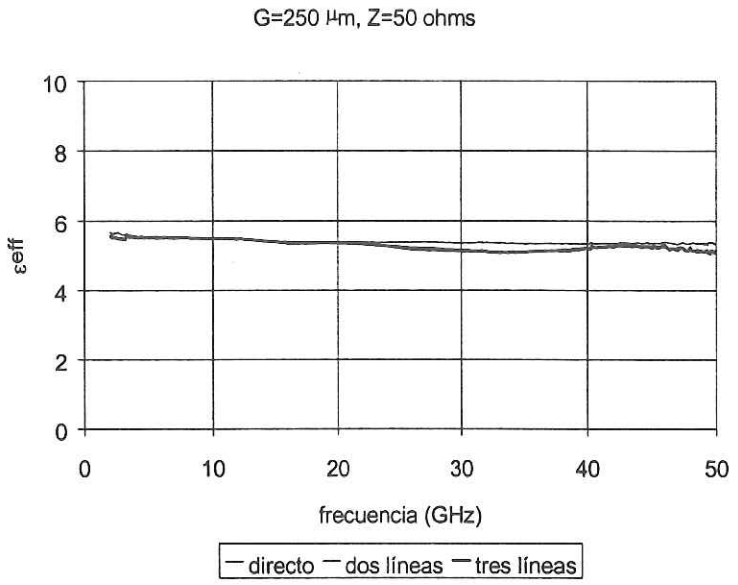


Figura 93. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 50 ohms.

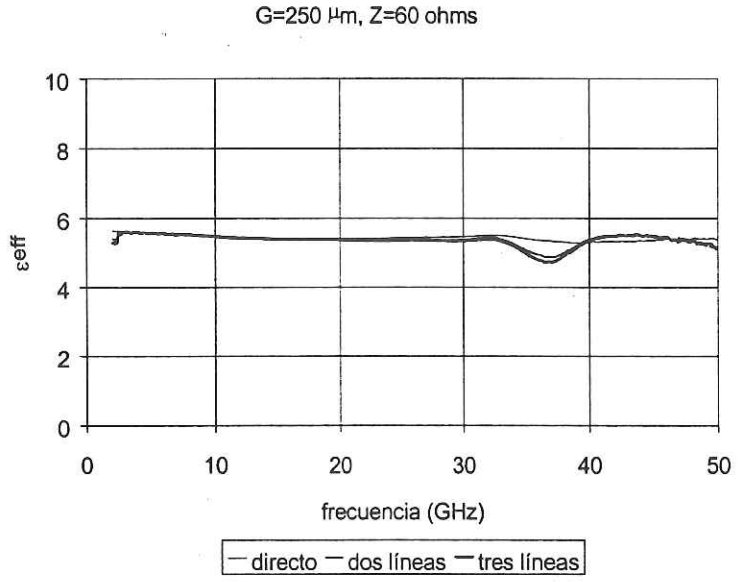


Figura 94. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 60 ohms.

