

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



**"ANALISIS Y CARACTERIZACION DEL EFECTO DE
DISPERSION EN GUIA DE ONDA COPLANAR A
FRECUENCIAS DE MICROONDA Y ONDAS
MILIMETRICAS"**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

LEOBARDO PEREZ HERNANDEZ

Ensenada, Baja California, Mexico. Mayo de 1998.

TESIS DEFENDIDA POR
LEOBARDO PÉREZ HERNÁNDEZ
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE



Dr. José Luis Medina Monroy

Director del Comité



Dr. Alexei Venguer Petrovich

Miembro del Comité



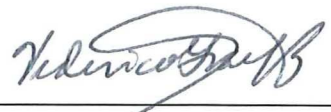
M.C. José Luis Briseño Cervantes

Miembro del Comité



Dr. José Luis Medina Monroy

*Jefe del Departamento de Electrónica y
Telecomunicaciones*

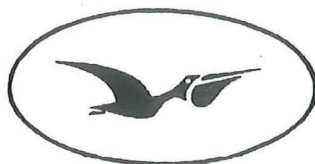


Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

22 de mayo de 1998

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



CICeSE

DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

**DEPARTAMENTO DE
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**“ANÁLISIS Y CARACTERIZACIÓN DEL EFECTO DE
DISPERSIÓN EN GUÍA DE ONDA COPLANAR A
FRECUENCIAS DE MICROONDA Y ONDAS
MILIMÉTRICAS”**

TESIS

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

LEOBARDO PÉREZ HERNÁNDEZ

Ensenada, B.C. México, Mayo de 1998.

RESUMEN de la Tesis de Leobardo Pérez Hernández presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Mayo de 1998.

ANALISIS Y CARACTERIZACION DEL EFECTO DE DISPERSION EN GUIA DE ONDA COPLANAR A FRECUENCIAS DE MICROONDAS Y ONDAS MILIMETRICAS

Resumen aprobado por:



Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

En este trabajo se presenta el estudio del efecto de dispersión en la constante dieléctrica efectiva y en la impedancia característica de estructuras de guía de onda coplanar (GOC) en el intervalo de frecuencias de 1 - 50 GHz. Este estudio se lleva a cabo mediante un método de análisis numérico basado en el Método de Momentos y con herramientas de computo adecuadas para el análisis asistido por computadora. Por otro lado, se efectúa una caracterización experimental mediante tres métodos: el método directo, el método de multilíneas y el método resonante. Además, se validan los resultados experimentales empleando los resultados obtenidos por el método de momentos. Por último se determina el método experimental con mayores ventajas.

Palabras clave: Guía de onda coplanar, dispersión, constante dieléctrica efectiva, Método de Momentos.

ABSTRACT of the thesis presented by Leobardo Pérez Hernández, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in ELECTRONIC AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México, May 1998.

ANALYSIS AND CHARACTERIZATION OF THE DISPERSION EFFECT IN COPLANAR WAVEGUIDES AT MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE FREQUENCIES

Approved By:



Dr. José Luis Medina Monroy
Thesis Advisor

A study of the coplanar waveguides dispersion effects in the 1 to 50 GHz frequency range is presented. In the first part, a theoretical characterization of frequency dependent effective dielectric constant and characteristic impedance of the coplanar waveguide (CPW) is performed using an electromagnetic numerical technique based on the Method of Moments (MoM). In the second part an experimental characterization of this parameters is also performed applying three methods: the direct, the multilines and the resonant pair methods. Using these methods, the behavior of the dielectric constant and characteristic impedance in the 1 to 50 GHz frequency range were obtained. As a third part, a theoretical - experimental comparison were performed for validation purposes, and finally the experimental method with greater advantage is determined.

Keywords: Coplanar waveguide, dispersion, effective dielectric constant, Method of Moments.

“Mas á Dios gracias, que nos da la *victoria* por nuestro Señor Jesucristo”

1 Corintios 15:57

“Tuya es, oh Jehová, la magnificencia, y el poder y la gloria, la *victoria* y el honor: porque todas las cosas que estan en los cielos y en la tierra son tuyas. Tuyo, oh Jehová, es el reino, y la altura sobre todos los que estan por cabeza”

1 Crónicas 29:11

“Más maravillosa es la *ciencia* que mi capacidad; alta es, no puedo comprenderla”.

Salmo 139:6

“El corazón del entendido adquiere *sabiduría*; y el oído de los sabios busca la *ciencia*”

Proverbios 18:15

“!Oh profundidad de las riquezas de la *sabiduría* y de la *ciencia* de Dios! !Cuán incomprensibles son sus juicios, e inescrutables sus caminos! “

Romanos 11:33

Con profundo cariño dedico este trabajo a:

A la memoria de mi padre.

A mi querida madre por su apoyo y por sus oraciones.

*A mis hermanos Isabel, Juan, Martha y Víctor
por su ayuda incondicional y apoyo en todo
momento.*

Agradecimientos:

A Dios por su grande misericordia y su incomparable amor

A mi director de tesis Dr. José Luis Medina Monroy por sus consejos y recomendaciones y por el apoyo que me brindo durante mi estancia en esta institución.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández por su colaboración con el Método de Multilíneas, al Dr. Alexei Venguer Petrovich y al M. C. José Luis Briseño C. por sus muy acertadas recomendaciones.

A Rosa Martha López G. por su asesoría con el Método de Multilíneas.

A una amiga y compañera muy especial: Carmen Maya Sánchez por su grandiosa amistad y su apoyo incondicional en los momentos en que más necesitaba.

A Juan Pablo por su gran amistad y sobre todo porque es jarocho !arriba Veracruz!

A una gran amiga y linda persona : Ana Yaveni Aguilar B.

A un gran amigo y hermano en la fe: Alfredo Cristóbal Salas, por sus consejos y por su gran sentido del humor; y porque es jarocho !arriba Veracruz!.

A todos mis compañeros de Generación y nuevos: Telecom, Microsonderos y Controleros. Y en especial a: Hector Felix, Edith, Gonzalo, Mauro, Alfonso, los "Raules" y las "Periquitas" .

A los jóvenes de la Iglesia "El Buen Samaritano": Diana, Sergio, Aaron, Ericka, Gaby, Vero, Silvia, Rossy; por haber sido mi familia ensenadense... siempre los recordaré.

A Margarita Jawreque por agilizar los trámites de mi titulación; a Citlali por tenerme paciencia en cada ocasión que le solicitaba algún documento y a mi secre Maricela.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología

CONTENIDO

I	INTRODUCCIÓN	1
I.1	Objetivo	3
I.2	Organización del trabajo	4
II	ANÁLISIS ELECTROMAGNÉTICO	7
II.1	Introducción	7
II.2	Efecto de dispersión	9
II.3	Métodos de análisis en GOC	10
II.4	Método de momentos	12
II.5	Momentum	19
II.6	Conclusión	21
III	MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL	22
III.1	Introducción	22
III.2	Método directo	22
III.3	Método de multilíneas	24
III.3.1	Método de multilíneas empleando dos líneas de diferente longitud	24
III.3.2	Método de multilíneas empleando tres líneas	29
III.4	Método del par de líneas resonantes	32
III.5	Conclusión	37
IV	CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DE LA CONSTANTE DIELECTRICA EFECTIVA	38
IV.1	Introducción	38
IV.2	Diseño y construcción de las guías de onda coplanar	39
IV.2.1	Diseño de las líneas del método resonante	39
IV.2.2	Construcción	41
IV.3	Caracterización	45
IV.4	Resultados del método directo	47
IV.5	Resultados del método de multilíneas	48
IV.6	Resultados del método resonante	52
IV.7	Comparación de resultados de los métodos experimentales	57
IV.8	Conclusión	59

V	CARACTERIZACIÓN NUMÉRICA DE LA CONSTANTE DIELÉCTRICA EFECTIVA	60
V.1	Introducción	60
V.2	Discretización de la estructura en celdas	60
V.3	Error relativo en los parámetros S	66
V.4	Convergencia de los valores de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$	68
V.5	Resultados de la constante dieléctrica efectiva	69
V.6	Resultados del MDS mediante el Linecalc	71
V.7	Comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en función de parámetros geométricos y eléctricos	73
V.8	Comportamiento de la impedancia característica en función de la frecuencia	77
V.9	Conclusión	81
VI	VALIDACIÓN DE RESULTADOS DE LOS MÉTODOS EXPERIMENTALES VS ANALÍTICOS.	82
VI.1	Introducción	82
VI.2	Validación de los métodos experimentales con el método de momentos y MDS	82
VI.3	Conclusión	89
VII	CONCLUSIONES GENERALES.	90
VII.1	Introducción	90
VII.2	Aportaciones	91
VII.3	Recomendaciones	92
	LITERATURA CITADA	94
	APÉNDICE A APLICACIÓN DEL HP MOMENTUM EN EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON GOC	97
A.1	Introducción	97
A.2	Inicializando con el HP Momentum	97
A.3	Menú principal	98
A.4	Definición del substrato (SETUP)	99
A.5	Geometría	101
A.6	Definición de puertos	103
A.7	Discretización de la estructura	104
A.8	Simulación	107
A.9	Presentación de resultados	109

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1 Parámetros de la guía de onda coplanar	2
2 Diagrama a bloques del análisis de la GOC	7
3 Método de momentos	12
4 Guía de onda coplanar contenida en un recinto	13
5 Discretización de la estructura	15
6 Modos de excitación en GOC y circuito equivalente	17
7 Red de 2 puertos representados por sus parámetros S	18
8 Método directo	23
9 Parámetros de error del sistema	24
10 Diagrama del método de multilíneas	31
11 Par de líneas resonantes	33
12 Método resonante	36
13 Par resonante de la línea de 50 Ω y detalle de acoplamiento	40
14 Proceso de obtención de la mascarilla	42
15 Construcción del circuito	44
16 Sistema de caracterización	45
17 Mediciones en transmisión y reflexión	46
18 Caracterización de la línea resonante	46
19 Método directo	47
20 Método directo en las líneas de 40, 50 y 60 Ω	48
21 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las líneas L1 y L2 aplicando el método de multilíneas	49
22 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las líneas L1 y L3 aplicando el método de multilíneas	49
23 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las líneas L1, L2 y L3 aplicando el método de multilíneas	50
24 Gráfica comparativa de resultados de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ con el método de multilíneas en la línea de 50 Ω	50
25 Método de multilíneas aplicado a las líneas de diferente impedancia	51
26 Frecuencias de resonancia del par resonante de 50 Ω	52
27 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para las líneas con $G = 240 \mu\text{m}$ con el método resonante	54
28 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para las líneas con $G = 470 \mu\text{m}$ con el método resonante	56
29 Comparación de resultados en línea de 40 Ω empleando los tres métodos experimentales	57
30 Comparación de resultados en línea de 50 Ω empleando los tres métodos experimentales	58
31 Comparación de resultados en línea de 60 Ω empleando los tres métodos experimentales	58
32 Discretización de la GOC	61
33 Convergencia de S11 y S21 en cada paso adaptivo	62
34 Pasos adaptivos de la constante de propagación	63
35 Pasos adaptivos de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$	64
36 Pasos adaptivos de la impedancia característica	64

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
37 Tiempo de computo vs número de celdas	65
38 Tamaño de matriz de cómputo	65
39 Cantidad de memoria requerida vs número de celdas	66
40 Gráficas de error relativo en parámetros S de la línea de 60 Ω	67
41 $\epsilon_{eff}(f)$ con diferente número de celdas	68
42 $\epsilon_{eff}(f)$ para diferentes impedancias y $G = 240 \mu m$	69
43 $\epsilon_{eff}(f)$ para diferentes impedancias y $G = 470 \mu m$	70
44 $\epsilon_{eff}(f)$ para líneas de 50 Ω con diferente G	71
45 $\epsilon_{eff}(f)$ con el MDS	72
46 Comparación entre el momentum y el MDS	72
47 $\epsilon_{eff}(f)$ en función del espesor del substrato	74
48 $\epsilon_{eff}(f)$ en función de G	74
49 $\epsilon_{eff}(f)$ con k variable	75
50 $\epsilon_{eff}(f)$ en función de k	76
51 $\epsilon_{eff}(f)$ en función de ϵ_r	76
52 Impedancia característica para la línea de 30 Ω	77
53 Impedancia característica para la línea de 40 Ω	78
54 Impedancia característica para la línea de 50 Ω	79
55 Impedancia característica para la línea de 60 Ω	79
56 Impedancia característica para la línea de 70 Ω	80
57 Comparación de resultados aplicando los 5 métodos a líneas con $G = 250 \mu m$	83
58 Error relativo en resultados experimentales de líneas con $G = 240 \mu m$ e impedancia de a) 40 Ω , b) 50 Ω y c) 60 Ω .	84
59 Error relativo en resultados teoricos de líneas con $G = 240 \mu m$ e impedancia de a) 40 Ω , b) 50 Ω y c) 60 Ω .	85
60 Resultados de $\epsilon_{eff}(f)$ experimentales y analíticos para líneas con $G = 470 \mu m$	86
61 Error relativo en líneas con $G = 470$ micras e impedancia de a) 40 Ω , b) 50 Ω y c) 60 Ω .	88
A1 Menú principal del HP Momentum	98
A2 Definición del substrato	100
A3 Geometría de las ranuras de la GOC	101
A4 Definición de puertos coplanares	103
A5 Menú de discretización	105
A6 Menú para definir la malla	105
A7 Discretización de la ranura	105
A8 Estructura discretizada	106
A9 Menú de simulación	107
A10 Opciones de simulación	108

A11	Presentación de resultados en carta de Smith	109
A12	Presentación en formato magnitud dB vs frecuencia	110
A13	Presentación en formato fase vs frecuencia	110
A14	Presentación de resultados en forma de listado	111

“ANÁLISIS Y CARACTERIZACIÓN DEL EFECTO DE DISPERSIÓN EN GUÍA DE ONDA COPLANAR A FRECUENCIAS DE MICROONDAS Y ONDAS MILIMÉTRICAS”

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas y equipos de RF que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas han encontrado un rápido desarrollo en los últimos años. Son innumerables las aplicaciones de los actuales sistemas de comunicación satelital y terrestre, radares, sistemas de radioastronomía y los equipos de medición que operan a tales frecuencias. Para lograr la eficiencia y desarrollo de estos sistemas es necesario innovar en el campo de la investigación de los componentes que los integran, tales como los amplificadores de bajo ruido y de potencia, osciladores, filtros, acopladores, etc. por mencionar algunos.

Por muchos años los circuitos de microondas han empleado predominantemente líneas de transmisión de microcintas. Sin embargo en los últimos años se ha considerado el empleo de la guía de onda coplanar (GOC) debido a que presenta mayores ventajas que la microcinta.

Una guía de onda coplanar consiste de una cinta delgada de película metálica (conductor) con ancho w depositado sobre un sustrato dieléctrico, con dos planos de tierra paralelos al conductor y separados de este por una distancia s , como se muestra en la figura 1. Los parámetros eléctricos y geométricos del sustrato son su permitividad ϵ_r , también conocida como constante dieléctrica relativa, espesor del dieléctrico h , espesor del conductor t y pérdidas tangenciales $\tan \delta$ principalmente.

La guía de onda coplanar puede encontrarse en un recinto de dimensiones finitas como en la figura 1(a); en donde H representa la altura a la cual se encuentra la cubierta del recinto y D representa el ancho de los planos de tierra (fig. 1b).

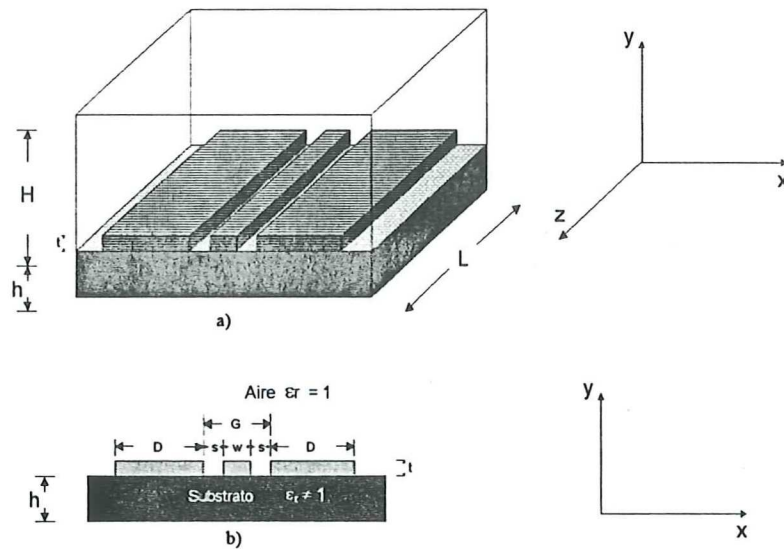


Fig. 1 Parámetros de la guía de onda coplanar: a) Encapsulada b) Abierta.

Una de las características mas importantes de la guía de onda coplanar es la facilidad con la que pueden conectarse en paralelo elementos externos en circuitos integrados híbridos de microondas. Otra de las características de la GOC es la diversidad de combinaciones de s y w para diseñar circuitos con una impedancia determinada, logrando con ello circuitos de guía de onda coplanar con dimensiones pequeñas. Debido a lo anterior, la guía de onda coplanar ofrece múltiples ventajas. Además presenta en la mayoría de los casos pérdidas de conductor y por radiación menores que en la microcinta [Jackson, 1986]. Por estas características la GOC ofrece múltiples aplicaciones en el campo de diseño de circuitos de microondas.

La precisión en el diseño de circuitos con tecnología coplanar requiere de exactitud y confiabilidad de la información referente al comportamiento de la guía de onda coplanar. Un efecto que influye en el comportamiento de la GOC en función de la frecuencia es el Efecto de Dispersión.

A medida que aumenta la frecuencia la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} tiende a seguir un comportamiento diferente al del régimen cuasi-estático (bajas frecuencias); esto se debe a que el modo de propagación de la onda no es TEM (Transversal Electromagnético) puro. Dicho modo de propagación es consecuencia de la no homogeneidad de la guía de onda coplanar; es decir que esta estructura presenta dos medios dieléctricos con diferente permitividad (aire y sustrato), como se muestra en la figura 1. Estos medios tienen una velocidad de propagación diferente que provoca que los campos eléctricos y magnéticos en la componente longitudinal (en la dirección z) se modifiquen provocando modos híbridos de propagación. [Hoffman, 1987].

Es de suma importancia caracterizar el efecto de dispersión de la guía de onda coplanar debido a que en el diseño de circuitos y componentes de microondas y ondas milimétricas se requiere conocer el comportamiento que dichos tipos de circuitos presentan en función de la frecuencia, logrando con ello minimizar los errores del diseño.

I.1 OBJETIVO

El propósito de este trabajo es realizar un estudio del comportamiento dispersivo de la guía de onda coplanar en la banda de frecuencias de microondas y ondas milimétricas, mediante la caracterización experimental y numérica de guías de onda coplanar con

diferentes dimensiones físicas. Esto se realiza con el fin de proporcionar las bases teóricas y experimentales que sirvan para el desarrollo posterior de modelos de dispersión para este tipo de estructuras, de tal manera que facilite las técnicas de diseño de circuitos de microondas que emplean guía de onda coplanar.

Este estudio se lleva a cabo mediante el análisis electromagnético empleando el Método de Momentos (MoM) y la caracterización experimental utilizando tres métodos: el método directo, el método de multilíneas y el método del par de líneas resonantes. Para ello se emplea un analizador de redes vectorial y una estación de prueba adecuada para la caracterización de obleas y circuitos realizados con tecnología coplanar. Asimismo se presentan resultados de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia para diferentes GOC, y se realiza una comparación de resultados experimentales con los obtenidos mediante análisis electromagnético empleando el paquete de análisis Momentum basado en el método de momentos.

1.2 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

Este trabajo de tesis se encuentra distribuido como se describe a continuación:

En el capítulo dos se presentan las bases teóricas relacionadas con el análisis electromagnético aplicado a la guía de onda coplanar. Se presenta en particular un método riguroso de análisis electromagnético : el Método de Momentos. Se proporciona además, la metodología empleada por el paquete de análisis Momentum [Anon, 1995].

El capítulo tres comprende la metodología de caracterización experimental. Se presentan tres métodos para la obtención de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} ; el primero de ellos es un método directo basado en la información de fase de los parámetros de transmisión S_{21} de las líneas; el segundo es el método de multilíneas que emplea tres líneas de igual impedancia pero diferente longitud y por último un método resonante que emplea un par de líneas resonantes.