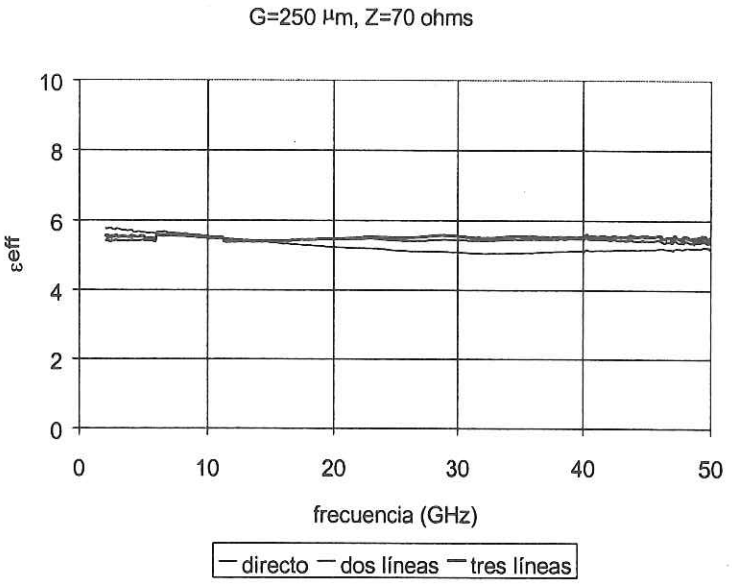


Figura 95. Comparación entre los métodos: directo, de dos líneas y multilíneas para una GOCPTA de 70 ohms.

VI.3 COMPARACIÓN DE MÉTODOS TEÓRICOS

En esta sección se presentan la comparación entre los resultados de los métodos electromagnéticos y cuasiestáticos.

En la figura (96) se presentan resultados de la constante dieléctrica efectiva obtenida con 4 métodos; dos electromagnéticos (HFSS, MM) y dos cuasiestáticos(MDS, MMICAD). Se puede observar que los paquetes comerciales MDS y MMICAD para diseño de circuitos de microondas no consideran el efecto de dispersión ya que el valor de la *æff* se mantiene constante en todo el intervalo de análisis (de 1 a 50 GHz), mientras que el método de elementos finitos del programa computacional HFSS, si considera el efecto de dispersión como se puede observar en la figura 96. Se puede apreciar que a partir de los 30 GHz el

valor de la *æff* se incrementa alcanzando al final del intervalo de análisis (50 GHz) un valor 6 aproximadamente. Además se puede apreciar en los resultados que el método electromagnético de momentos (MM) no converge con el resto de los métodos esto es debido a que los algoritmos de este simulador no soportan la estructura de la GOCPTA.

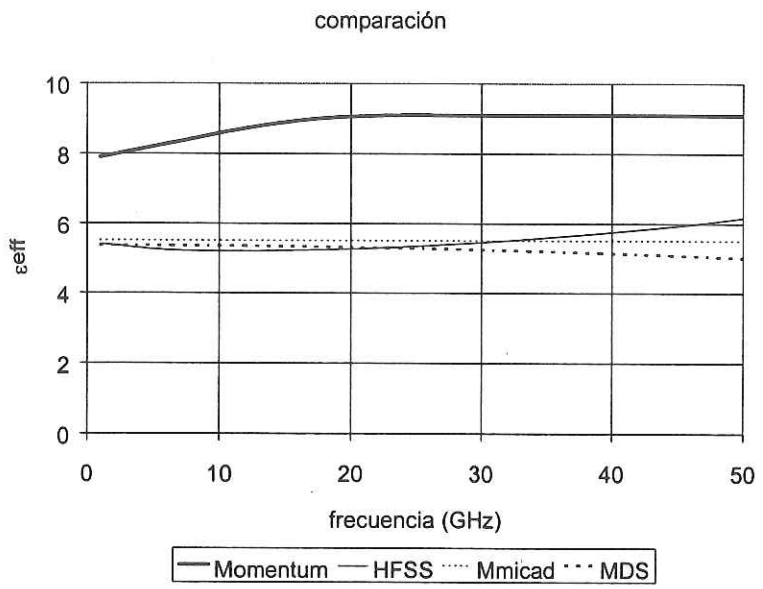


Figura 96. GOCPTA convencional con una separación entre planos de tierra G=250 μm, y una impedancia de Z=50 ohms, mediante los métodos HFSS, MM, MMICAD y MDS

VI.4 VALIDACIÓN DE LOS MÉTODOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES

En esta sección se presenta la comparación de los métodos teóricos (HFSS) y los experimentales (directo, de dos líneas y de tres líneas).

En la figura (97) se presenta la comparación entre los métodos: HFSS, directo, de dos líneas y multilíneas para la GOC con una separación entre planos de tierra G=250 μm y una altura de substrato h= 635 μm, para una impedancia Z=50 ohms.

En los resultados para la *æff* de la figura (97) se puede observar que los métodos experimentales a partir de los 30 GHz presentan resonancias mientras que el método de HFSS a partir de los 30 GHz presenta un cambio en el valor de la *æff*.

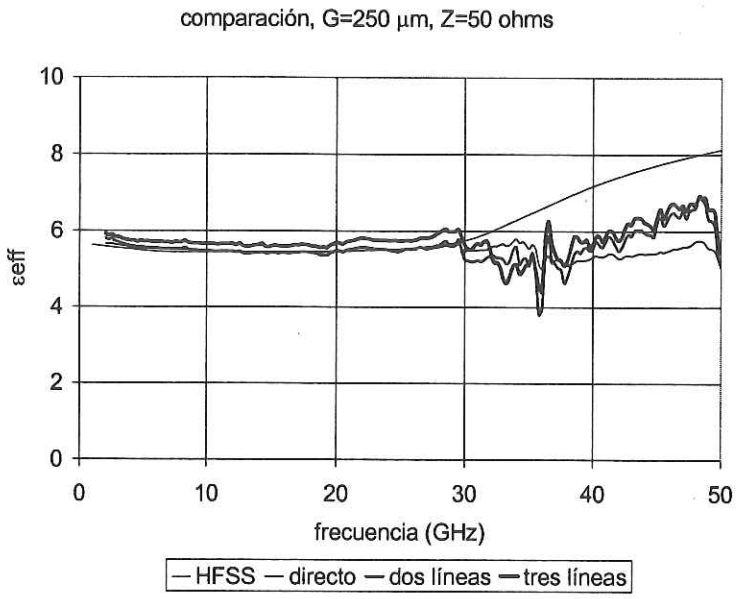


Figura 97. Comparación de resultados para la GOC entre el método electromagnético HFSS y los métodos experimentales; directo, de dos líneas y de tres líneas.

En la figura (98) se presenta la comparación entre los métodos; HFSS y de dos líneas resonantes para la GOC, con una separación entre planos de tierra G=500 μm y una impedancia de 50 ohms.

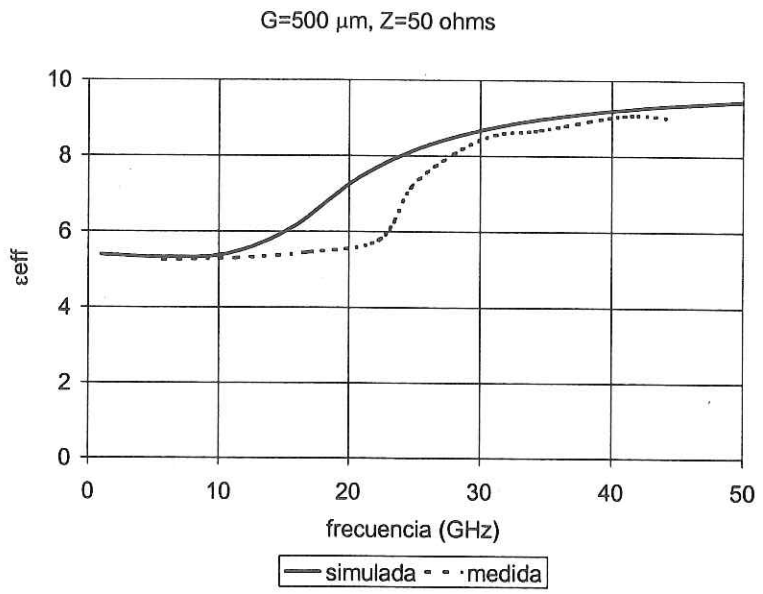


Figura 98. Comparación entre los métodos HFSS y resonante de dos líneas, para la GOC.