En el capítulo cuatro se proporciona la metodología de diseño de los circuitos así como los resultados de la caracterización experimental mediante los tres métodos presentados en el capítulo tres. También se realiza una comparación entre los resultados de la constante dieléctrica efectiva para las GOC, con diferentes impedancias Z y anchos G empleando cada uno de los métodos.

En el capítulo cinco se proporcionan los resultados de la caracterización numérica presentando en primer término el número de celdas empleadas en la discretización de la estructura así como su respectivo porcentaje de error relativo en los parámetros S . Basándose en esta discretización se presentan los valores de la constante dieléctrica efectiva de GOC's con parámetros idénticos (físicos y eléctricos) al de las GOC caracterizadas experimentalmente. Se presenta además, el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en función de los parámetros h , ϵ_r , y G . Además, se presentan resultados del comportamiento de la impedancia característica en función de la frecuencia de las líneas caracterizadas.

En el capítulo seis, se efectua la validación de los resultados experimentales con los resultados del análisis electromagnético basado en el método de momentos.

En el capítulo siete se presentan las conclusiones y recomendaciones propias de este trabajo.

Por último en el Apéndice A a se proporciona un manual del paquete HP Momentum aplicado al análisis de la guía de onda coplanar.

II. ANÁLISIS ELECTROMAGNÉTICO

II.1 INTRODUCCIÓN

El estudio del comportamiento de la guía de onda coplanar y en general de cualquier estructura pasiva de microondas se puede clasificar como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 2 .

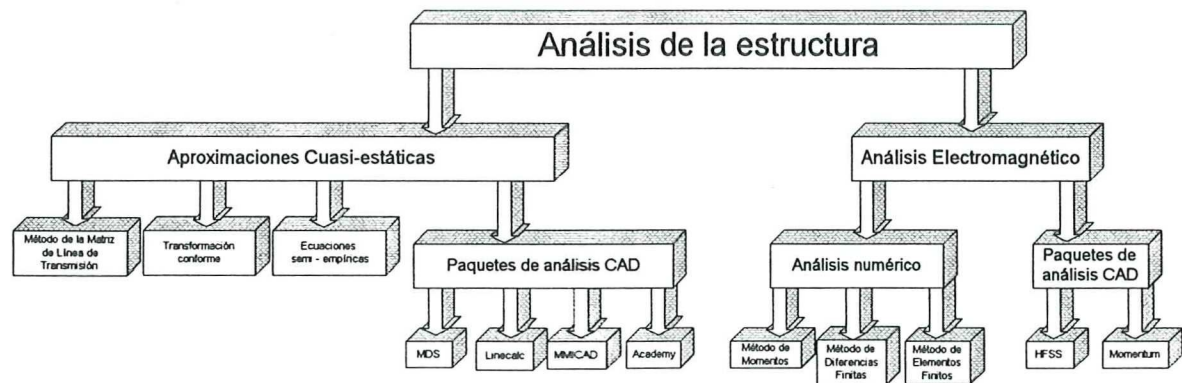


Figura 2. Diagrama a bloques del análisis de la GOC.

Los métodos de análisis aplicados al estudio del comportamiento de la guía de onda coplanar se clasifican en dos grupos: Los métodos cuasi-estáticos y los métodos electromagnéticos.

En los métodos de análisis electromagnético se parte de las ecuaciones de Maxwell para encontrar la solución de los campos eléctricos E y magnéticos H así como la

distribución de corriente en el conductor considerando las componentes longitudinales que provocan los modos híbridos de propagación.

En cuanto a los métodos cuasiestáticos se supone que no existen tales componentes longitudinales; de esta manera se considera que el modo de propagación de la estructura analizada es transversal electromagnético puro (TEM). Debido a esta suposición, los resultados del análisis muestran solamente una aproximación del comportamiento de la estructura analizada.

En este trabajo se presenta el método de momentos para el análisis de los circuitos con guía de onda coplanar utilizados en la caracterización experimental. La ventaja de este método es la precisión de los resultados, debido a que considera los efectos producidos por las componentes longitudinales de los campos magnéticos H y eléctricos E .

Una herramienta muy útil para analizar este tipo de estructura es el empleo de paquetes de análisis tales como el HP Momentum [Anón., 1995] que se basa en el método de momentos (MoM) y el HFSS [Anón., 1994] basado en el método de elementos finitos (FEM). Por otra parte, entre los paquetes que se basan en ecuaciones semiempíricas que no consideran el efecto de dispersión se encuentran el MDS, el Academy, el MMICAD y el Linecalc.

En conclusión, los métodos de análisis electromagnético ofrecen mayor precisión pero requieren de mayor memoria de CPU y mayor tiempo en la obtención de resultados. En lo que se refiere a los métodos CAD (que emplean ecuaciones semi empíricas), el tiempo

de computo requerido es mínimo, pero la precisión no es adecuada para frecuencias altas ya que no considera los modos híbridos de propagación y por lo tanto no incluyen el efecto de dispersión a diferencia de los métodos de análisis electromagnético.

II.2 EFECTO DE DISPERSIÓN

El efecto que se presenta cuando el modo de propagación Quasi_TEM de una GOC, modo impar; el cual a bajas frecuencias sus componentes de los campos magnéticos longitudinales son casi nulos; y a medida que se incrementa la frecuencia tales componentes longitudinales también se incrementan, de manera que modifican el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica de la línea; a este efecto se le conoce como efecto de dispersión. Este efecto se debe a la no homogeneidad de la estructura de guía de onda coplanar; y al modo de propagación que se origina se le conoce como modo Híbrido de propagación donde $E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$. El efecto de dispersión influye tanto en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva como en la impedancia característica de la línea.

Los parámetros que ejercen influencia en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en la GOC se clasifican en dos grupos: Los que se refieren a las dimensiones de la estructura (Geométricos o físicos) y los que se refieren a las propiedades del material (Parámetros eléctricos).

a) Parámetros Geométricos:

- Distancia entre los planos de tierra ($G = w + 2s$)

- Espesor del substrato (h)
- Relación $k = w/G$
- Ancho de los planos de tierra

b) Parámetros Eléctricos:

- La constante dieléctrica relativa ϵ_r

Cuando se considera una GOC con planos de tierra pequeños, el efecto de dispersión se reduce al igual que las pérdidas por radiación [Alexandrou *et al*, 1994].

II.3 MÉTODOS DE ANÁLISIS EN GOC

Entre los métodos electromagnéticos aplicados al estudio de las características de la guía de onda coplanar se encuentran la aproximación del Dominio Espectral y la Técnica del Residuo Complejo [Jeng -Yi Ke *et al*, 1992] que fueron empleadas para determinar el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva y la constante de atenuación normalizada.

Se han desarrollado algunos métodos de análisis electromagnético aplicados al estudio de las guías de onda coplanar, así como también para la microcinta y la línea ranurada (slotline). Uno de estos métodos es el de la Matriz de Línea de Transmisión de Diferencias Finitas (FD-TLM) que ha sido empleada [Zhang, 1992] para el estudio de las

características de propagación dependientes de la frecuencia. Se han realizado análisis para la obtención de la constante de propagación mediante el Método de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (TD-FD) [Liang *et al* , 1989]. Kitazawa[1991] analiza la GOC basándose en una formulación de modo híbrido que combina la aproximación del Dominio Espectral [Itoh 1973] y el Método de Perturbación [Lewin, 1984], para determinar el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva, la impedancia característica y la atenuación. Dib y Katehi aplicaron el Método de Momentos [N. I. Dib *et al* , 1991] al análisis de las discontinuidades en Guía de Onda Coplanar y se obtuvieron resultados de la Matriz de parámetros S en el intervalo de 5 a 25 GHz. Polycarpou *et al* (1996) aplicó el Método de Elementos Finitos para obtener la Constante Dieléctrica Efectiva ϵ_{eff} y la Constante de Propagación y así como también la impedancia característica Z_0 [Polycarpou *et al*, 1996].

Una técnica cuasiestática aplicada al estudio de la GOC, es la técnica de Transformación Conforme [Ghione *et al*, 1987] empleada para analizar el efecto del espesor finito en la GOC. Sin embargo, esta técnica no proporciona resultados en función de la frecuencia.

Debido a lo anterior, en este trabajo se emplea el análisis electromagnético basado en el Método de Momentos. Además, se obtienen resultados de la caracterización numérica empleando el paquete de análisis Momentum [Anon. 1995] (basado en el Método de Momentos) y se realiza una comparación con los resultados obtenidos con el paquete MDS (Microwave and RF Design System)[Anon, 1994]; basado en ecuaciones semi - empíricas.

II.4 MÉTODO DE MOMENTOS

El procedimiento general del análisis empleado en el método de momentos se resume en el diagrama a bloques de la figura 3. Como primer paso se definen las características de los parámetros geométricos y eléctricos de la estructura mostrada en la figura 4, incluyendo las dimensiones w y s , la conductividad σ , la permitividad del dieléctrico ϵ_r y las pérdidas tangenciales $\tan\delta$. Como segundo punto se tiene la formulación de la ecuación integral a partir de las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de frontera. La forma en que se obtiene y resuelve la ecuación integral así como los pasos siguientes hasta la obtención de los parámetros S de la estructura, se describe a continuación.

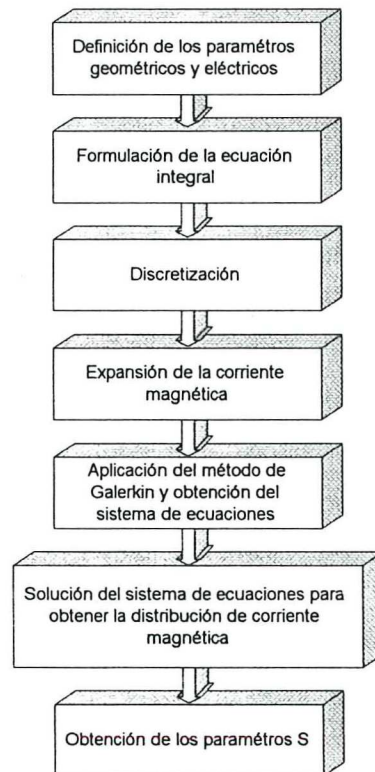


Figura 3. Método de Momentos

En la figura 4 se muestra una Guía de Onda Coplanar (GOC) contenida en un recinto cuyas dimensiones se seleccionan de manera que el modo fundamental de la GOC no se afecte por las resonancias de alto orden del recinto.

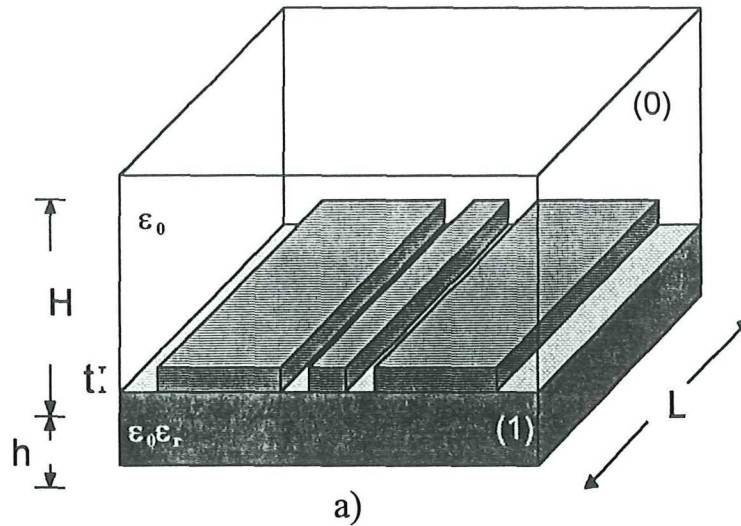


Figura 4. Guía de onda coplanar contenida en un recinto

El problema de frontera se encuentra dividido en dos partes; en la primera se introduce una corriente magnética equivalente $\vec{M}_s$ en la ranura s (slot). Esta corriente magnética radia un campo electromagnético en las dos regiones de la GOC (arriba (0) y abajo (1) de las ranuras) de manera que el campo eléctrico es continuo en las superficies de las ranuras. La otra condición de frontera que debe ser aplicada es la continuidad de los componentes tangenciales de la corriente magnética en la superficie de la ranura s .

$$\hat{a}_x \times (\vec{H}_0 - \vec{H}_1) = \vec{J}_s \quad (1)$$

donde $\vec{J}_s$ es nulo en cualquier parte del plano de la ranura, excepto en la posición de las fuentes de excitación de corriente eléctrica de la GOC. $\vec{H}_0$ y $\vec{H}_1$ son los campos magnéticos en las regiones directamente arriba y abajo de la ranura, respectivamente y pueden expresarse en términos de la densidad de corriente magnética $\vec{M}_s$, como se muestra a continuación :

$$\vec{H}_0 = \iint_{S_{CPW}} \vec{\bar{G}}_0^h(\vec{r} / \vec{r}') \cdot \vec{M}_s(\vec{r}') ds' \quad (2)$$

$$\vec{H}_1 = - \iint_{S_{CPW}} \vec{\bar{G}}_1^h(\vec{r} / \vec{r}') \cdot \vec{M}_s(\vec{r}') ds' \quad (3)$$

donde S_{cpw} es la superficie de la ranura y $\vec{\bar{G}}_0^h$ y $\vec{\bar{G}}_1^h$ son las funciones de Green Dyádicas en las dos regiones de la Guía de Onda; $\vec{r}$ y $\vec{r}'$ son los vectores del campo en los puntos de observación y de excitación, respectivamente.

Empleando las ecuaciones (2) y (3), la ecuación (1) se puede expresar como:

$$\hat{a}_x \times \iint_{S_{CPW}} [\vec{\bar{G}}_0^h + \vec{\bar{G}}_1^h] \vec{M}_s(\vec{r}') ds' = \vec{J}_s \quad (4)$$

Para obtener la distribución de corriente magnética desconocida $\vec{M}_s$, se emplea el Método de Momentos [Harrington 1985]. En primer lugar se subdivide la ranura en rectángulos, como se observa en la figura 5; posteriormente la densidad de corriente magnética se expresa como una doble sumatoria finita.

$$\vec{M}_s(\vec{r}') = \hat{a}_y \sum_{i=1}^{N_y} \sum_{j=1}^{N_z} V_{y,ij} f_i(y') g_j(z') + \hat{a}_z \sum_{i=1}^{N_y} \sum_{j=1}^{N_z} V_{z,ij} f_j(z') g_i(y') \quad (5)$$

donde $\{f_i(y')g_j(z'); i=1, \dots, N_y, j=1, \dots, N_z\}$ es una familia de las funciones base del tipo techo "Rooftop" y $V_{y,ij}$ y $V_{z,ij}$ son los coeficientes desconocidos para las componentes y y z de la densidad de corriente magnética.

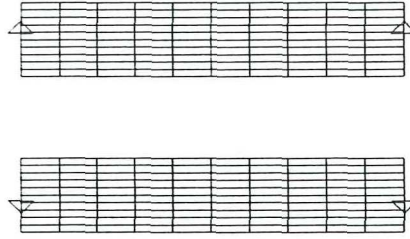


Figura 5. Discretización de la estructura

A partir de (5) y (4) se puede escribir :

$$\vec{J}_s + \Delta \vec{J}_s = \hat{a}_x \times \left\{ \sum_{i=1}^{N_y} \sum_{j=1}^{N_z} V_{y,ij} \iint [\bar{G}_0^h + \bar{G}_1^h] \cdot \hat{a}_y f_i(y') g_j(z') ds' + \sum_{i=1}^{N_y} \sum_{j=1}^{N_z} V_{z,ij} \iint [\bar{G}_0^h + \bar{G}_1^h] \cdot \hat{a}_z f_j(z') g_i(y') ds' \right\} \quad (6)$$

donde $\Delta \vec{J}_s$ representa el error introducido por las aproximaciones de la distribución de corriente magnética.

Finalmente, se emplea el procedimiento de Galerkin para minimizar el error $\Delta \vec{J}_s$;
resultando;

$$\iint (\hat{a}_x x \Delta \vec{J}_s) \cdot \hat{a}_y f_m(y) g_n(z) ds = 0 \quad (7)$$

$$\iint (\hat{a}_x x \Delta \vec{J}_s) \cdot \hat{a}_z f_n(z) g_m(y) ds = 0 \quad (8)$$

donde f_m y g_n son funciones de peso idénticas a las funciones bases, $m = 1, \dots, N_y$ y $n = 1, \dots, N_z$. De esta manera, (6) se reduce a una ecuación matricial de la forma:

$$\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} Y_{yy} \\ Y_{yz} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Y_{yz} \\ Y_{zz} \end{bmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_z \\ I_y \end{pmatrix} \Rightarrow [Y][V] = [I] \quad (9)$$

donde $[Y_{\zeta\xi}]$ ($\zeta, \xi = y, z$) representan a los bloques de la matriz de admitancia cuyos elementos se expresan en términos de las integrales espaciales múltiples, dadas como:

$$Y_{yy} = \iiint \hat{a}_y f_m(y) g_n(z) \cdot \left[\overline{\overline{G}}_0^h + \overline{\overline{G}}_1^h \right] \cdot \hat{a}_y f_i(y') g_j(z') dy' dz' dy dz \quad (10)$$

$$Y_{yz} = \iiint \hat{a}_y f_m(y) g_n(z) \cdot \left[\overline{\overline{G}}_0^h + \overline{\overline{G}}_1^h \right] \cdot \hat{a}_z f_j(z') g_i(y') dy' dz' dy dz \quad (11)$$

$$Y_{zy} = \iiint \hat{a}_z f_n(z) g_m(y) \cdot \left[\overline{\overline{G}}_0^h + \overline{\overline{G}}_1^h \right] \cdot \hat{a}_y f_i(y') g_j(z') dy' dz' dy dz \quad (12)$$

y,

$$Y_{zz} = \iiint \hat{a}_z f_n(z) g_m(y) \cdot \left[\overline{\overline{G}}_0^h + \overline{\overline{G}}_1^h \right] \cdot \hat{a}_z f_j(z') g_i(y') dy' dz' dy dz \quad (13)$$

donde $i, m = 1, \dots, N_y$ y $j, n = 1, \dots, N_z$. V_y y V_z son los subvectores de los coeficientes desconocidos para los componentes y y z de la distribución de corriente magnética, respectivamente, donde I_y e I_z son los subvectores de excitación conocidos.

Los subvectores de los coeficientes de la distribución de corriente magnética se pueden determinar a partir de la ecuación (9), por inversión de matrices.

$$[V] = [Y]^{-1} [I] \quad (14)$$

y por consiguiente, se obtiene la distribución de corriente magnética equivalente $\vec{J}_s$.

Conociendo $\vec{J}_s$ se puede determinar el campo eléctrico en las ranuras [Hayt, W. H. 1991].

$$E = \sigma J \quad \Rightarrow \quad E(z) = E_k e^{z} \quad (15)$$

Para resolver (14), la excitación se modela empleando fuentes de corriente ideales localizadas en puntos específicos, como se muestra en la figura 6(a), que resulta en un vector de excitación con elementos cero, excepto para las posiciones de las fuentes de corriente.

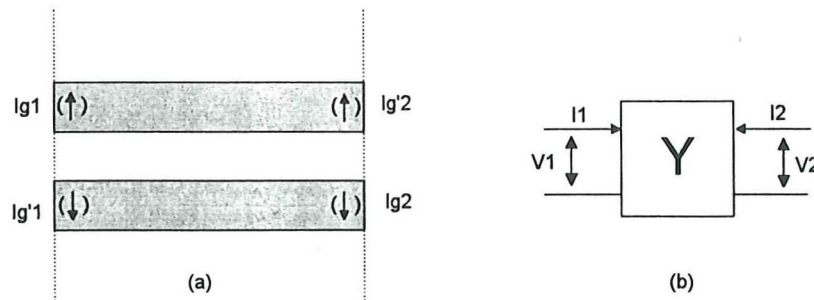


Fig. 6 a) Ranuras de la GOC excitada en modo Coplanar por fuentes de corriente b) Representación del circuito equivalente en términos de voltaje, corriente y admitancias.

La GOC puede ser excitada de dos formas:

- a) Con los campos en fase en las dos ranuras (Modo Línea Ranurada o *slotline*)
- b) Con los campos fuera de fase (Modo Coplanar)

Cada una con diferentes características.