En los resultados de la figura (98) se puede apreciar que los dos métodos en comparación tienen básicamente el mismo comportamiento. Sin embargo en el intervalo de frecuencia de 15 a 25 GHz existe una discrepancia considerable entre los dos métodos la cual se atribuye a:

a) la discretización empleada en el HFSS ya que en este intervalo de frecuencias se requiere mayor precisión por el cambio tan brusco de la *æff,* lo cual se debe a que las componentes longitudinales de los campos se modifican y para tener una buena apreciación de ellos se necesita una discretización mayor. Por otro lado, en el método del HFSS las condiciones del material dieléctrico son ideales, así como también la geometría y el pulido del material conductor se suponen perfectos.

b) En el método resonante la geometría y el pulido del material no son perfectos, en la fabricación se tienen ciertos errores con respecto a las dimensiones propuestas y a la

obtenidas y además existe un error en las dimensiones entre el resonador corto y el largo las cuales se pueden consultar en la sección V.2

En la figura (99) se presenta la comparación del método experimental del par de líneas resonantes (GOCPTA con los lados metalizados) y del método electromagnético de HFSS, para una impedancia de 50 ohms con una separación entre planos de tierra G=500 μm y un espesor del substrato h=635 μm. De los resultados se puede observar que hasta aproximadamente 40 GHz, no hay una diferencia significativa en los resultados de la *æff* para ambos métodos. La diferencia que existe al final del intervalo se debe principalmente a que la última lectura que se pudo tomar en el método resonante de dos líneas es hasta aproximadamente 45 GHz.

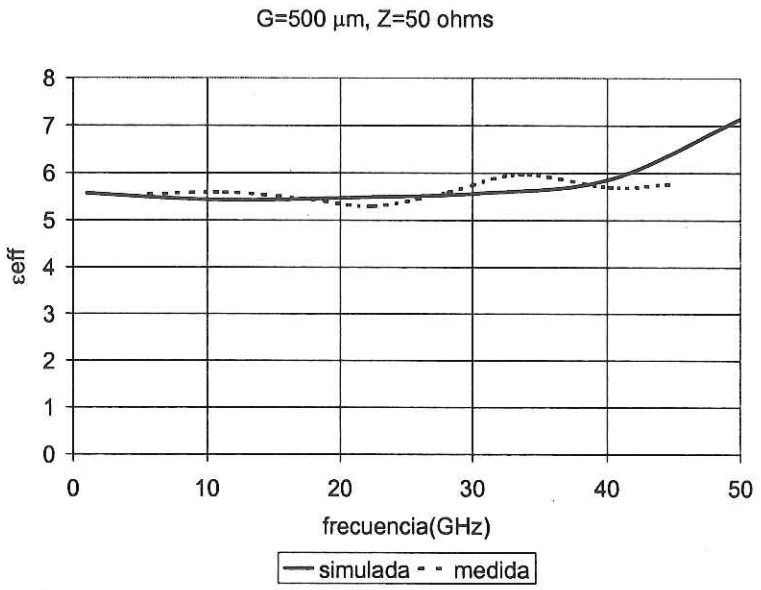


Figura 99. Comparación entre los métodos HFSS y resonante de dos líneas para la GOCPTA.

VI.5 CONCLUSIONES

En lo que corresponde a la comparación de la GOC con el método electromagnético HFSS y los métodos experimentales: directo, de dos líneas y multilíneas, se puede concluir que los resultados experimentales no concuerdan con los del análisis electromagnético en el intervalo de frecuencias de 30 a 50 GHz, lo cual se debe principalmente a que las condiciones en el análisis electromagnético se consideran ideales ya que los métodos experimentales demuestran que existen problemas en el HFSS para este rango de frecuencias

Se demostró que la dispersión que existía en la GOC empleando la estructura de la GOCPTA con lados metalizados, se eliminó, ya que en la comparación del método electromagnético y el método experimental del par de líneas resonantes los resultados indicaron que efectivamente la dispersión se elimina cuando se emplea la estructura de la GOCPTA con los lados metalizados.

Finalmente se concluye que el método experimental del par de líneas resonantes presenta los mejores resultados como se ha demostrado en otros trabajos [Medina, 1993], [Pérez Hernandez, 1997].

VII CONCLUSIONES GENERALES

VII.1 INTRODUCCIÓN

Se realizó un análisis cuasiestático, en el que se presentaron los resultados de la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica en la microcinta, la guía de onda coplanar y la guía de onda coplanar con plano de tierra adicional. Este estudio se llevó a cabo en función de los diferentes parámetros geométricos, para apreciar las principales diferencias de estos tres tipos de estructuras.

Se presentó un estudio teórico experimental del efecto de dispersión en la guía de onda coplanar con planos de tierra adicional. Este estudio se realizó mediante los paquetes de software de análisis electromagnético HFSS y MOMENTUM. La caracterización experimental se llevó a cabo con los métodos directo, de dos líneas, multilíneas y resonante.

Se dan a conocer los resultados de la constante dieléctrica efectiva mediante el análisis basado en el método de elementos finitos y se proporcionan además, los resultados obtenidos experimentalmente con los métodos: directo, de dos líneas, multilíneas y resonante de dos líneas, en el intervalo de 1 a 50 GHz.

Se realiza este trabajo sobre dos tipos de estructuras: la GOC y la GOCPTA, para demostrar la existencia de modos de propagación que causan efectos nocivos en la transmisión de este tipo de estructuras.

Se dio énfasis a los comentarios sobre los diferentes métodos empleados en el análisis de este tipo de estructura de microondas.

Finalmente se presenta la validación de los resultados teóricos con los experimentales.

VII.2 APORTACIONES

Se realizó un análisis cuasiestático de la GOC y la GOCPTA en el cual se determinó:

En la GOCPTA al incrementar el valor de h la impedancia aumenta y la constante dieléctrica efectiva disminuye para los mismos valores de G, S y W.

En la GOC al incrementar el valor de h la impedancia disminuye y la constante dieléctrica efectiva aumenta para los mismos valores de G, S y W.

Para valores de h pequeños (100 μm), la ε_{eff} y la impedancia de la GOCPTA toman valores parecidos a los de la microcinta.

Para valores de h grandes (1000 μm), la *æff* y la impedancia de la GOCPTA toman valores parecidos a los de la GOC.

Se realizó un análisis electromagnético mediante el paquete de software HFSS y Momentos en donde se determino:

La *æff* de la GOCPTA no tiene cambio con respecto a la impedancia.

Al incrementar G la dispersión de la GOCPTA se presenta a frecuencias más bajas.

Al incrementar el espesor del substrato h la *æff* de la GOCPTA disminuye

Al incrementar h y al disminuir G los modos de propagación de orden mayor de la GOCPTA se recorren a más altas frecuencias y la dispersión disminuye.

En la GOC al incrementar es espesor del substrato dieléctrico h y disminuir G los modos de propagación de orden mayor se recorren a más altas frecuencias y la dispersión disminuye.

Se realizó una caracterización experimental de la *æff* de la GOC y de la GOCPTA empleando los métodos directo, de dos líneas, de tres líneas y el par de líneas resonantes, en donde se determinó que la dispersión que existe en la GOC prácticamente se elimina y además en la GOCPTA desaparecen las resonancias que existen en la GOC.

VII. 3 RECOMENDACIONES

Es importante analizar el efecto de dispersión de este tipo de estructura con diferentes materiales, especialmente más delgados, ya que se espera que la dispersión disminuya y se puedan alcanzar diseños a frecuencias mayores a 50 GHz.

Realizar un estudio variando el ancho de los planos coplanares de la GOC y la GOCPTA, con el fin de determinar posibles cambios en la constante dieléctrica efectiva de ambas estructuras.