El modo Coplanar se excita haciendo $I''_{g1} = -I_{g1}$ y $I''_{g2} = -I_{g2}$ ver figura 6(a), mientras que el modo de línea ranurada se excita con $I''_{g1} = I_{g1}$ y $I''_{g2} = I_{g2}$.

El voltaje en cualquier punto de una línea de transmisión (conectada al puerto k) se puede expresar en términos de ondas viajeras incidentes y reflejadas [N.I. Dib et al, 1993] como sigue:

$$V_k(z) = V_k^+ e^{-j\gamma_k(z)} + V_k^- e^{j\gamma_k(z)} \quad (16)$$

donde V_k^+ y V_k^- son los coeficientes de las ondas incidentes y reflejadas, respectivamente.

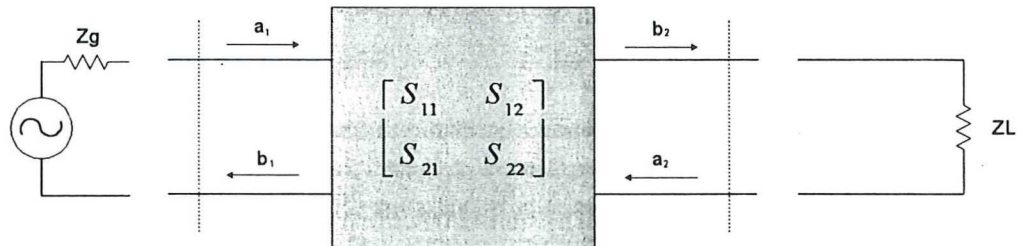


Figura 7. Red de dos puertos representados por sus parámetros S

Para obtener estos coeficientes, se calculan los valores propios de la ecuación (15) restringiendo a dos el número de términos exponenciales que representan al campo eléctrico sobre la línea de transmisión, y con exponentes idénticos pero de signos opuestos. Si se sustituyen las variables correspondientes a los valores obtenidos con la ecuación (15), en la ecuación (16), se obtienen las ondas viajeras en términos del voltaje.

A continuación se establece la relación matricial de los parámetros S en función de las ondas incidentes y reflejadas.

$$[b_k] = [S_{ij}][a_k] \quad (17)$$

donde a_k y b_k se definen de la siguiente manera:

$$a_k = \frac{V_k^+ e^{-j\beta_k z}}{\sqrt{Z_{0_k}}} \quad (18)$$

$$b_k = \frac{V_k^- e^{j\beta_k z}}{\sqrt{Z_{0_k}}} \quad (19)$$

y z_{0_k} representa a la impedancia característica de la línea conectada al puerto k .

II.5 MOMENTUM

El HP Momentum [Anón., 1995] está basado en el Método de Momentos. Este método requiere que el simulador sea capaz de determinar las inductancias entre todas las partes de una estructura dada.

Usando el Método de Momentos las incógnitas aparecen dentro de una integral. Para el HP Momentum esta integral se resuelve con la técnica del dominio espacial. Existen dos tipos de potenciales que se calculan numéricamente por el HP Momentum: el potencial vectorial y el potencial escalar; el primero se basa en la magnitud y la dirección de la corriente y el segundo está basado en el valor de la carga (positiva y negativa). Para resolver

la geometría, se crea automáticamente una malla (discretización) que representa a todas las partes de la estructura. Esta malla consiste de rectángulos y triángulos llamados celdas. Cada celda tiene una carga y una corriente asociada a ella, y la distribución de corrientes en cada una se representa mediante funciones de expansión del tipo “Roofloop”.

Las ranuras entre el plano de tierra y el conductor se tratan de manera especial por el HP Momentum aplicando el principio electromagnético llamado principio de equivalencia. En este principio, en vez de intentar calcular el flujo de corriente eléctrica en todas las regiones del plano de tierra, se considera únicamente el campo eléctrico en la ranura. Este campo eléctrico se modela como una corriente magnética equivalente que fluye en la ranura. De esta forma los circuitos de guía de onda coplanar se pueden simular de manera más eficiente analizando las regiones de las ranuras.

El proceso de simulación del HP Momentum esta constituido principalmente por tres módulos de cálculo, cada uno de ellos se mencionan a continuación:

1. *Modulo calculador del substrato.* En este módulo se calculan las funciones de Green del substrato y almacena los resultados en una base de datos. Esta función describe matemáticamente como interactúan entre si varias partes del circuito. Cuando una estructura se somete a simulación, la información del substrato es requerida por el simulador; de manera que este módulo nuevamente se activa para proporcionar las características del substrato.
2. *Generador de la malla.* Este módulo genera y proporciona la malla para cada diseño. Existen dos tipos diferentes de discretizar una estructura: la discretización automática y

la discretización manual. En la primera, se genera la malla a partir de un número deseado de celdas por longitud de onda. El segundo tipo de discretización se genera definiendo el número de celdas a lo largo y ancho de la estructura.

3. *Solución planar*. Este módulo calcula el acoplamiento entre todas las partes del circuito a partir de la información del substrato y la discretización de la estructura. Construye una matriz del circuito y resuelve la ecuación matricial para varios puertos de excitación.

Una descripción más detallada en cuanto a la aplicación de este paquete de análisis en circuitos de guía de onda coplanar, se encuentra en el Apéndice A.

II.6 CONCLUSIÓN

En este capítulo se presentaron algunas de las principales metodologías empleadas en el análisis de circuitos con guía de onda coplanar, haciendo énfasis en los métodos electromagnéticos, debido a que estos consideran las componentes longitudinales de los campos eléctricos y magnéticos y por consiguiente, las características dispersivas de la estructura. En particular se considera el método de momentos y se presenta una descripción de este método. Además se presentan las principales características del paquete de análisis HP Momentum, basado en el método de momentos.

III MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

III.1 INTRODUCCIÓN

La caracterización de los parámetros de la GOC tales como la matriz de parámetros S y la constante dieléctrica efectiva, son de vital importancia para el diseño de circuitos de microondas. La caracterización de los parámetros S se realiza con un analizador de redes vectorial HP 8510C, en conjunto con la estación de prueba de tecnología coplanar Cascade Microtech modelo SUMMIT 9000 y se obtienen los parámetros correspondientes de manera directa. Mientras que, para la caracterización de la constante dieléctrica efectiva se requiere de la aplicación de métodos de caracterización. En este trabajo, se presentan tres métodos aplicados a líneas coplanares, con los cuales se obtuvieron resultados muy cercanos a los calculados mediante un análisis electromagnético riguroso. A continuación se describen los métodos para obtener la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia.

III.2 MÉTODO DIRECTO

El método mas simple utilizado en la caracterización experimental, es el método directo, el cual tiene la ventaja de medir una sola línea. En este método, la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia, se obtiene en base a la información de fase de los parámetros de transmisión (S_{21}) obtenidos de la caracterización y de la longitud física de la línea.

La longitud eléctrica θ de la línea para el modo de transmisión se obtiene [Medina M. J.L., 1996]de:

$$\theta = \beta L = \frac{2\pi L}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{2\pi f L}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} = 1.2 f L \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (20)$$

donde L es la longitud física de la línea en mm, f es la frecuencia en GHz, ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva, β es la constante de fase, λ_0 es la longitud de onda en el vacío, θ es la fase en radianes y c es la velocidad de la luz en el vacío.

Despejando ϵ_{eff} de la ecuación (20) se obtiene

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\theta}{1.2 f L} \right)^2 \quad (21)$$

mediante la cual se obtiene ϵ_{eff} en forma directa a partir de la información de fase (θ) del parámetro S_{21} . También se puede tomar la información de fase del parámetro S_{11} pero esta debe dividirse entre dos debido a que la longitud eléctrica de los parámetros de reflexión es el doble de la correspondiente a los parámetros de transmisión. La ventaja de este método reside en su sencillez y rapidez, al requerir solo de la caracterización de una sola línea.

Este método se resume en el diagrama de la figura 8.

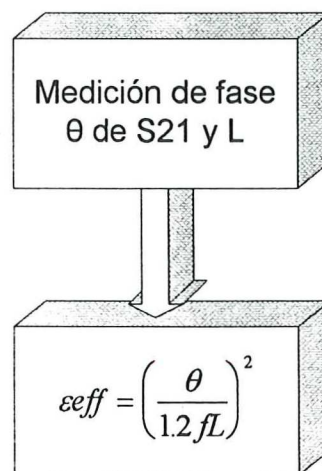


Figura 8. Método directo.

Este método es el más sencillo y rápido, requiriendo solamente de la caracterización de una sola línea .

III.3 MÉTODO DE MULTILINEAS

III.3.1 Método de multilíneas empleando dos líneas de diferente longitud.

Un método alternativo para la caracterización de la constante dieléctrica efectiva de la GOC es el método de multilíneas. Este método ha sido aplicado a estructuras de microcinta [López G. R.M., 1996]. En este método, se requieren cuando menos un par de líneas coplanares que tengan los mismos valores de impedancia y ancho G , pero longitud diferente.

El sistema de caracterización presentado en la figura 9, muestra los parámetros de error debidos a la reflexión en los parámetros de las líneas (parámetros S_{21} y $S_{12} \neq 0$).

Para determinar la constante dieléctrica efectiva de una línea de longitud L_1 se deben de tomar en cuenta los parámetros de error introducidos por las reflexiones y representarlos como adaptadores de error.

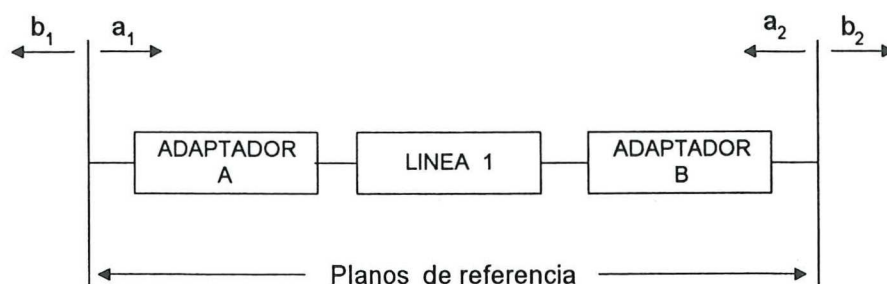


Figura 9. Parámetros de error del sistema

Considerando la figura 9, se miden los parámetros $[S_{AL1B}]$, los cuales se convierten a parámetros de transmisión $[R]$, $[S_{AL1B}] \Rightarrow [R_{AL1B}]$, mediante [Medina, M.J.L, 1996]

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{-S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{S_{22}}{-S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (22)$$

y se aplica la propiedad de multiplicación en cascada.

$$[R_{AL1B}] = [R_A][R_{L1}][R_B] \quad (23)$$

Efectuando el mismo procedimiento para una segunda línea de longitud L_2 en donde sus parámetros $[S_{AL2B}]$ medidos se convierten a parámetros de transmisión y se efectúa la multiplicación en cascada como sigue:

$$[R_{AL2B}] = [R_A][R_{L1}][R_{L2}][R_B] \quad (24)$$

donde R_A y R_B son los parámetros de la matriz de transmisión de los adaptadores de error A y B respectivamente; R_{L1} y R_{L2} son los parámetros de la matriz de transmisión de las líneas L_1 y L_2 respectivamente.

despejando $[R_B]$ de (23) se obtiene

$$[R_B] = [R_{L1}]^{-1}[R_A]^{-1}[R_{AL1B}] \quad (25)$$

sustituyendo (25) en (24) $[R_2]$ se escribe como:

$$[R_{AL2B}] = [R_A][R_{L2}][R_{L1}]^{-1}[R_A]^{-1}[R_{AL1B}] \quad (26)$$

Pasando $[R_{AL1B}]$ y $[R_A]$ al primer miembro la ecuación anterior se escribe:

$$[R_{AL2B}][R_{AL1B}]^{-1}[R_A] = [R_A][R_{L2}][R_{L1}]^{-1} \quad (27)$$

agrupando términos para simplificar la ecuación 27 resulta:

$$[R_T][R_A] = [R_A][R_{LT}] \quad (28)$$

donde

$$[R_T] = [R_{AL2B}][R_{AL1B}]^{-1} \quad (29)$$

y

$$[R_{LT}] = [R_{L2}][R_{L1}]^{-1} \quad (30)$$

Los parámetros de la matriz $[R_T]$ se obtienen directamente de la caracterización de las líneas L_1 y L_2 , los cuales incluyen los parámetros de error de los adaptadores A y B.

Suponiendo líneas no reflectoras, la matriz $[R_{LT}]$ se expresa como :

$$[R_{LT}] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_{LT}} & 0 \\ 0 & e^{\gamma_{LT}} \end{bmatrix} \quad (31)$$

donde la longitud efectiva LT es la diferencia de L_2 y L_1

$$LT = L_2 - L_1 \quad (32)$$

Llamando a r_{ij}^A y r_{ij}^T elementos de $[R_A]$ y $[R_T]$ respectivamente, el sistema matricial

resultante de (28) con esta nueva nomenclatura será:

$$\begin{bmatrix} r_{11}^T & r_{12}^T \\ r_{21}^T & r_{22}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11}^A & r_{12}^A \\ r_{21}^A & r_{22}^A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11}^A & r_{12}^A \\ r_{21}^A & r_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma L T} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L T} \end{bmatrix} \quad (33)$$

desarrollando :

$$r_{11}^T r_{11}^A + r_{12}^T r_{21}^A = r_{11}^A e^{-\gamma L T} \quad (34)$$

$$r_{21}^T r_{11}^A + r_{22}^T r_{21}^A = r_{21}^A e^{-\gamma L T} \quad (35)$$

$$r_{11}^T r_{12}^A + r_{12}^T r_{22}^A = r_{12}^A e^{-\gamma L T} \quad (36)$$

$$r_{21}^T r_{12}^A + r_{22}^T r_{22}^A = r_{22}^A e^{-\gamma L T} \quad (37)$$

dividiendo (34) entre r_{11}^A se tiene

$$r_{11}^T + r_{12}^T \frac{r_{21}^A}{r_{11}^A} = e^{-\gamma L T} \quad (38)$$

despejando $\frac{r_{11}^A}{r_{21}^A}$

$$\frac{r_{11}^A}{r_{21}^A} = \frac{r_{12}^T}{e^{-\gamma L T} - r_{11}^T} \quad (39)$$

dividiendo (35) entre r_{21}^A

$$r_{21}^T \frac{r_{11}^A}{r_{21}^A} + r_{22}^T = e^{-\gamma L T} \quad (40)$$

sustituyendo (39) en (40) y simplificando se tiene:

$$e^{-2\gamma L T} - e^{-\gamma L T} (r_{11}^T + r_{22}^T) + (r_{11}^T r_{22}^T - r_{12}^T r_{21}^T) = 0 \quad (41)$$

siguiendo el mismo procedimiento con las ecuaciones (36) y (37), se obtiene :

$$e^{2\gamma L T} - e^{\gamma L T} (r_{11}^T + r_{22}^T) + (r_{11}^T r_{22}^T - r_{12}^T r_{21}^T) = 0 \quad (42)$$

donde cada ecuación representa una ecuación cuadrática de la forma

$$G^2 - G(r_{11}^T + r_{22}^T) + (r_{11}^T r_{22}^T - r_{12}^T r_{21}^T) = 0 \quad (43)$$

cuya solución es

$$G = B \left[1 \pm D^{1/2} \right] \quad (44)$$

donde

$$B = \frac{(t_{11} + t_{22})}{2} \quad (45)$$

$$C = t_{11} t_{22} - t_{12} t_{21} \quad (46)$$

$$D = 1 - \frac{C}{B^2} \quad (47)$$

$$\gamma L t = \ln(G) \quad (48)$$

De la ecuación 48 se despeja γ . Debido a que (43) es una ecuación cuadrática, se tienen 2 soluciones, que representadas en números complejos son:

$$\alpha_1 + j\beta_1 \quad (49)$$

$$\alpha_2 + j\beta_2 \quad (50)$$

donde

α_1 y α_2 representan a las constantes de atenuación de la primera y segunda solución

de la ecuación cuadrática, respectivamente.

β_1 y β_2 son las constantes de fase correspondientes a la primera y segunda solución de la ecuación cuadrática. Estas constantes de fase son iguales pero de signo contrario.

Con esta información se tienen los suficientes elementos para determinar el valor de la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia siempre y cuando las longitudes de las líneas en cuestión sean de longitudes mayores a 1000 micras y que la diferencia entre una y otra sea de cuando menos 1000 micras. El valor de la constante dieléctrica se puede obtener entonces mediante [Rubin, 1990]:

$$\epsilon_{eff} = \left[\frac{c\beta}{2\pi f} \right]^2 \quad (51)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío expresada en cm/seg.; la frecuencia f en GHz y el valor de la constante de fase puede ser el de β_1 o bien el de β_2 , ya que la única diferencia entre estas es el signo y este es eliminado al elevarlo al cuadrado.

III.3.2 Método de multilíneas empleando tres líneas.

Cuando se consideran líneas de dimensiones pequeñas (menores a 1000 micras) es difícil obtener resultados precisos de la constante dieléctrica efectiva utilizando solo dos líneas, teniendo la necesidad de considerar una tercera línea con diferente longitud (L_3), con las mismas características de impedancia y ancho G y construida sobre el mismo sustrato

que las primeras.

El proceso es el mismo que el descrito en la sección anterior.

Se obtiene la ecuación (43) para cada par de líneas, cuya solución es dada en (48) de donde se tiene que:

$$\gamma(L_2 - L_1) = \gamma L t_1 \quad (52)$$

$$\gamma(L_3 - L_1) = \gamma L t_2 \quad (53)$$

donde $\gamma L t_1$ y $\gamma L t_2$ son los valores correspondientes a la solución de la ecuación (43). La constante de propagación γ es la misma para cada línea debido a que cada una posee las mismas dimensiones que las otras y todas están construídas sobre el mismo sustrato.

Restando (52) de (53):

$$\gamma(L_3 - L_2) = \gamma L t_2 - \gamma L t_1 \quad (54)$$

despejando γ

$$\gamma = \frac{\gamma L t_2 - \gamma L t_1}{L_3 - L_2} \quad (55)$$

donde

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (56)$$

α es la constante de atenuación

β es la constante de fase

Una vez obtenida la constante de fase β , se puede determinar la constante dieléctrica efectiva [Rubin, 1990], haciendo.

$$\varepsilon_{eff} = \left[\frac{c\beta}{2\pi f} \right]^2 \quad (57)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío expresada en cm/seg. y la frecuencia f en GHz.