Se recomienda emplear el HFSS para analizar estructuras con plano de tierra adicional y el Momentos para estructuras abiertas sin plano de tierra adicional como la GOC. Además emplear otros métodos de análisis electromagnético, por ejemplo el método de dominio espectral y el método de diferencias finitas.

Para obtener los parámetros óptimos de desempeño de la GOC y la GOCPTA se deben de realizar los diseños de los circuitos con un G lo más pequeño posible, para evitar los efectos de resonancias en la GOC y mejorar el efecto de dispersión en la GOCPTA.

Realizar un estudio para determinar experimentalmente la impedancia de la GOC y la GOCPTA en la banda de frecuencias de microondas y milimétricas, considerando también algún método para determinar experimentalmente las pérdidas.

LITERATURA CITADA

Arlett P. L., A. K. Bahrani and O. C. Zienkiewicz, 1968, "Application of finite elements to the solution of Helmholtz's equation", Proc. IEE, Vol. 115, No. 12, pp. 176-178.

Anónimo, 1992, "SUMMIT 9000 Analytical Probe Station", Cascade Microtech Instruction Manual.

Anónimo, 1991, "Network Analyzer HP8510C", Hewlett Packard Network Analyzer System Manual.

Anónimo, 1994, "HP85180 High Frequency Structure Simulator", Hewlett Packard.

Anónimo, 1995, "HP momentum: User´s guide", Hewlett Packard.

Cheng K. M. and I. D. Robertson, 1995, "Quasi-TEM analysis of V-shaped conductor-backed coplanar waveguide", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, pp. 1992-1994.

Cheng T., Kuang C. and Tzuang, 1993 "Transmission charactiritics finite-width conductor-backed coplanar waveguide", Trans. On MTT, Vol. 41, No. 9, pp. 1616-1623.

Das Nirod K., 1994, "Two conductor-backed configurations of slotline or coplanar waveguide for elimination or suppresion of the power-leakage problem", IEEE MTT-S Digest, pp.153-155.

Ghione G. and Carlo U. Naldi, 1987, "Coplanar waveguides for MMIC aplications: effect of the upper shielding, conductor backing, finite extend ground plane and line to line coupling", IEEE Trans. On MTT, Vol. 35, No 3, pp 260-267.

Gupta K. C., Ramesh Garg and I. J. Bahl, 1999, "Microstrip lines and slotlines", Aartech House, (second edition), 377 p.

Harrintong F. Roger, 1993, "Field computation by Moment Methods", IEEE Press, 229 p.

Hoffman Reinmut R., 1989, "Handbook of microwave integrated circuits", Edit. Artech House, 527 p.

Huang Jeng-Wen and Ching-Kuang C. Tzuang, 1994, "Mode-Coupling avoidance of shieded Conductor-Backed Coplanar Waveguide (CBCPW) using dielectric lines compensation" IEEE MTT-S Digest, pp. 149-152.

Itoh Tatsuo, Giuseppe Pelosi and Peter P. Silvester, 1996, "Finite element sotfware for microwave engineering", John Wiley & Sons, 484 p.

Kitazawa T. and Y. Hayashi, 1986, "Cuasistatic characteristic of a coplanar waveguide with thick metal coating", Proc. IEE, Part h, Vol. 133, pp.18-20.

Liu Shih-Ping and Ching-Kuang Tzuang, 1997, "Scattering analysis of asymetric conductor-backed GOC open-end discontinuity problem", IEEE Micowave and guided wave letters, Vol. 7, No.5.

López Gutierrez Rosa Martha 1996, "Calibración TRL en dos etapas; una alternativa para eliminar los errores sistemáticos del analizador de redes HP8510C" Tesis de maestría, pp. 121.

Magerko Mark A., Lu Fan and Kaichang, 1994, "Configuration considerations for multi-layered packaged conductor-backed coplanar waveguide MICs", IEEE MTT-S Digest, pp. 1697-1700.