Resumiendo, la figura 10 muestra el diagrama de flujo del método de multilíneas

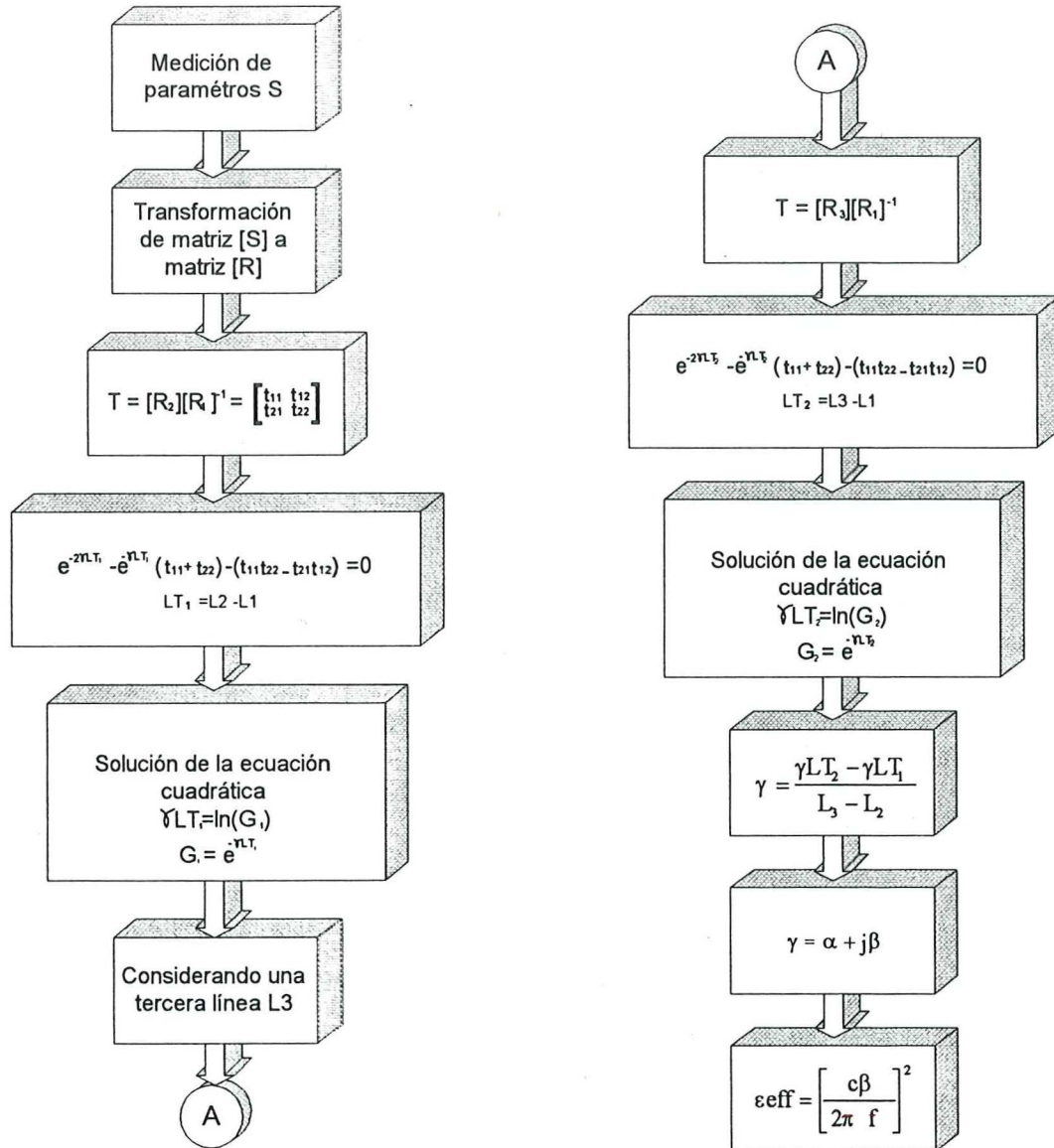


Figura 10. Diagrama del método de multilíneas.

III.4 MÉTODO DEL PAR DE LÍNEAS RESONANTES

Este método fue propuesto por Deutch *et al*, [1971] para aplicaciones en microcinta. Se emplea esta técnica por eliminar el efecto de las transiciones, cancelar el efecto del extremo abierto, no requiere información de fase, no presenta efectos de curvatura y ocupa un área muy pequeña de sustrato [Medina *et al* 1993].

Este método consiste en la caracterización de dos líneas resonantes con dimensiones $s_1 = s_2$ y $w_1 = w_2$. La longitud del resonador 2 se hace aproximadamente igual al doble que la del resonador 1, de manera que la segunda frecuencia de resonancia del resonador 2 sea aproximadamente igual a la primera frecuencia de resonancia del resonador 1. Con esto se tendrá el doble de frecuencias de resonancia en el resonador 2 con respecto al resonador 1. Cada línea contiene una separación r que separa el punto de medición y la línea con el fin de permitir un acoplamiento débil de los campos electromagnéticos entre la línea y el punto de medición, como se observa en el detalle de la figura 11. En los extremos abiertos de ambas líneas se presenta una prolongación de las líneas debida a la extensión de los campos denotadas como L_{01} y L_{02} . De manera que la longitud efectiva será la contribución del extremo abierto mas el espaciamiento r como se indica :

$$Le_1 = r + Lo_1 \quad (58)$$

$$Le_2 = r + Lo_2 \quad (59)$$

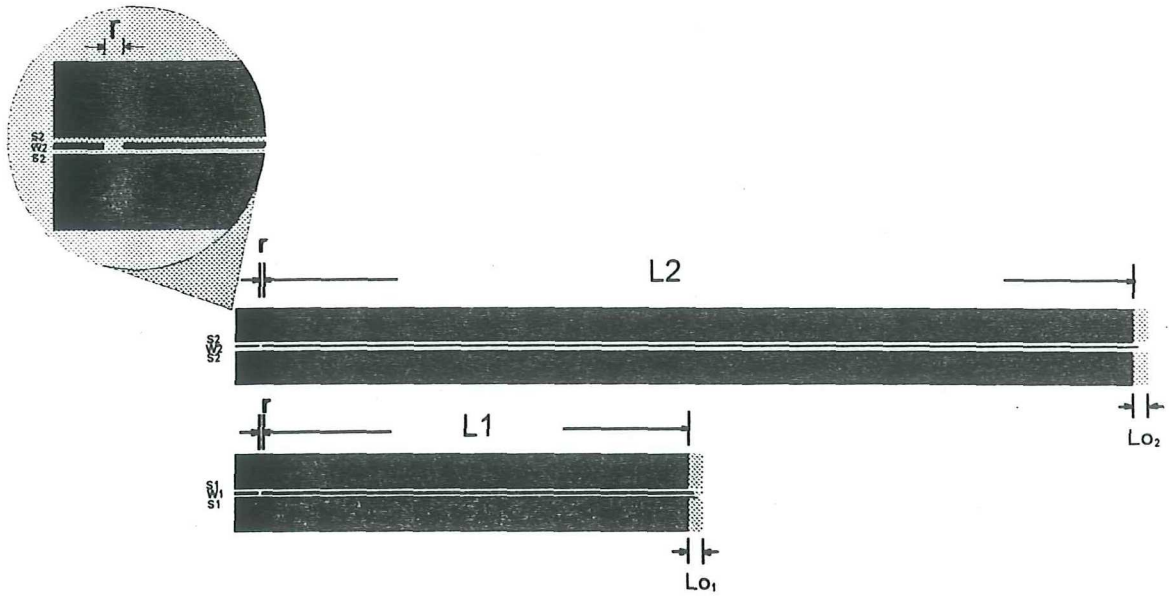


Figura 11. Par de líneas resonantes

El efecto de extremo abierto es independiente de las longitudes de las líneas y solo depende del valor de G ($G = w + 2s$) de manera que si $w_1 = w_2$ entonces $Lo_1 = Lo_2 = Lo$ por lo tanto la longitud efectiva en cada línea será

$$Le = r + Lo \quad (60)$$

La longitud total para cada resonador considerando la longitud efectiva y expresado en función de las longitudes de onda esta dado por:

$$L_1 + Le = \frac{n\lambda_{L1}}{2} \quad (61)$$

$$L_2 + Le = n\lambda_{L2} \quad (62)$$

Restando la ecuación (62) de (61), se cancela el efecto de la longitud efectiva

resultando.

$$L_2 - L_1 = n \left[\lambda_{L_2} - \frac{\lambda_{L_1}}{2} \right] \quad (63)$$

Donde λ_{L_1} y λ_{L_2} son las longitudes de onda del resonador 1 y 2 respectivamente dadas por:

$$\lambda_{L_1} = \frac{c}{f_1 \sqrt{\epsilon_{eff}(f_1)}} \quad (64)$$

$$\lambda_{L_2} = \frac{c}{f_2 \sqrt{\epsilon_{eff}(f_2)}} \quad (65)$$

Considerando que $f_1(1) \approx f_2(2)$, se tiene que $\epsilon_{eff}(f_1(1)) \approx \epsilon_{eff}(f_2(2)) = \epsilon_{eff}(f)$.

Sustituyendo las ecuaciones (65) y (66) en (64) se tiene que $\epsilon_{eff}(f)$ resulta:

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{nc(2f_1 - f_2)}{2f_1 f_2 (L_2 - L_1)} \right\}^2 \quad (66)$$

A partir de la ecuación (66) se obtiene la $\epsilon_{eff}(f)$ para los modos par e impar del resonador 1 y solo las del modo par del resonador 2.

Para los modos impares del resonador 2 se tiene que la ecuación (62) se modifica como:

$$L_2 + Le = \frac{n\lambda_{L_2}}{2} = \frac{nc}{2f_2 \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (67)$$

Despejando $\epsilon_{eff}(f)$ de la ecuación (67)

$$\varepsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{nc}{2 f_2 (L_2 + Le)} \right\}^2 \quad (68)$$

donde $n = 1, 3, 5, 7, \dots$ y Le se obtiene dividiendo las ecuaciones (61) y (62) :

$$\frac{L_1 + Le}{L_2 + Le} = \frac{\lambda_{L1}}{2\lambda_{L2}} = \frac{f_2}{f_1} \quad (69)$$

y despejando Le se tiene finalmente:

$$Le = \frac{f_2 L_2 - 2 f_1 L_1}{2 f_1 - f_2} \quad (70)$$

Se observa que cuando $f_1 = f_2$ y $L_2 = 2L_1$ la expresión de Le se iguala a cero. Para evitar esto, a la longitud de L_2 se le agrega Le como sigue

$$L_2 = 2L_1 + Le \quad (71)$$

De manera que con las ecuaciones (66) , (68) y (70) se puede obtener el valor de la constante dieléctrica efectiva para las frecuencias del modo par e impar de ambos resonadores.

Las características y ventajas que ofrece este método son las siguientes:

- Los efectos de las transiciones se eliminan mediante la separación r
- Los efectos debidos a r y L_0 se cancelan en el cálculo de $\varepsilon_{eff}(f)$.

- No presenta efectos de curvatura.
- No requiere información de fase
- Mediciones simples de L_1 , L_2 , $f_1(n)$ y $f_2(n)$.

Es necesario mencionar que para obtener resultados con buena precisión, se requiere que las dimensiones de s y w sean idénticas para cada línea. La precisión depende de la exactitud en las mediciones de las longitudes L_1 y L_2 y de la lectura de las frecuencias de resonancia $f_1(n)$ y $f_2(n)$.

Resumiendo lo anterior en la figura 12 se muestra el procedimiento generalizado para la caracterización de la constante dieléctrica efectiva empleando el método resonante.



Figura 12. Método resonante

III.5 CONCLUSIÓN

En este capítulo se presentaron diferentes metodologías de caracterización de la constante dieléctrica efectiva mediante el empleo de tres métodos experimentales: el método directo, el método de multilíneas y el método del par resonante.

Cada método se describe en detalle y se proporcionan los diagramas de flujo correspondientes.

El método directo es el método mas rápido y sencillo, pues solamente se necesita caracterizar una sola línea. Pero requiere conocer con exactitud la longitud de la línea.

Por otra parte, el método de multilíneas se aplica a líneas no reflectoras, debido a que en su planteamiento se supone que las líneas son no reflectoras.

Por último, el método resonante elimina los efectos de las transiciones mediante la

IV. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DE LA CONSTANTE DIELÉCTRICA EFECTIVA

IV.1 Introducción

En el capítulo III se presentaron los tres métodos empleados en la caracterización de la constante dieléctrica efectiva de la GOC: El método directo, el método de multilíneas y el método resonante; así como sus principales características, ventajas y desventajas. En el presente capítulo se describe el proceso de diseño y construcción de los circuitos empleados en la caracterización. Se proporcionan los resultados obtenidos con los diferentes métodos descritos en el capítulo III y se hace una comparación entre ellos. Se discuten además las principales ventajas y desventajas que presentan.

En la metodología de caracterización, se requiere en primer lugar diseñar y contruir las guías de onda coplanar que van a ser caracterizadas, en seguida se describe el proceso de caracterización de los parámetros S de las GOC construidas. Estos parámetros son empleados posteriormente en cada uno de los métodos antes mencionados con el fin de obtener la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia. En primer término se considera el método directo por ser el más sencillo de los tres, ya que solo requiere de la información de fase de los parámetros S₂₁ de una sola línea. A partir de esta información se obtiene la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia empleando la ecuación (21). En segundo término se emplea el Método de Multilíneas, el cual permite eliminar los errores de fase al considerar dos o tres líneas de diferente longitud. Este método al igual que el método directo ofrece la ventaja de proporcionar valores de la constante dieléctrica

efectiva para cada una de las frecuencias que comprende el intervalo de frecuencias de caracterización de 1 a 50 GHz. Por último se presenta el método resonante que se diferencia de los anteriores por medir frecuencias de resonancia sin requerir información de fase.

IV.2 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LAS GUÍAS DE ONDA COPLANAR

IV.2.1 Diseño de las líneas del método resonante

Las líneas resonantes fueron diseñadas considerando las características mencionadas en la sección III.4 en donde la longitud del resonador 2 es aproximadamente igual al doble de la longitud del resonador 1. La longitud del resonador 1 se diseño de tal manera que la primera frecuencia de resonancia fuese de 7 GHz, considerando que el primer valor de la constante dieléctrica efectiva corresponde al valor $(\epsilon_r + 1)/2$; obteniendo de esta forma un par de líneas de dimensiones menores a 2 cm de largo, logrando con ello la optimización del área del sustrato. Para la determinación de las longitudes, el ancho del conductor w y del espaciamento s entre el plano de tierra y el conductor central se empleo el programa Linecalc implementado en el paquete MDS (Microwave & RF Design System). Los anchos de los planos de tierra fueron calculados mediante la relación:

$$D = 4(w + 2s) \quad (72)$$

Donde D es el ancho del plano de tierra

w es el ancho del conductor

s es el espaciamento plano de tierra -conductor

Para la determinación del espaciamento r del acoplamiento de cada resonador se

consideró la extensión de los campos, mismos que de manera empírica se aproximan a una cuarta parte del ancho G ($G = w + 2s$) (Berlenhoff 1993). Este espaciamiento no debe ser demasiado pequeño para que no exista demasiado acoplamiento entre las líneas, pero tampoco demasiado grande como para que no se logren detectar las frecuencias de resonancia, por lo cual se consideró un valor de r de una décima parte del valor de G , es decir que para las líneas con un G de $240 \mu\text{m}$ le corresponden un espaciamiento $r = 24 \mu\text{m}$ mientras que para las líneas de $470 \mu\text{m}$ el valor de r es de $47 \mu\text{m}$.

Debido a que las puntas de prueba empleadas en la caracterización no permiten hacer mediciones en estructuras coplanares con G mayor a $300 \mu\text{m}$, se emplearon adaptadores coplanares como lo muestra en la figura 13, donde la sección en la que se conectan las puntas de prueba tiene un G de $240 \mu\text{m}$ y una impedancia de 50 ohms y del otro extremo del adaptador se tiene un G de $470 \mu\text{m}$ o $1000 \mu\text{m}$ según el caso.

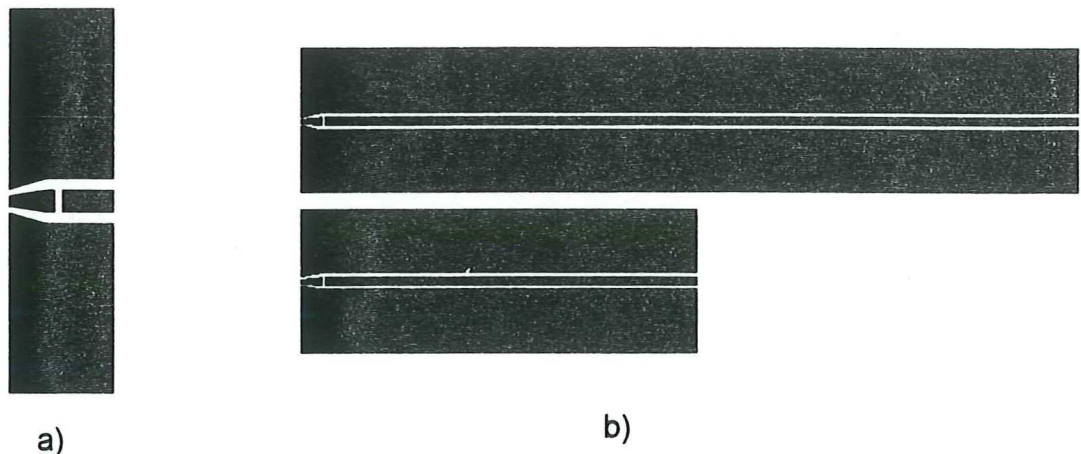


Figura 13 a) Detalle de acoplamiento de línea de 50 ohms y $G = 470 \mu\text{m}$ a una de la misma impedancia y $G = 240 \mu\text{m}$ b) Par Resonante para la línea de 50 ohms y $G = 470 \mu\text{m}$

IV.2.2 Construcción

La etapa de construcción consiste en un proceso fotolitográfico que comprende los siguientes subprocesos:

1. Obtención de la mascarilla
2. Preparación del sustrato
3. Fotograbado con luz ultravioleta
4. Decapado del oro y de la aleación Titanio Tungsteno

1. Obtención de la mascarilla El primer paso de este proceso comprende la obtención de las mascarillas de los circuitos que se desean fabricar, para ello se tomó una fotografía con escala 1:40 a los circuitos elaborados en un paquete de diseño gráfico con escala 40:1. Las condiciones favorables para una buena toma fotográfica son el ajuste del enfoque, centrado del objetivo, nivelado y estabilidad de la cámara y ajuste de partes móviles. El tiempo de exposición empleado en este caso fue de 7 segundos y la abertura del obturador de 1/8. El proceso de revelado del negativo se resume de la siguiente manera: Se colocan en tres recipientes de plástico el revelador, el parador y el fijador; se sumerge el negativo en el revelador por un tiempo de 45 a 55 segundos hasta que se visualicen perfectamente las líneas coplanares con un buen contraste. Este tiempo depende de las condiciones del revelador tales como antigüedad de los químicos (Revelador parte A y Revelador parte B) que lo forman así como de el tiempo transcurrido después de preparada la solución. Otro factor condicionante es el tiempo de exposición de 5 a 6 segundos. Posteriormente se introduce el negativo en el parador por un tiempo de 40 segundos, esto es con el fin de

detener el proceso de revelado.

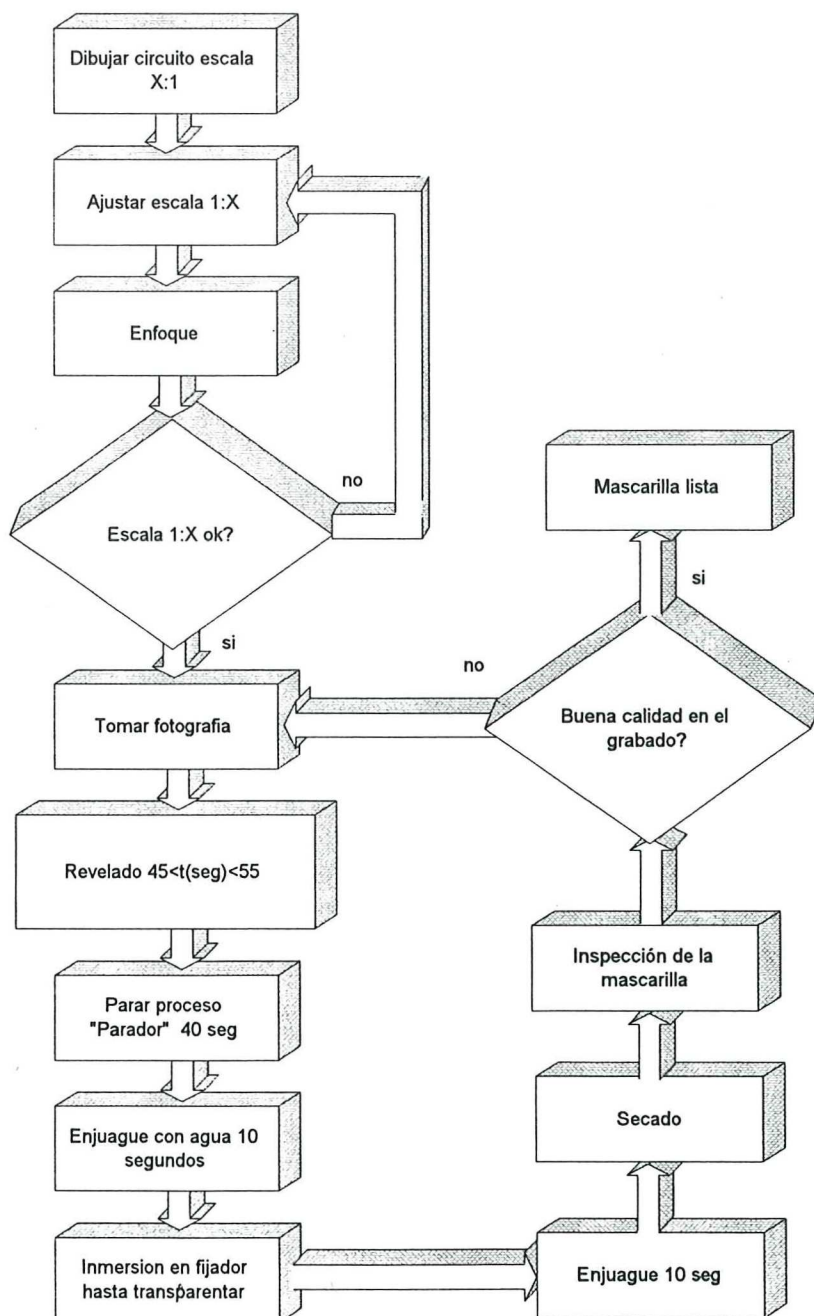


Figura 14 . Proceso de obtención de la mascarilla.