Medina Monroy J.L., 1995, "Estudio caracterización y modelado de los efectos de dispersión en estructuras de microcinta con fronteras finitas", Tesis de doctorado, CICESE, 121 p.

Medina Monroy J. L., A. Serrano Santoyo y F. J. Mendienta Jimenez, 1993, "Microstrip effective dielectric constant measurement and test of CAD models up to 20 GHz.", Microwave Journal, Vol. 35, pp. 82-93.

Medina Monroy J. L., 1993, "Análisis de Líneas de transmisión en microcinta a frecuencias de microondas", Revista de Ingeniería, Vol. LXIII(2), pp. 89-96 .

Pérez Hernandez Leobardo 1998. "Análisis y caracterización del efecto de dispersión en la guía de onda coplanar a frecuencias de microondas y ondas milimetricas", Tesis de maestría CICESE, 110 p.

Santiago de la Cruz Juan Pablo, 1998, "Análisis y caracterización de algunas discontinuidades en guía de onda coplanar a frecuencias de microondas", Tesis de maestría CICESE, 112 p.

Shih Y. C. and Itoh T., 1982, "Analysis of Conductor-Backed Coplanar Waveguide", Electronics Letters, Vol. 18, No. 12, pp. 538-540.

Silvester P.P and R. L. Ferrari, 1983, "Finite elements for electrical engineers", Cambridge University Press, New York, 205 p.

Silvester P., 1969, "A General High-Order Finite-Element Waveguide Analysis Program", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. 17, No.4, pp. 204-210.

Sorrentino Roberto, 1989, "Numerical Methods for Passive Microwave and Millimeter Wave Structures", IEEE Press, p. 485.

Sporkman T., 1998, "The evolution of coplanar MMICs over the past 30 years", Microwave Journal, Vol. 7, pp. 96-109.

Webb J. P., G. L. Maile and R. L. Ferrari, 1983, "Finite-Element solution of three-dimensional electromangnetic problems", IEE Proc., Vol. 130, No. 2, pp.153-159.

Wen C. P., 1969, "Coplanar Waveguide: A surface strip Transmission line suitable for nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 16, pp. 1087-1090.

Yaozhong Liu, Kimincha and Tatsuo Itoh, 1995, "Non-Leaky Coplanar (NLC) waveguides whit conductor backing", Tras. On MTT, Vol. 43, No.5, pp. 1067-1072.

Yaozhong Liu and Tatsuo Itoh, 1994, "Control of leakage in multilayered conductor-backed coplanar structures", IEEE MTT-S Digest, pp 141-143.

Zhu L. and Yamashita E., 1995, "Effects of conductor edge profile on transmission properties of conductor-backed coplanar waveguides", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 4, pp 847-853.

ANEXO A

DESCRIPCION DEL SIMULADOR HFSS

Para realizar el análisis con este paquete se sigue el procedimiento que se muestra en la figura (100).

Un aspecto muy importante, es que la discretización necesaria para la solución del problema, es inicializada y generada automáticamente por el programa, este proceso se repite hasta alcanzar las especificaciones requeridas de precisión en la solución. El análisis se hace primero a una frecuencia en particular, para generar una malla de elementos finitos, posteriormente el análisis se realiza a otras frecuencias sin tener que calcular nuevamente la malla, este calculo se debe realizar a la frecuencia más alta que se conoce como frecuencia adaptiva, así la precisión especificada será valida en todo el rango, de lo contrario, se podrían generar errores por falta de precisión en las frecuencias más altas del rango de análisis.