Posteriormente se somete a enjuague por 10 segundos. Por último se sumerge en el fijador hasta que las regiones queden completamente transparentes. Después de este

proceso, el negativo se lava y seca con precaución. La mascarilla que se obtiene es en tamaño real. Se debe evitar que la mascarilla quede expuesta al polvo para evitar cortocircuitos en el grabado así como también evitar tocarla directamente con los dedos.

2. Preparación del sustrato. Se procede a dar limpieza con acetona y alcohol al sustrato de Alumina, sometiéndola a un baño con acetona dentro de un recipiente vibrador ultrasónico, secándola unos minutos (10 min. son suficientes) dentro de un horno (40 °C). Una vez seco el sustrato, se coloca en un centrifugador y se deposita la fotorresina (Fotorresist #1813) sobre su superficie, haciéndolo girar a razón de 2000 rev/min durante 15 segundos. Se deja reposar 5 minutos a temperatura ambiente y dentro de algún recipiente cerrado (para evitar adherencia de polvo) y posteriormente se hornea a 90 °C durante media hora, tiempo suficiente para que la fotorresina alcance un estado sólido homogéneo. Se recomienda utilizar guantes o dedos de látex para la manipulación del sustrato.

3. Fotograbado. El siguiente paso es colocar la mascarilla sobre el sustrato con fotorresist y exponerlo a luz ultravioleta durante 40 segundos a una distancia de 30 cm de la fuente emisora de luz (el tiempo de exposición influye en el tiempo de revelado del fotorresist) y se revela durante un tiempo de 5 a 8 minutos (dependiendo de la concentración de revelador) con el revelador MF-319. A continuación se lava el sustrato en agua destilada y se procede a secar en un horno a 90 °C durante 10 minutos.

4. Decapado del oro y de la aleación Tungsteno Titanio. Se somete el circuito grabado a una solución de Ácido Clorhídrico y Ácido Nítrico en proporción 3 partes de HCl por una de HNO₃ con el propósito de eliminar el oro de la superficie desprotegida por el Fotorresist,

esto toma un tiempo aproximado de 1 minuto. Para eliminar la aleación de Titanio Tungsteno, se emplea Ácido Fluorhídrico (HF) sin diluir durante 3 segundos aproximadamente. Por último, se efectúa la limpieza del circuito con acetona, para eliminar el fotorresist.

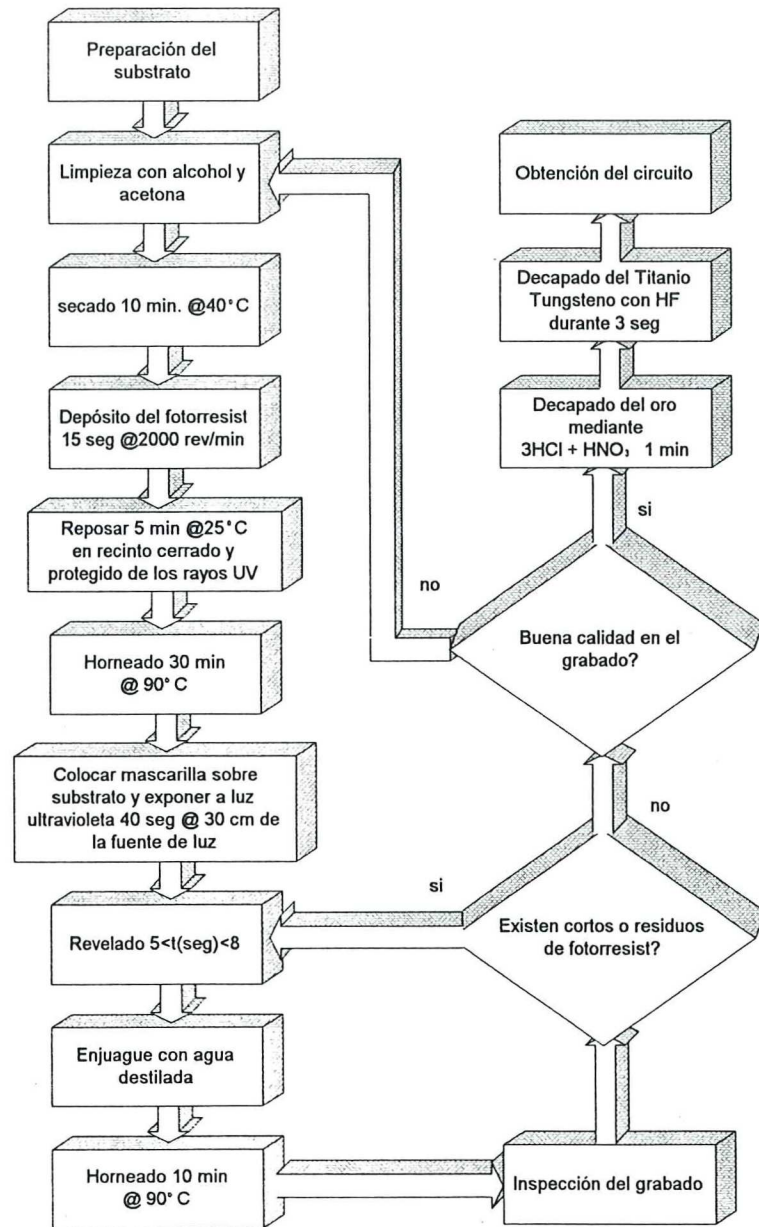


Figura 15 . Construcción del circuito

IV. 3 CARACTERIZACIÓN

Los circuitos de guía de onda coplanar fueron caracterizados empleando el Analizador de Redes Vectorial HP8510C con calibración LRM en conjunto con la Estación de Prueba de Tecnología Coplanar Cascade Microtech; obteniéndose los parámetros S de cada circuito. La figura 16 muestra la disposición de los equipos empleados en la caracterización.

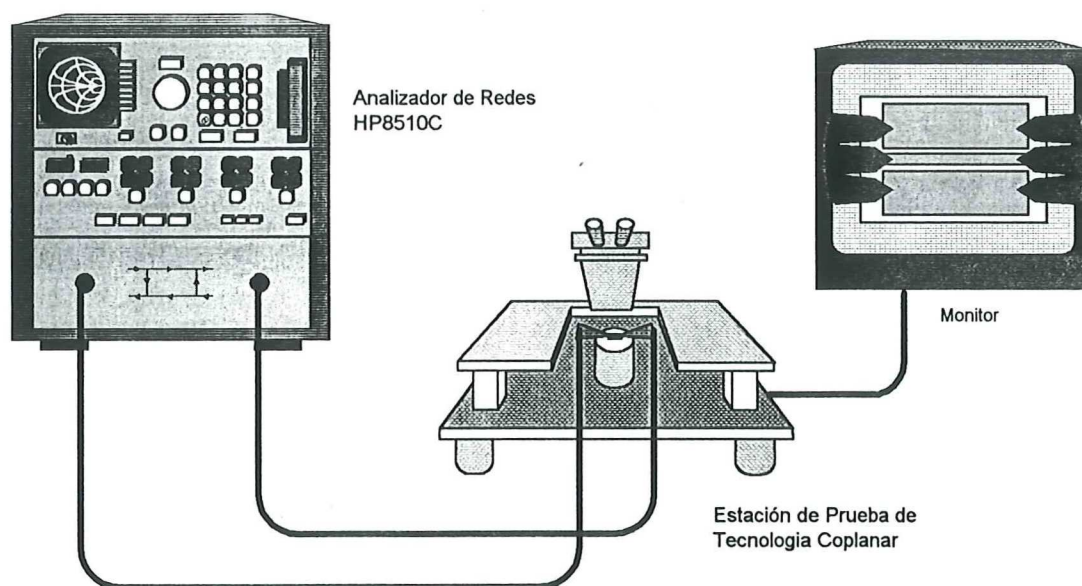


Figura 16 Sistema de caracterización

Existen dos tipos de mediciones en la caracterización de los parámetros S de cualquier dispositivo: las mediciones en transmisión y las mediciones en reflexión. Debido a que en el método de multilíneas se requiere conocer los valores real e imaginario de los parámetros S tanto en reflexión como en transmisión, se efectuó la medición de los

parámetros S como lo muestra la figura 17.

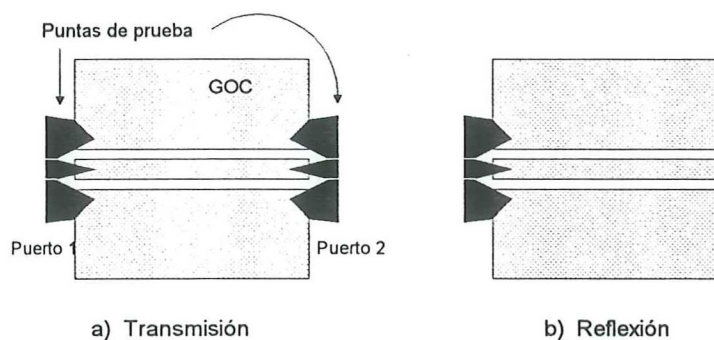


Figura 17. Mediciones en reflexión y transmisión

En el modo de transmisión (figura 17a) se miden los parámetros S_{21} y S_{12} y en el modo de reflexión (figura 17b) se miden los parámetros S_{11} y S_{22} .

En el caso del método directo, la medición que se requiere es en el modo de transmisión mientras que en el método resonante, las mediciones son en el modo de reflexión, como se observa en la figura 18.

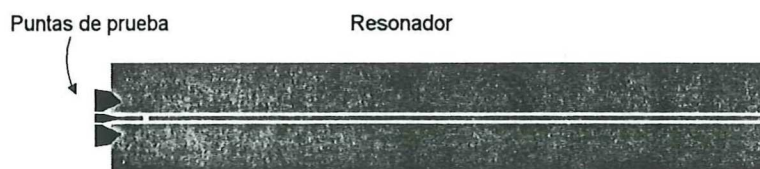


Figura 18. Caracterización de la línea resonante

En el método resonante no es necesario considerar el desplazamiento de las puntas de prueba; mientras que en el método de multilíneas y en el método directo se deben considerar los desplazamientos.

IV.4 RESULTADOS DEL MÉTODO DIRECTO

Las dimensiones de las líneas caracterizadas con este método se muestran en la tabla I.

Tabla I Dimensiones de las líneas empleadas en el método directo.

Impedancia	s	w	L
40 Ω	43 μm	157 μm	1367.1 μm
50 Ω	52 μm	124 μm	1372.9 μm
60 Ω	77 μm	85 μm	1355.6 μm

En este método solo se requiere la lectura de la fase de los parámetros S21. En este caso se tomaron solo 11 puntos de frecuencia del total de 401 de la caracterización (las mismas frecuencias empleadas en el análisis). La mayor precisión para este método se tendrá al caracterizar líneas de longitud grande. Esto se puede apreciar en la figura 19.

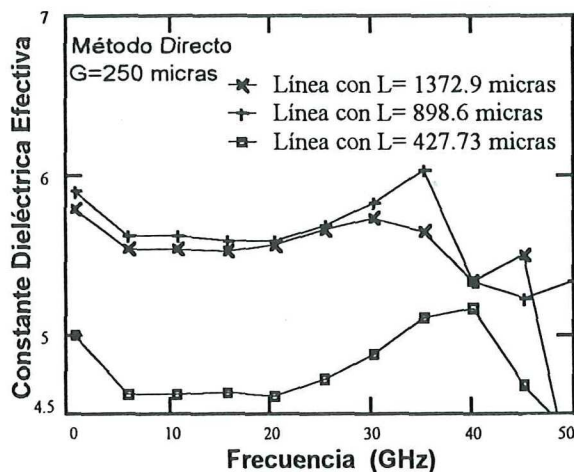


Figura 19: Método Directo

Debido a que la fase es dependiente de la longitud de la línea y varía en proporción a $\theta = \beta L$, se tiene una fase grande en líneas largas con lo cual disminuyen los errores en fase de las líneas caracterizadas; esto es, el error de fase es significativo en líneas pequeñas mientras que en las líneas de longitud grande se reduce considerablemente.

Se puede observar en la figura 20 que a frecuencias superiores a 30 GHz la constante dieléctrica efectiva presenta un comportamiento erróneo, debido a que la superficie del substrato no esta perfectamente pulida. Debido a lo anterior se debe acotar el intervalo de frecuencias de operación de 1 hasta 30 GHz.

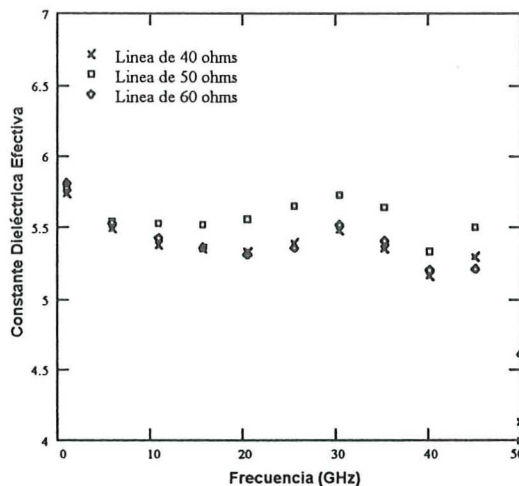


Figura 20. Método Directo en líneas de 40, 50 y 60 ohms

IV.5 RESULTADOS DEL MÉTODO DE MULTILINEAS

Por otra parte, se obtuvieron valores de la constante dieléctrica efectiva mediante el Método de Multilíneas tomando puntos de muestreo de frecuencia en incrementos de 1 GHz. En este método se consideraron grupos de tres líneas de diferente longitud para cada valor de impedancia. La tabla 2 muestra las dimensiones de las guías de onda coplanar caracterizadas con este método.

Tabla II Dimensiones de las líneas empleadas en el método de multilíneas.

Línea de 40 Ω			Línea de 50 Ω			Línea de 60 Ω		
$s = 43 \mu\text{m}$			$s = 52 \mu\text{m}$			$s = 77 \mu\text{m}$		
$w = 157 \mu\text{m}$			$w = 124 \mu\text{m}$			$w = 85 \mu\text{m}$		
L1(μm)	L2(μm)	L3(μm)	L1(μm)	L2(μm)	L3(μm)	L1(μm)	L2(μm)	L3(μm)
415.3	891.25	1367.1	427.73	898.6	1372.9	409.4	894.5	1355.6

Para la línea de 50 ohms, en primer lugar se obtuvieron los valores de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia empleando las líneas de longitudes L1 de 427.73 μm y L2 de 898.6 μm . La figura 21 muestra la gráfica de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con estas dos líneas.

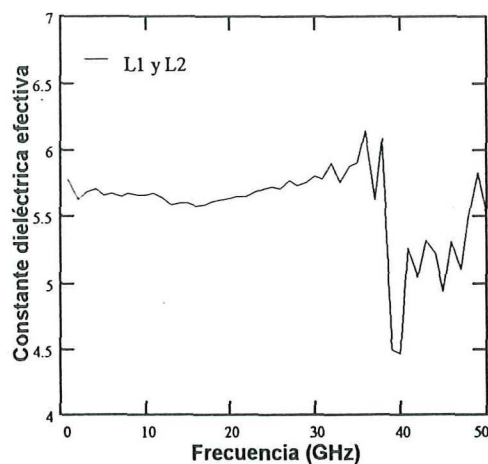


Figura 21 $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las líneas L1 y L2 aplicando el método de multilíneas

Posteriormente se obtuvieron los valores de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ empleando una tercera línea de longitud L3 de 1372.9 μm junto con la línea de longitud L1. La figura 22 muestra los resultados de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ con estas líneas.

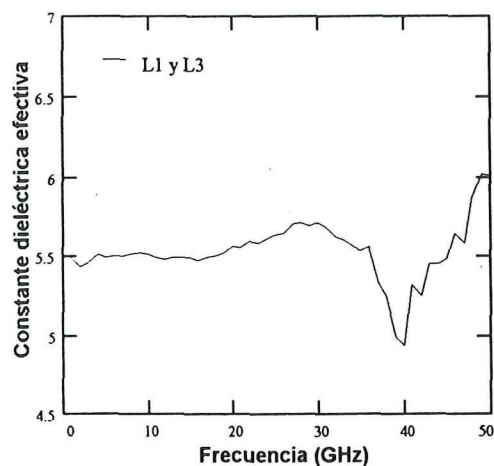


Figura 22. $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las L1 y L3 aplicando el método de multilíneas

Por otro lado, considerando que las tres líneas tienen la misma impedancia y ancho G y que por lo tanto deben tener el mismo valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$, se determina el valor de la constante dieléctrica efectiva considerando las tres líneas y aplicando la ecuación 55 como se muestra en la gráfica de la figura 23.

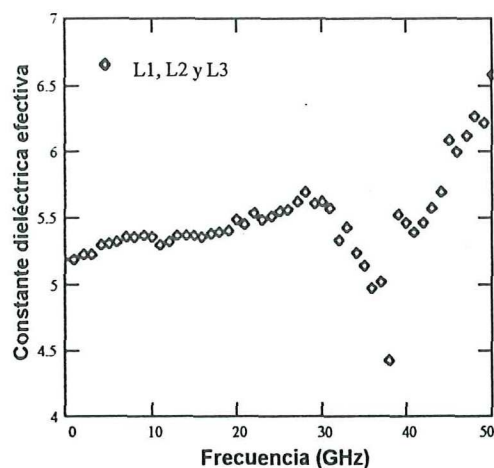


Figura 23. $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ obtenida con las L1, L2 y L3 aplicando el método de multilíneas

Finalmente en la figura 24 se hace una comparación de los tres resultados obtenidos. En esta figura se observa que el valor que más se aproxima al esperado es el que se obtuvo con las tres líneas empleadas en la ecuación 55.

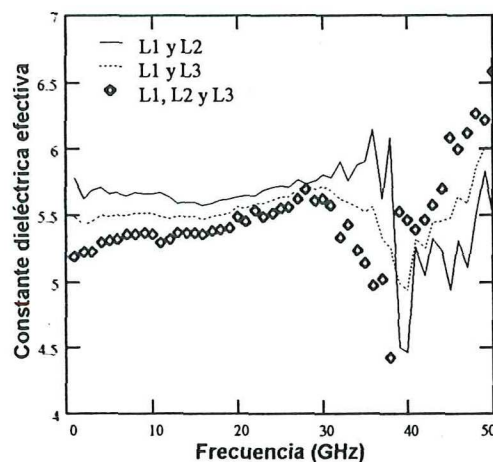


Figura 24. Gráfica comparativa de los resultados de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ aplicando el método de multilíneas en la línea de 50 ohms.

Esta misma metodología aplicada a las líneas de 40 y 60 ohms permite determinar sus valores de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$.

La figura 25 muestra la gráfica comparativa de los valores de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ de las líneas de 40, 50 y 60 ohms aplicando el método de multilíneas en el intervalo de 1 a 30 GHz.

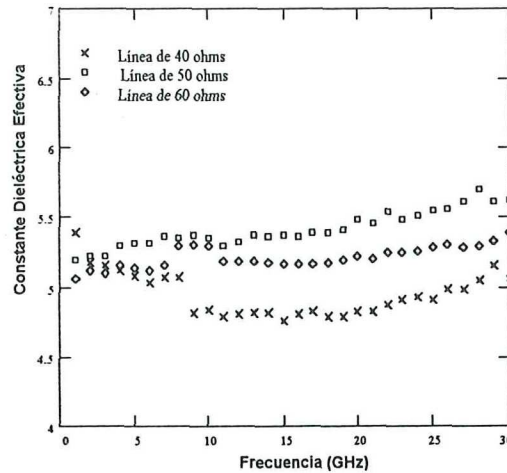


Figura 25 Método de Multilíneas aplicado a líneas de impedancias diferentes.

En este caso particular solo se tomaron los valores correspondientes a las frecuencias menores de 30 GHz debido a que a frecuencias superiores los errores provocados por la imperfección de las líneas son considerables; provocando un resultado erróneo en la constante dieléctrica efectiva. Se observa además que a bajas frecuencias el valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ es aproximadamente el mismo para las tres líneas. Mientras que a altas frecuencias se presenta una variación. Este efecto se debe a que en el planteamiento del método de multilíneas se consideraron líneas no reflectoras; es decir que en este caso particular la mayor precisión se tendrá al caracterizar líneas de 50 ohms.

IV.6 RESULTADOS DEL MÉTODO RESONANTE

Para aplicar el método resonante, es necesario tomar las lecturas de las frecuencias de resonancia de ambos resonadores. En este método no importa la magnitud de la resonancia sino simplemente la frecuencia. La figura 26 muestra las frecuencias de resonancia del par resonante de 50 ohms y $G = 240 \mu\text{m}$.

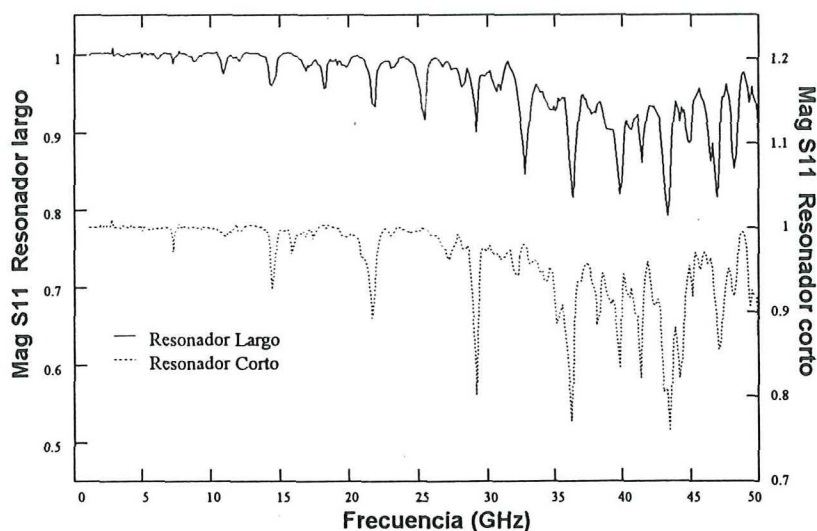


Figura 26. Frecuencias de resonancia del par resonador de 50 ohms.

Con estas frecuencias aplicadas al método de par de líneas resonantes se obtuvieron los valores de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia con las ecuaciones (66), (68) y (70) obtenidas en el capítulo anterior. La tabla III muestra las frecuencias de resonancia para las líneas de 40, 50 y 60 ohms con un $G = 240 \mu\text{m}$. La tabla IV muestra las frecuencias de resonancia de las líneas de 40, 50 y 60 ohms con un $G = 470 \mu\text{m}$.

Tabla III. Frecuencias de resonancia para las líneas con $G=240 \mu\text{m}$

Frecuencias de Resonancia para las líneas con $G = 240 \mu\text{m}$					
Línea de 40Ω		Línea de 50Ω		Línea de 60Ω	
$s = 43 \mu\text{m}$ $w = 157 \mu\text{m}$		$s = 52 \mu\text{m}$ $w = 124 \mu\text{m}$		$s = 77 \mu\text{m}$ $w = 85 \mu\text{m}$	
L1 (corto)	L2 (largo)	L1 (corto)	L2 (largo)	L1 (corto)	L2 (largo)
8923.02 μm	17947.64 μm	8907.78 μm	17879.06 μm	8813.8 μm	17729.2 μm
F1 (GHz)	F2 (GHz)	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F1 (GHz)	F2 (GHz)
7.247	3.62	7.247	3.572	7.37	3.725
14.475	7.247	14.352	7.247	14.597	7.247
21.702	10.8	21.702	10.922	21.947	10.922
28.93	14.475	29.052	14.352	29.297	14.597
36.035	18.15	36.157	18.15	36.525	18.15
43.14	21.702	43.385	21.825	43.63	21.947
50	25.377	50	25.377	48.897	25.5
-----	28.93	-----	29.052	-----	29.175
-----	32.482	-----	32.605	-----	32.85
-----	36.035	-----	36.28	-----	36.402
-----	39.71	-----	39.71	-----	39.832
-----	43.262	-----	43.262	-----	43.385
-----	46.815	-----	46.937	-----	46.08
-----	50	-----	50	-----	48.652

Tabla IV. Frecuencias de resonancia para las líneas con $G=470 \mu\text{m}$

Frecuencias de Resonancia para las líneas con $G = 470 \mu\text{m}$					
Línea de 40Ω		Línea de 50Ω		Línea de 60Ω	
$s = 60 \mu\text{m}$ $w = 344 \mu\text{m}$		$s = 113 \mu\text{m}$ $w = 245 \mu\text{m}$		$s = 152 \mu\text{m}$ $w = 172 \mu\text{m}$	
L1 (corto)	L2 (largo)	L1 (corto)	L2 (largo)	L1 (corto)	L2 (largo)
8930.64 μm	18039.08 μm	8849.36 μm	17909.54 μm	8821.42 μm	17703.8 μm
F1 (GHz)	F2 (GHz)	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F1 (GHz)	F2 (GHz)
7.125	3.572	7.125	3.572	7.125	3.572
14.107	7.125	14.352	7.125	14.352	7.247
21.09	10.555	21.335	10.677	21.457	10.8
27.705	14.107	27.95	14.23	27.215	14.475
34.197	17.537	34.075	17.782	34.442	18.025
40.322	21.09	39.71	21.212	39.71	21.335
47.06	24.397	46.57	24.642	47.55	24.275
-----	27.705	-----	27.95	-----	27.092
-----	31.135	-----	31.38	-----	31.747
-----	33.952	-----	34.075	-----	34.075
-----	36.525	-----	36.892	-----	37.015
-----	39.465	-----	39.955	-----	39.832
-----	43.017	-----	43.14	-----	43.507
-----	47.06	-----	46.325	-----	47.182

Con la información contenida en las tablas anteriores y aplicando el método del par de líneas resonantes, se obtuvieron los resultados de la constante dieléctrica efectiva de las líneas con un ancho $G = 240$ micras, como se muestra en la tabla V.

Tabla V. Resultados del método del par de líneas resonantes para las líneas con $G = 240 \mu\text{m}$

Método Resonante Líneas con $G = 240 \mu\text{m}$					
Constante Dieléctrica Efectiva $\epsilon_{\text{eff}}(f)$					
Línea de 40Ω		Línea de 50Ω		Línea de 60Ω	
Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$	Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$	Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$
3.62	5.27	3.572	5.476	3.725	5.272
7.247	5.26	7.247	5.323	7.309	5.571
10.8	5.329	10.922	5.273	10.922	5.339
14.475	5.274	14.352	5.429	14.597	5.314
18.15	5.241	18.15	5.244	18.15	5.371
21.702	5.279	21.764	5.222	21.947	5.289
25.377	5.255	25.377	5.318	25.5	5.377
28.93	5.281	29.052	5.3	29.236	5.365
32.482	5.302	32.605	5.289	32.85	5.348
36.035	5.319	36.218	5.274	36.464	5.377
39.71	5.27	39.71	5.393	39.832	5.458
43.201	5.284	43.324	5.408	43.508	5.475
46.815	5.326	46.937	5.361	46.08	5.689
50	5.415	50	5.479	48.775	5.919

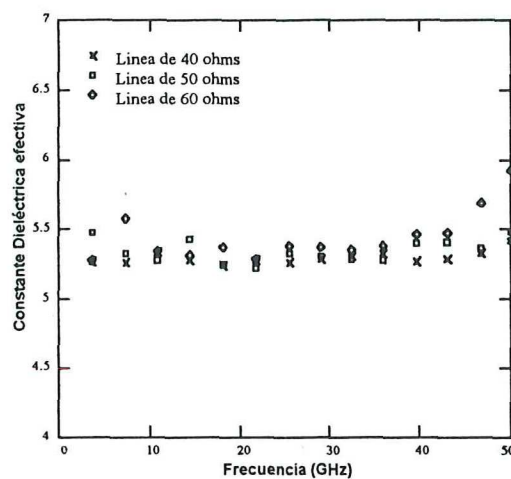


Figura 27. Constante Dieléctrica efectiva en función de la frecuencia para las líneas con G de 240 micras empleando el Método Resonante.

Se observa en la figura 27 que el efecto de dispersión no es muy notorio en este rango de frecuencias. Por otra parte, si se consideran frecuencias mas elevadas el efecto sería mas notable; o bien si se consideran líneas con mayor espaciamiento entre planos de tierra. Una vez que se puedan caracterizar dispositivos a frecuencias mayores de 50 GHz se podrá verificar el comportamiento dispersivo de estas mismas líneas. De la misma figura, se puede observar que todas las líneas tienden a comportarse de la misma manera. De lo anterior se puede decir que la dispersión no depende de la impedancia característica de cada línea.

Por otro lado, considerando el caso de las líneas con $G = 470 \mu\text{m}$, se midieron las frecuencias de resonancia (Tabla IV) y se procedió a calcular la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ aplicando las ecuaciones (66), (68) y (70) del método en cuestión obteniéndose los valores de la tabla VI.

Tabla VI . Resultados del método del par de líneas resonantes
para las líneas con $G = 470 \mu\text{m}$.

Método Resonante Líneas con $G = 470 \mu\text{m}$					
Constante Dieléctrica Efectiva $\epsilon_{\text{eff}}(f)$					
Línea de 40Ω		Línea de 50Ω		Línea de 60Ω	
Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$	Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$	Frec. (GHz)	$\epsilon_{\text{eff}}(f)$
3.572	5.312	3.572	5.369	3.572	5.396
7.125	5.342	7.125	5.399	7.186	5.244
10.56	5.477	10.68	5.502	10.8	5.407
14.11	5.451	14.29	5.507	14.41	5.351
17.54	5.511	17.78	5.481	18.02	5.549
21.09	5.488	21.27	5.546	21.4	5.703
24.4	5.582	24.64	5.53	24.27	5.982
27.7	5.653	27.95	5.614	27.15	6.273
31.14	5.747	31.38	5.637	31.75	5.853
34.07	5.966	34.08	5.902	34.26	6.272
36.52	6.414	36.89	6.017	37.02	6.258
39.89	6.538	39.83	6.105	39.77	6.431
43.02	6.192	43.14	6.288	43.51	6.464
47.06	6	46.45	6.325	47.37	6.375

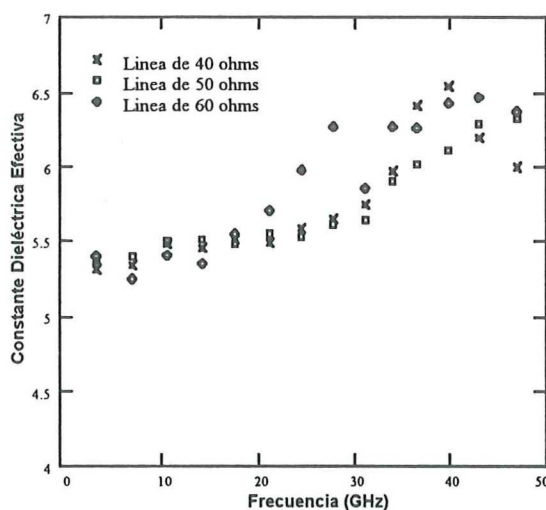


Figura 28 Constante Dieléctrica efectiva en función de la frecuencia para las líneas con G de 470 micras empleando el método resonante.

Con este valor de G comienza a manifestarse el efecto de dispersión, sin embargo se observa en la figura 28 que para la línea de 60 ohms el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva a partir de los 20 GHz tiende a ser diferente al de las demás líneas y que a partir de 30 GHz estas variaciones son mas pronunciadas en las tres líneas. Esto se debe en términos generales a las variaciones dimensionales de w y s a lo largo de las líneas considerando que mientras mas larga sea la estructura es mas probable encontrar errores en las dimensiones. Otro factor es la calidad del material. En este caso se fabricaron los circuitos en alumina, la cual presentaba variaciones del espesor del substrato desde 650 ± 20 micras. Además la superficie de este material no se encuentra pulida y existen rugosidades lo cual provoca que la contribución de los componentes vectoriales de los campos en dichas rugosidades micrométricas contribuya a una mayor complejidad en la distribución de los campos electromagnéticos a lo largo de la estructura.

IV.7 COMPARACIÓN DE RESULTADOS DE LOS MÉTODOS EXPERIMENTALES

En esta sección se realiza una comparación del comportamiento dispersivo de las guías de onda coplanar empleando los tres métodos experimentales. Para las líneas con $G=250\ \mu\text{m}$ todos los métodos pueden ser aplicables mientras que para líneas con $G>300\ \mu\text{m}$ solamente el método resonante puede ser empleado ya que es el único que puede caracterizar este tipo de líneas, empleando adaptadores. Por otra parte, los demás métodos requieren de puntas de prueba adecuadas para caracterizar líneas de estas dimensiones.

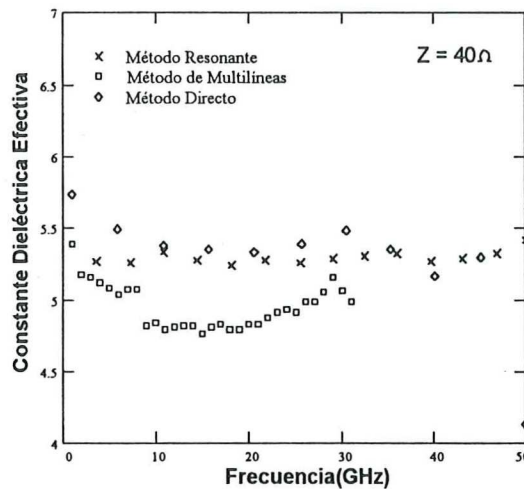


Figura 29. Comparación de resultados en línea de 40 ohms empleando los tres métodos experimentales.

En la figura 29 se presentan los resultados de la caracterización de líneas de $40\ \Omega$. En esta figura se observa que los resultados del método directo y del método resonante son aproximados; mientras que el resultado del método de multilíneas presenta un comportamiento diferente. Esto se debe a que las líneas de 40 ohms caracterizadas presentaban ligeras variaciones en sus dimensiones aunado a ello se encuentran los defectos

del material y también a que el planteamiento del método esta hecho para líneas no reflectoras, requiriéndose caracterizar líneas de 50 ohms.

La figura 30 muestra la gráfica comparativa de los resultados de la caracterización de la constante dieléctrica efectiva empleando los tres métodos experimentales en la línea de 50 ohms con $G = 240 \mu\text{m}$.

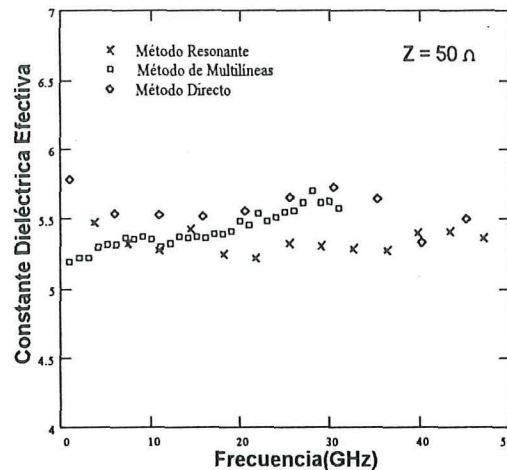


Figura 30. Comparación de resultados en línea de 50 ohms empleando los tres métodos experimentales.

En la figura 31 se muestran los resultados de la caracterización de la línea de 60 ohms aplicando los tres métodos experimentales.

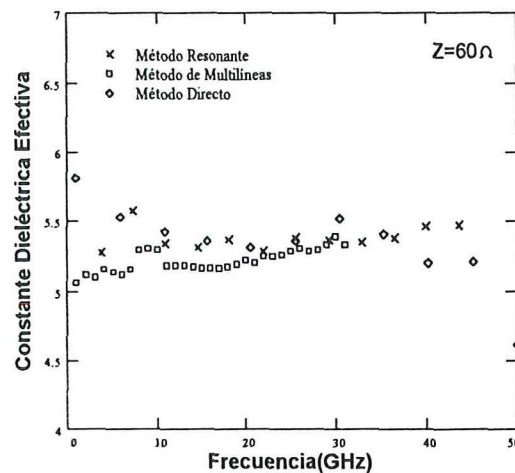


Figura 31. Comparación de resultados en línea de 60 ohms empleando los tres métodos experimentales.

En lo que se refiere a los resultados obtenidos para las líneas de $470\text{ }\mu\text{m}$, el único método que puede ser empleado es el método resonante. Este método tiene la flexibilidad de no requerir exactitud en la magnitud de los parámetros S sino simplemente requiere identificar las frecuencias de resonancia; es por ello que se emplean los adaptadores descritos en la sección IV.2.1. Debido a que el método resonante es el único método que se utilizó para la caracterización de las líneas con valor de $G = 470\text{ }\mu\text{m}$, no se puede establecer comparación alguna con otro método. Los resultados para estas líneas se muestran en la sección IV.6.

IV.8 CONCLUSIONES

En este capítulo se presentaron tanto la metodología de diseño y construcción como algunas consideraciones que deben tomarse en cuenta en el diseño de circuitos con guía de onda coplanar.

Se presentaron los resultados experimentales de las tres metodologías experimentales y se realizó una comparación de los resultados de la constante dieléctrica efectiva.

Se puede observar que el método más preciso es el método resonante, debido a que es inmune al efecto de los desplazamientos de las puntas de prueba. Este método se aplica tanto a líneas reflectoras como no reflectoras, y no presenta restricciones de frecuencia ni depende de la calidad del substrato.

Por otra parte, se observa que el efecto de dispersión es independiente de la impedancia característica de la línea y depende únicamente del valor de G , siendo más notorio cuando G aumenta.

V CARACTERIZACIÓN NUMÉRICA DE LA CONSTANTE DIELECTRICA EFECTIVA

V.1 Introducción

En el capítulo II se presentó el Método de Momentos y el paquete de análisis Momentum aplicados al análisis de la guía de onda coplanar. En este capítulo se presentan los resultados del análisis empleando el Método de Momentos mediante el paquete Momentum. Se hace un breve paréntesis para mostrar la convergencia de los parámetros S y de la constante dieléctrica efectiva en función del número de celdas empleadas en la discretización de la estructura.

V.2 Discretización de la estructura en celdas

En todo proceso de cálculo computacional, es muy importante minimizar tanto el tiempo de computo como la memoria requerida para obtener la precisión necesaria en los resultados. Es por ello que se realizó un estudio de discretización de la estructura.

En el capítulo II se mencionó que el método de momentos aplicado en estructuras coplanares, solo requiere trabajar con la geometría de las ranuras. De esta manera el análisis es mas rápido ya que la discretización se efectúa en las ranuras y no en el conductor w ni en los planos de tierra.

En primer lugar, se consideró una línea de 60 ohms con una longitud de 500 μm . Se efectuaron los cálculos con 100, 140, 200, 240, 300 y 340 celdas. Entre un análisis y otro existe una diferencia en los resultados de los parámetros S, que converge a medida que se incrementa el número de celdas; a esta diferencia se le llama DeltaS. De esta misma manera

se efectúa un análisis con la constante de propagación en vez de los parámetros S. Por último se determinaron las gráficas de error tanto en los parámetros S como en la constante dieléctrica efectiva.

La precisión de los resultados con un determinado número de celdas no es el mismo para estructuras grandes que para estructuras pequeñas, esto se debe a que en estructuras de dimensiones grandes se tiene un mayor número de longitudes de onda que en estructuras pequeñas. También depende del rango de frecuencias empleado. En el presente trabajo, las guías de onda analizadas poseen dimensiones muy pequeñas que permiten que se pueda utilizar un número pequeño de celdas en el rango de 1 a 50 GHz.

Como se mencionó anteriormente, las diferentes discretizaciones (mallas) fueron realizadas con 100, 140, 200, 240, 300 y 340 celdas rectangulares y por cada una de estas mallas se realizó el análisis de los parámetros S a los que se les denomina A(1), A(2),, A(6) respectivamente; esto es con el propósito de hacer referencia de cada uno de ellos. La figura 32 muestra las diferentes discretizaciones de la estructura.