Las ventajas que presenta este programa son;

- Incluye estructuras en forma arbitraria
- Número ilimitados de puertos y modos de propagación
- Diferentes materiales dieléctricos y conductores en un mismo circuito
- Caracterización de pérdidas en los materiales

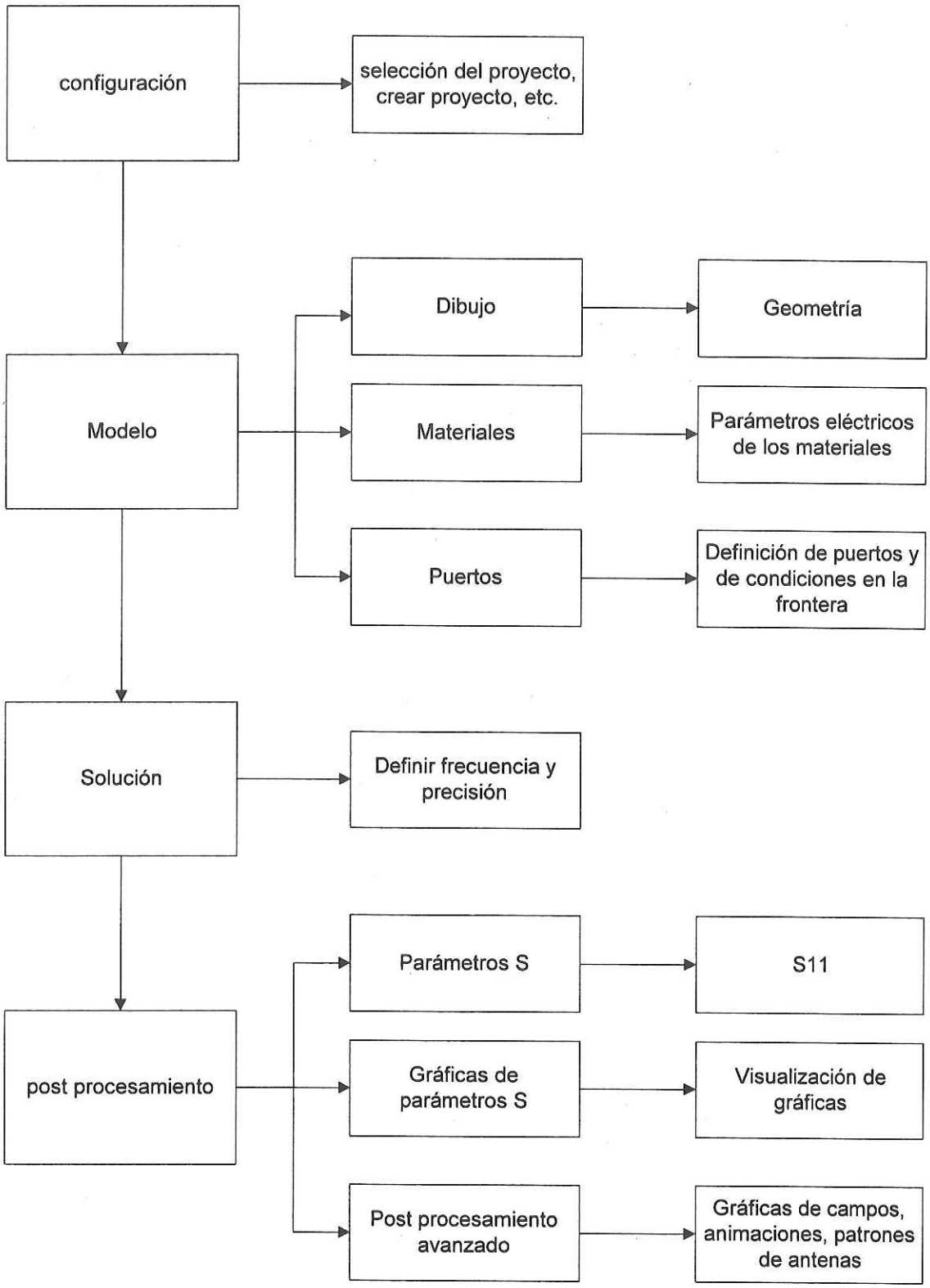


Figura 100. Metodología de simulaciones en HFSS.