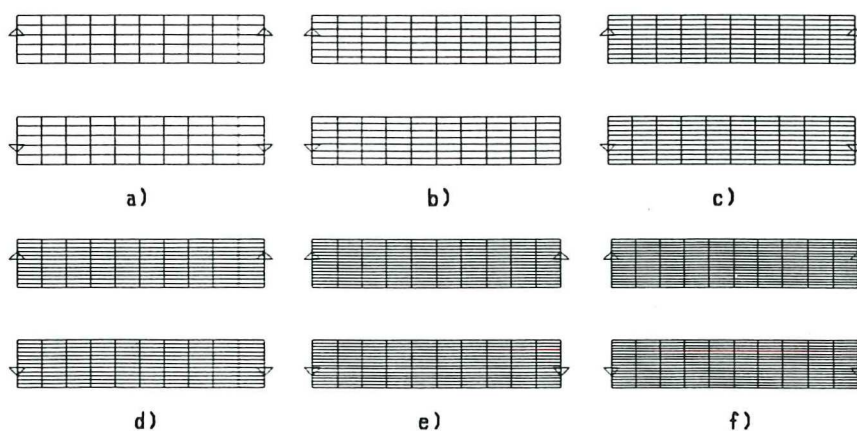


Figura 32 Discretización de la GOC a) 100 celdas, b) 140 celdas, c) 200 celdas, d) 240 celdas, e) 300 celdas y f) 340 celdas.

En primer término se define el DeltaS de la siguiente manera:

$$\Delta S_{11} = \sqrt{\text{Re}(S_{11_{n+1}} - S_{11_n})^2 - \text{Im}(S_{11_{n+1}} - S_{11_n})^2} \quad 56$$

donde n y $n+1$ representan los subíndices de los resultados de los análisis de $A(n)$ y $A(n+1)$ respectivamente.

Tomando en consideración lo anterior, se tiene la gráfica mostrada en la figura 33

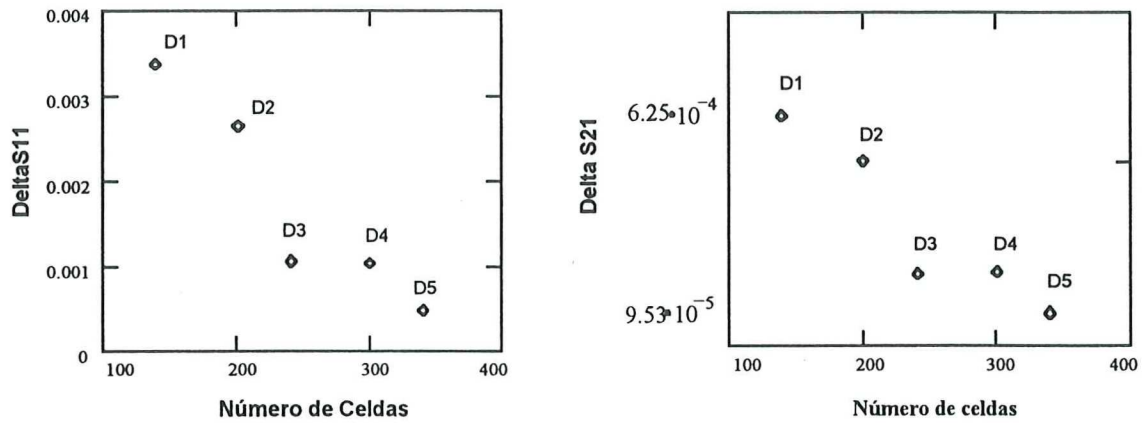


Figura 33 Convergencia de S11 y S21 en cada paso adaptivo

Se puede observar en la figura 33 que los decrementos en cada paso adaptivo es menor a medida que aumenta el número de celdas. Estos decrementos son pequeños debido a que las dimensiones de la estructura analizada son pequeñas y no requieren demasiadas celdas en su discretización.

En este trabajo, el principal parámetro a considerar es la constante de propagación propagación (γ Gamma), ya que a partir de éste, se determina la constante dieléctrica

efectiva $\epsilon_{\text{eff}}(f)$. En la gráfica de la figura 34, se presenta la variación en la constante de propagación en función del número de celdas. Donde el Delta Gamma es calculado de manera similar al Delta S de la ecuación (56).

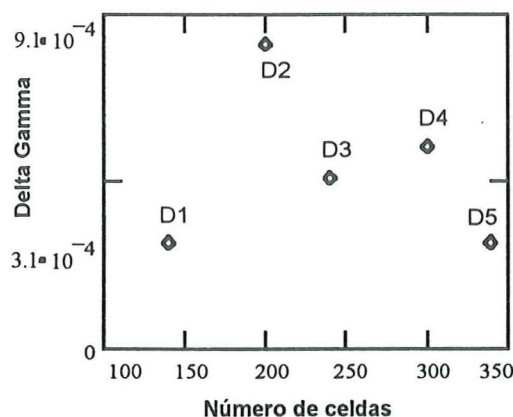


Figura 34 Pasos adaptivos de la constante de propagación

De la figura 34 se puede observar que se logra muy buena precisión en los resultados de la constante de propagación, aún empleando un número pequeño de celdas de discretización.

Para obtener la constante dieléctrica efectiva se emplea el valor de la constante de propagación, la cual es una cantidad grande comparada con la variación mínima que presenta este parámetro con respecto al número de celdas empleadas en este estudio; esto da lugar a que la constante dieléctrica efectiva presente muy poca variación con respecto al número de celdas empleadas en este análisis.

La figura 35 muestra los valores correspondientes a los pasos adaptivos de la constante dieléctrica efectiva, determinados de manera similar al Delta S de la ecuación (56). Se puede observar que el comportamiento es similar al de la constante de propagación dado en la figura 35.

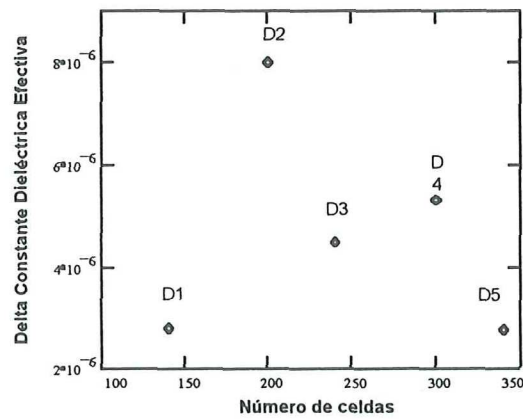


Figura 35 Pasos adaptivos de la constante dieléctrica efectiva.

La figura 36 muestra los pasos adaptivos de la impedancia característica, determinados de manera similar al Delta S de la ecuación (56). Se puede observar que la variación entre cada paso adaptivo converge a medida que aumenta el número de celdas empleadas.

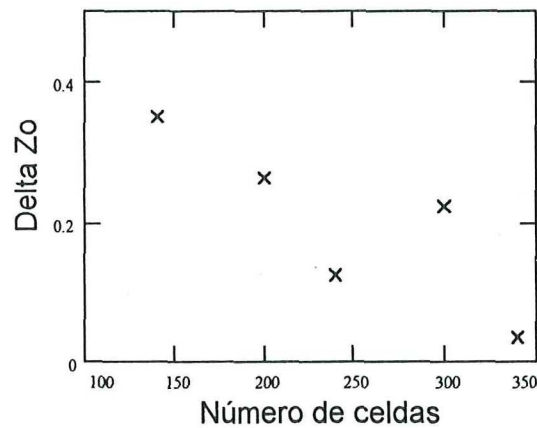


Figura 36. Pasos adaptivos de la impedancia característica.

A continuación, se presenta la información referente al tiempo de computo requerido, tamaño de la matriz a resolver y la cantidad de memoria requerida para el análisis.

La figura 37 muestra el tiempo de computo dependiente del número de celdas de

discretización. Se puede observar que el tiempo empleado en cada análisis tiende a seguir una forma exponencial con respecto al número de celdas.

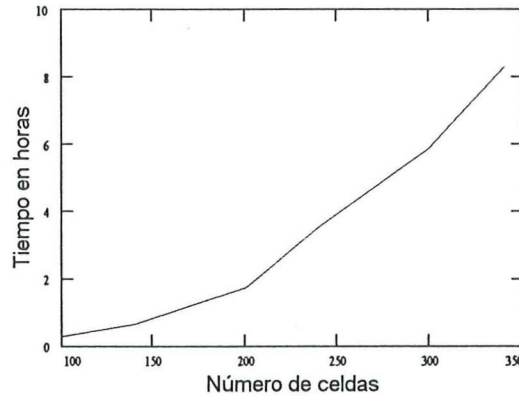


Figura 37 . Tiempo de computo vs número de celdas

Otro factor que se altera en función del número de celdas es el tamaño de la matriz, la cual se muestra en la figura 38. El tamaño de la matriz representa al número de elementos que contiene.

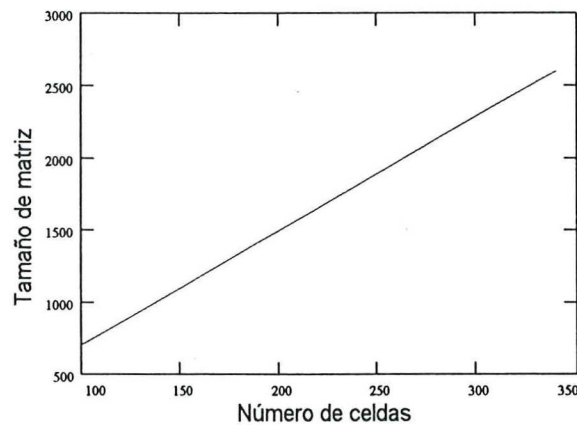


Figura 38 . Tamaño de matriz de computo

Se puede notar que en la figura 38 el incremento lineal en el tamaño de la matriz se aproxima mas o menos a un valor de 7.5 veces el número de celdas.

La figura 39 muestra la cantidad de memoria requerida por cada simulación en

función del número de celdas. Esta memoria requerida tiene relación con el tamaño de la matriz y se puede observar que la cantidad de memoria requerida en función de la frecuencia no varia linealmente, sino que varia en forma exponencial.

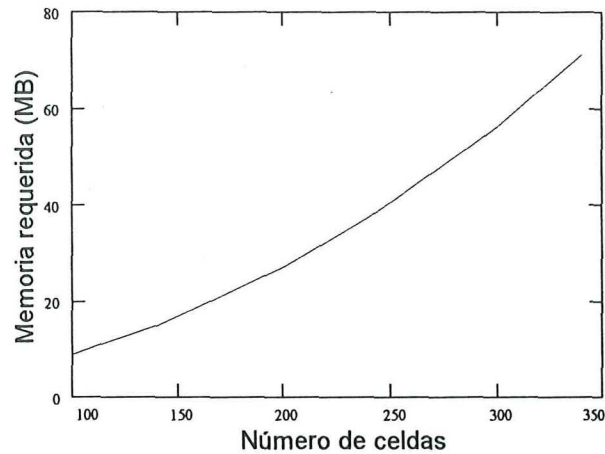


Figura 39. Cantidad de memoria requerida vs número de celdas

V.3 Error relativo en los parámetros S

Una forma de validar los resultados del análisis es calculando el error relativo de los parámetros en cuestión; esto se establece comparando los parámetros S caracterizados experimentalmente con aquellos que se determinaron por medio de análisis electromagnético. La siguiente relación muestra la forma de calcular el error relativo entre dos conjuntos de datos:

$$Error_relativo(\%) = \frac{Datos_medidos - Datos_calculados}{Datos_medidos} * 100 \quad (73)$$

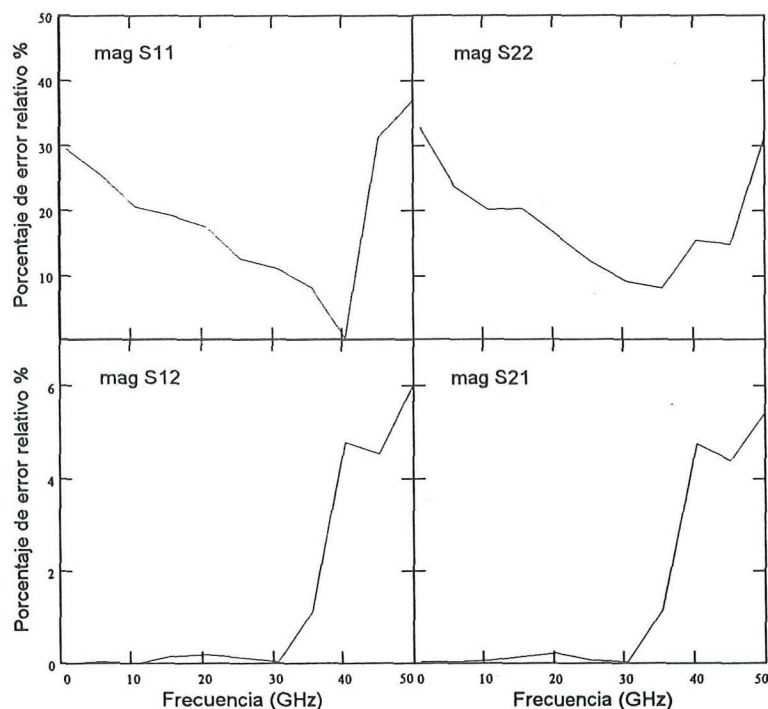


Figura 40 Gráficas de error relativo de los parámetros S de la línea de 60 ohms.

Se puede observar en la figura 40, que los parámetros de transmisión S12 y S21 presentan un porcentaje de error muy bajo en el intervalo de 1 a 30 GHz, y a frecuencias superiores el error se incrementa. Esto se atribuye a los errores presentados en los parámetros S caracterizados provocados por la imperfección del material (substrato); mientras que los parámetros de reflexión S11 y S22 presentan un porcentaje de error muy alto debido a que los parámetros S11 y S22 son cantidades muy pequeñas, y por lo tanto cualquier desviación, por mínima que esta sea, provoca un aumento considerable en el error relativo. En cuanto a los parámetros S12 y S21 el porcentaje de error es muy pequeño debido a que las magnitudes de estos dos parámetros son grandes en comparación con los de los parámetros de reflexión y cualquier desviación pequeña de estos valores no es considerable.

V.4 Convergencia de los valores de $\varepsilon_{\text{eff}}(f)$.

Los valores de la constante dieléctrica efectiva se determinaron a partir de la constante de fase β obtenida de los resultados del análisis en función del número de celdas y en el intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz; mediante:

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \left(\frac{c\beta}{2\pi f} \right)^2 \quad (74)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y f es la frecuencia. A partir de la ecuación 74, se determina $\varepsilon_{\text{eff}}(f)$ para cada estructura en función del número de celdas. En la figura 41 se muestra el comportamiento de este parámetro para cada malla, considerando un valor de G de 240 μm ; se observa que los valores convergen para cada análisis y se obtienen resultados casi idénticos con cualquiera de las mallas empleadas. Esto se debe a que existen solo unas pequeñas variaciones entre los valores de la constante de propagación como se aprecia en la figura 34 y que por consecuencia se tienen pequeñas variaciones en los resultados de la constante dieléctrica efectiva como se observa en la figura 41.

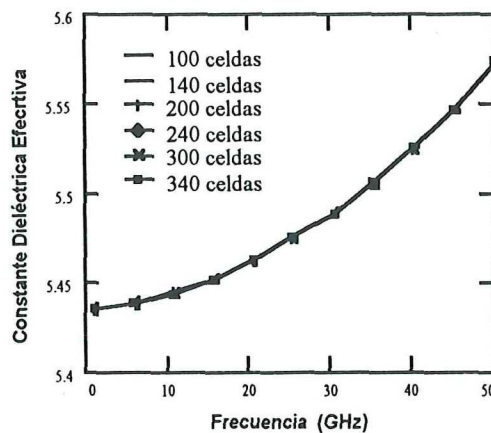


Figura 41 Constante dieléctrica efectiva con diferente número de celdas.

Se puede observar que para el análisis del comportamiento de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$, no se requiere de un número de celdas muy grande ya que esto hace que el tiempo de cómputo y requerimientos de memoria aumenten.

V.5 Resultados de la constante dieléctrica efectiva

En esta sección se proporcionan los resultados del análisis electromagnético empleado para calcular la constante dieléctrica efectiva, considerando una discretización de 200 celdas. El análisis se efectuó para líneas con diferentes impedancias: $Z = 40, 50$ y 60Ω y en función de la separación entre los planos de tierra (G de $240 \mu\text{m}$ y $470 \mu\text{m}$).

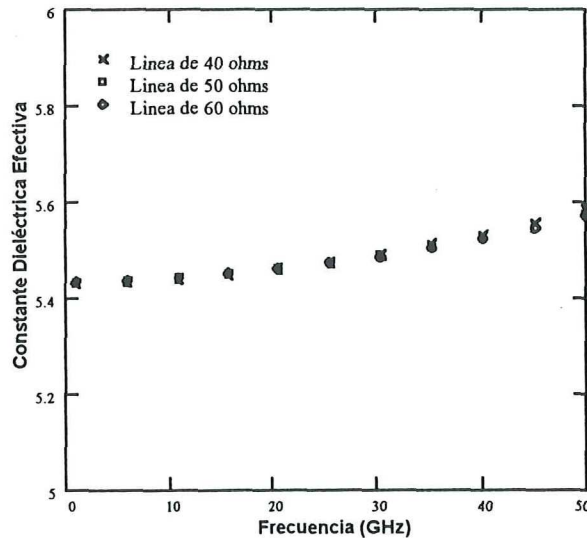


Figura 42. Constante dieléctrica efectiva para diferentes impedancias y $G=240 \mu\text{m}$.

Se puede observar que la constante $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ tiene un comportamiento casi idéntico para diferentes valores de impedancia. Por lo tanto se puede establecer que la impedancia de la

guía de onda coplanar no es un factor influyente en el comportamiento dispersivo de la estructura.

Por otro lado, para las líneas con un valor de G de $470\text{ }\mu\text{m}$ (figura 43), se puede notar que nuevamente la impedancia no es un factor de considerar en el efecto de dispersión. Sin embargo nótese que la pendiente de la gráfica es mas significativa que en las líneas con G igual a 240 micras , lo que significa que el efecto de dispersión es mas notorio para las líneas con G de $470\text{ }\mu\text{m}$ que para las de $240\text{ }\mu\text{m}$.

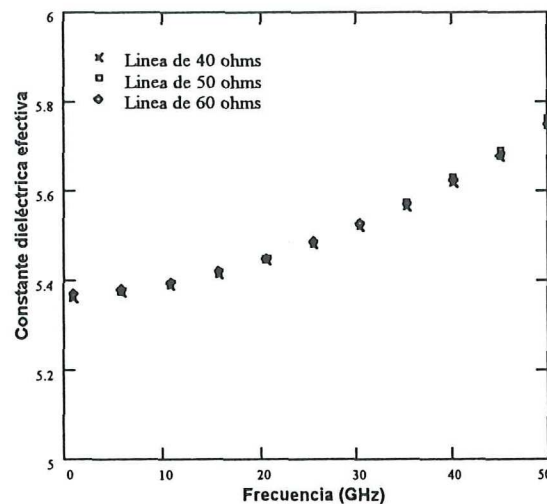


Figura 43 Constante dieléctrica efectiva para diferentes impedancias y $G = 470\text{ }\mu\text{m}$.

En la figura 44 se comparan los resultados de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en función de la separación entre los planos de tierra G . En esta figura, se demuestra que el parámetro G es un factor que influye en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva tendiendo a ser más dispersivo a medida que se incrementa este parámetro.

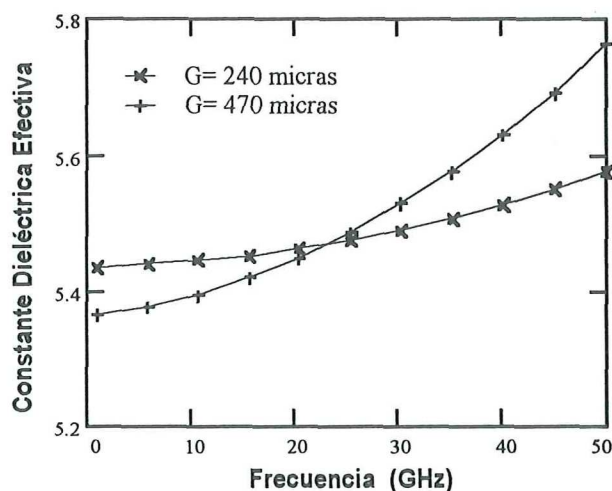


Figura 44 Constante dieléctrica efectiva para las líneas de 50 Ω con diferente G

La variación que ocurre a frecuencias bajas para las dos líneas con diferente G se atribuye a que cuando la relación h/G disminuye, también la constante dieléctrica efectiva disminuye [Hoffmann, 1987]. Esto significa que cuando G aumenta, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ disminuye; o bien, cuando h disminuye, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ disminuye.

V.6 Resultados del MDS mediante el Linecalc

El MDS (Microwave and RF Design System) cuenta con una opción para el análisis de líneas de transmisión entre las cuales figura la guía de onda coplanar. Este programa llamado Linecalc, emplea las ecuaciones de Ghione and Naldi [Ghione and Naldi, 1987] obtenidos por transformación conforme, para determinar los parámetros asociados con la guía de onda tales como impedancia y constante dieléctrica efectiva.

La figura 45 muestra los resultados del MDS para las líneas de 40, 50 y 60 ohms en sustrato de Alumina con $\epsilon_r = 9.9$, $h = 640 \mu\text{m}$ y con 240 micras de separación entre planos

de tierra.

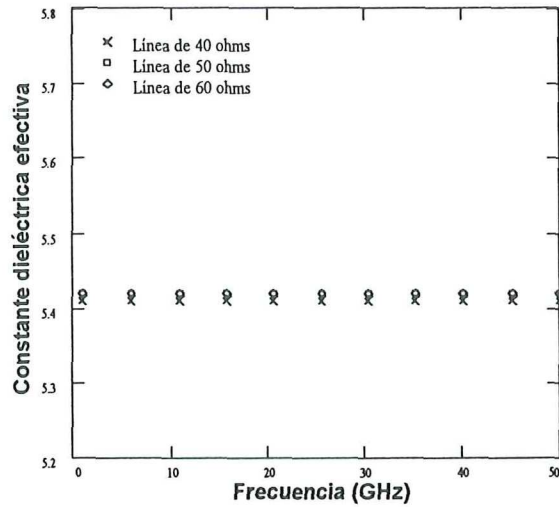


Figura 45 Constante dieléctrica efectiva con el MDS

Debido a que el Linecalc no emplea ningún método de cálculo riguroso, el efecto de dispersión es ignorado por completo. Una comparación entre los resultados del Momentum y los del MDS se muestran en la figura 46.

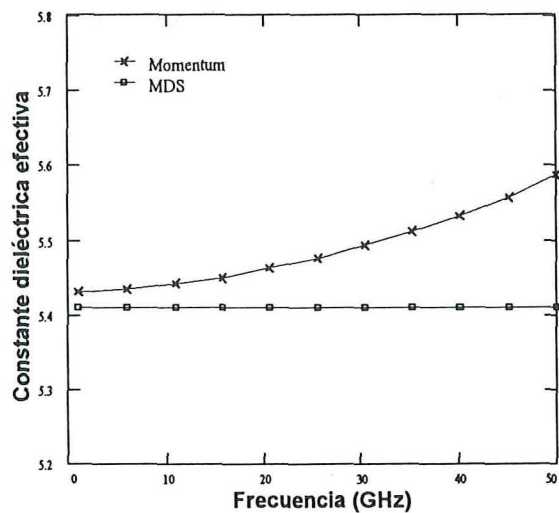


Figura 46 Comparación entre el Momentum y el MDS

En la figura 46 se observa que a bajas frecuencias ambos métodos convergen;

mientras que a frecuencias altas tienden a divergir; esto se debe a que el MDS no emplea ningún método riguroso que permita determinar la influencia de las componentes longitudinales de los campos electromagnéticos en la constante de propagación, mientras que el Momentum si considera dicha influencia.

V.7 COMPORTAMIENTO DE LA CONSTANTE DIELECTRICA EFECTIVA EN FUNCIÓN DE PARÁMETROS GEOMÉTRICOS Y ELÉCTRICOS.

Los parámetros geométricos de la guía de onda coplanar se refieren a las dimensiones de la estructura (G , h , k) y los parámetros eléctricos se refieren a las propiedades del substrato (ϵ_r). Este estudio se llevó a cabo de manera teórica utilizando el paquete de análisis electromagnético HP Momentum.

La influencia del espesor del substrato h en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva se muestra en la figura 47. En esta figura se observa que la línea con h de $381 \mu\text{m}$ presenta valores de constante dieléctrica efectiva mayores a los que presenta la línea con $h = 254 \mu\text{m}$ y la diferencia del valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ entre ambas permanece constante en todo el ancho de banda. Esto significa que h no afecta al comportamiento dispersivo de la guía de onda coplanar. Se puede observar en la figura 47, que a mayor espesor del dieléctrico h , la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ tiende a aumentar y que su comportamiento dispersivo en función de la frecuencia es independiente de h .

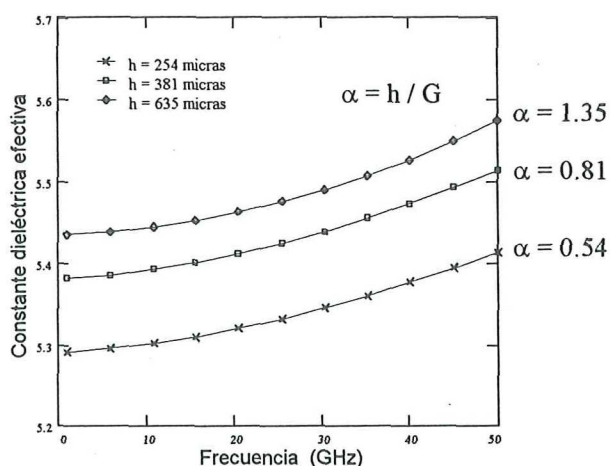


Figura 47. Constante dieléctrica efectiva en función del espesor del sustrato

La figura 48 muestra el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en tres líneas con impedancia de 50 ohms, h de 640 μm y ϵ_r de 9.9, para diferentes valores de G . Se observa, tanto en la figura 47 como en la figura 48, que el efecto de la variación de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en bajas frecuencias, se debe a la disminución del parámetro $\alpha = h / G$. A medida que este parámetro disminuye, el valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en bajas frecuencias también disminuye.

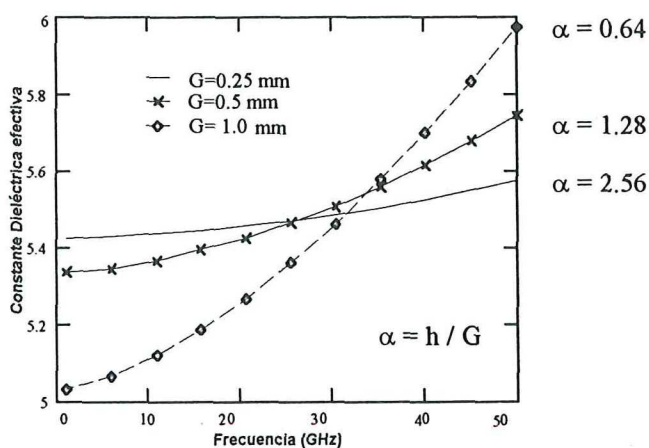


Figura 48. Constante dieléctrica efectiva en función de G

Se observa en la figura 48 que a medida que el ancho G se incrementa, el efecto de

dispersión es mas notorio. Este parámetro es sin duda el que mayor influencia tiene sobre el efecto de dispersión en la guía de onda coplanar.

Otro parámetro geométrico analizado es el k ; el cual representa la relación entre el ancho del conductor central w y el ancho G y se expresa como $k = w/G$. En la figura 49 se muestra el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva para diferentes valores de k .

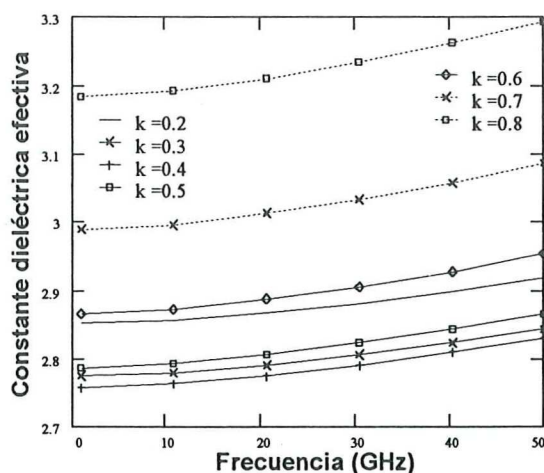


Figura 49 . Constante dieléctrica efectiva con k variable

La tabla VII muestra las características de las líneas empleadas en este análisis. Las dimensiones de estas líneas se obtuvieron considerando constante la separación de los planos de tierra $G = 500 \mu\text{m}$.

Tabla VII . Dimensiones de las líneas con k variable

k	$k = w/G \quad h = 640 \mu\text{m}; \epsilon_r = 9.9$						
	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
$w (\mu\text{m})$	100	150	200	250	300	350	400
$s (\mu\text{m})$	200	175	150	125	100	75	50

Se observa en la figura 49 que todas presentan un comportamiento similar en la pendiente de la constante dieléctrica efectiva aunque sus valores se encuentren desplazados. Esto significa que para líneas con diferente valor de k y con un valor constante de G el

efecto de dispersión es aproximadamente el mismo para cada caso. Se puede observar que $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ disminuye cuando k se disminuye y que siempre $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ es menor que $(\epsilon_r+1)/2$.

Este desplazamiento de la constante dieléctrica efectiva se puede apreciar mejor si se toma una sola frecuencia (en este caso $f = 20.6$ GHz) y se gráfica con respecto a k , como se muestra en la figura 50.

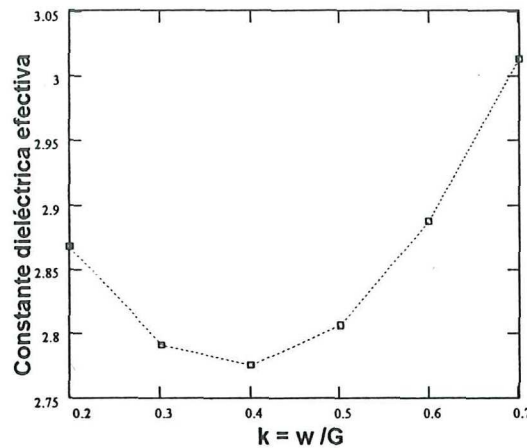


Figura 50 . Constante dieléctrica efectiva en función de k .

El parámetro eléctrico analizado es la influencia de la permitividad del dieléctrico ϵ_r . En la figura 51 se muestra el comportamiento típico en tres líneas con diferente valor de ϵ_r y considerando una G de $250 \mu\text{m}$ y h de $640 \mu\text{m}$.

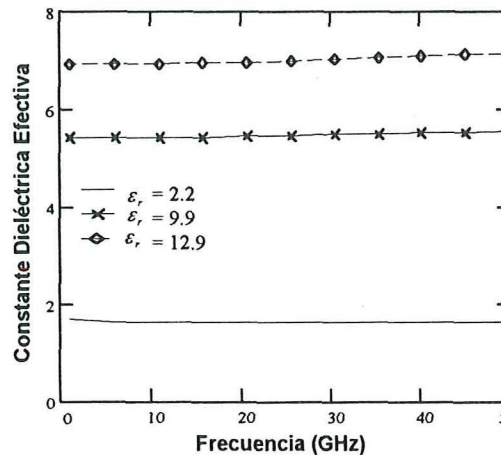


Figura 51. Constante dieléctrica efectiva en función de ϵ_r .

Se observa de la figura 51 que el efecto de dispersión no es significativo ante los cambios de ϵ_r y que el valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ se aproxima al valor de $\frac{\epsilon_r + 1}{2}$.

V.8 Comportamiento de la impedancia característica en función de la frecuencia

Un factor muy importante que se debe considerar para el diseño de circuitos de microondas y ondas milimétricas que utilizan estructuras pasivas, es el comportamiento que presenta la impedancia con respecto a la frecuencia.

En esta sección se presenta el análisis de algunos de los circuitos con GOC utilizados en las secciones anteriores para determinar el comportamiento de la impedancia característica y se agregan a este análisis líneas de 30 y 70 ohms con G de 250 micras.

La figura 52 muestra el comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia para una línea de 30 ohms. Se puede notar una disminución en la impedancia característica cuando aumenta la frecuencia.

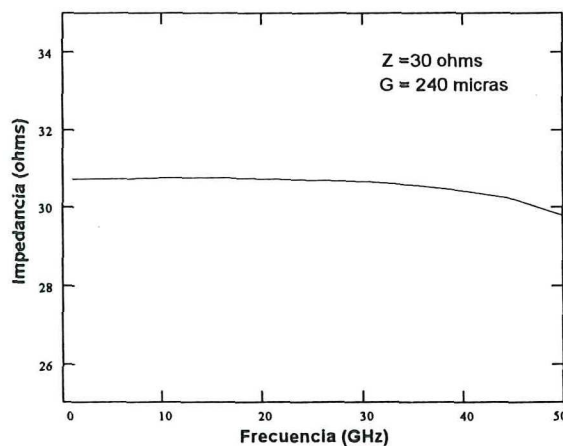


Figura 52. Impedancia característica para la línea de 30 ohms.

En la figura 53 se muestra el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva para la línea de 40 ohms con G de 240 micras y 470 micras.

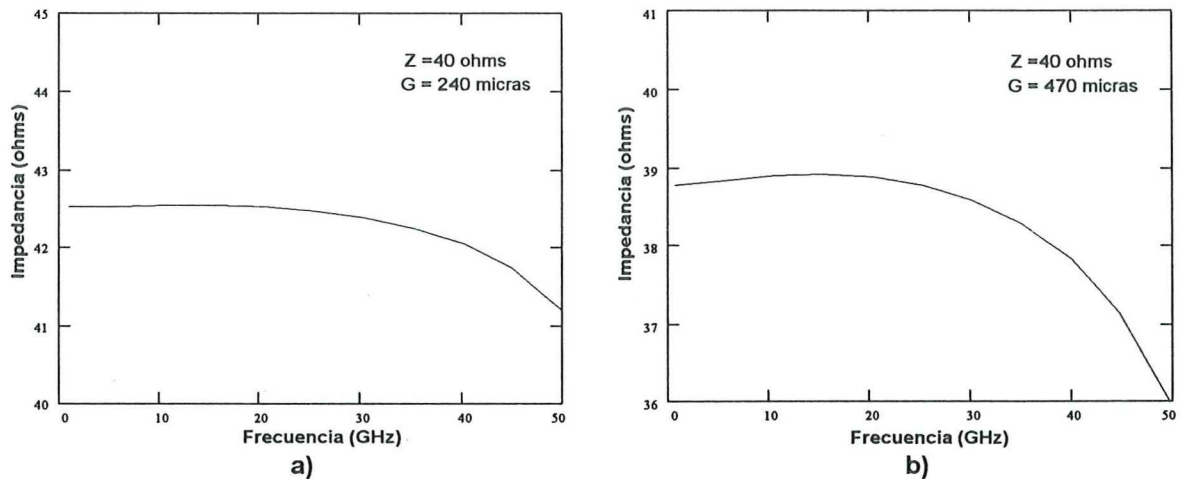


Figura 53. Impedancia característica de la línea de 40 Ω con a) $G=240$ μm y b) $G = 470$ μm .

En la figura 53 se observa que el cambio de impedancia característica en las líneas con $G = 470$ μm es mas pronunciado que en las líneas con $G = 240$ μm . Esto se debe a que el efecto de dispersión se hace más notorio cuando aumenta el valor de G .

La impedancia característica para la línea de 50 ohms se muestra en la figura 54 para una separación entre los planos de tierra de 240 μm y 470 μm . Nuevamente se observa que para la línea con $G = 470$ μm la impedancia presenta una desviación mas pronunciada que en la línea con $G = 240$ μm .

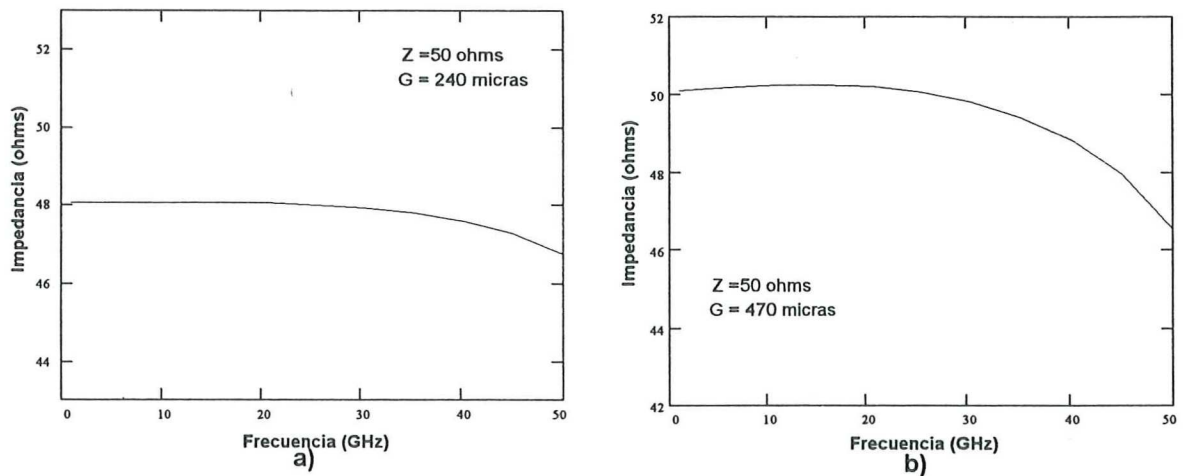


Figura 54. Impedancia característica para la línea de 50 ohms.

En la figura 55, se presenta la impedancia característica de la línea de 60 ohms para valores de G de 240 y 470 micras. En esta figura, al igual que en las anteriores, la impedancia de la línea con $G = 240 \text{ }\mu\text{m}$ comienza a variar aproximadamente a los 30 GHz mientras que en la línea con $G = 470 \text{ }\mu\text{m}$ este fenómeno se presenta a los 22 GHz aproximadamente. Esto significa que para aplicaciones de diseño donde se requiera que la línea funcione en un ancho de banda amplio sin alterar su impedancia, se deben emplear líneas con G pequeño.

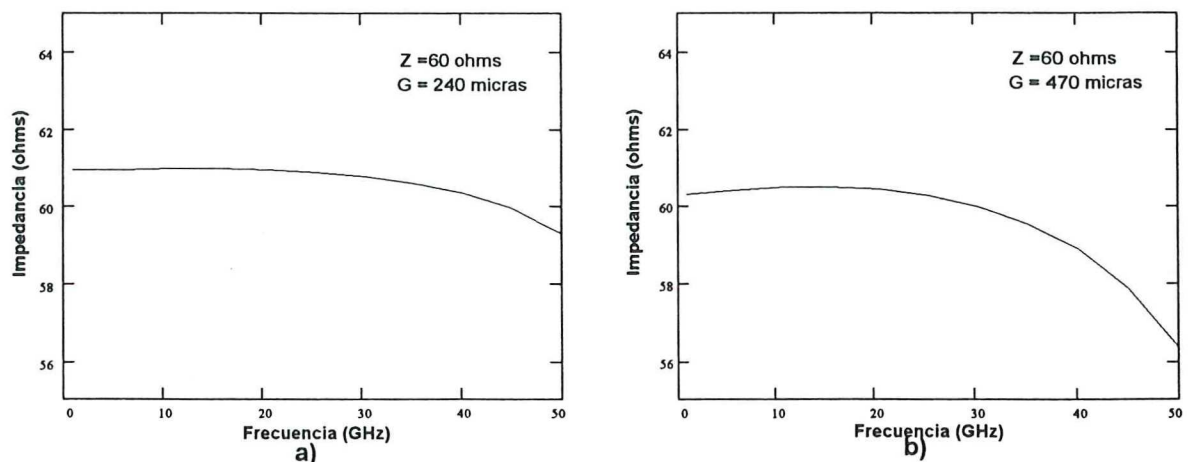


Figura 55. Impedancia característica de la línea de 60 ohms.

Finalmente, se presenta en la gráfica de la figura 56 el comportamiento de la impedancia para una línea de 70 ohms.

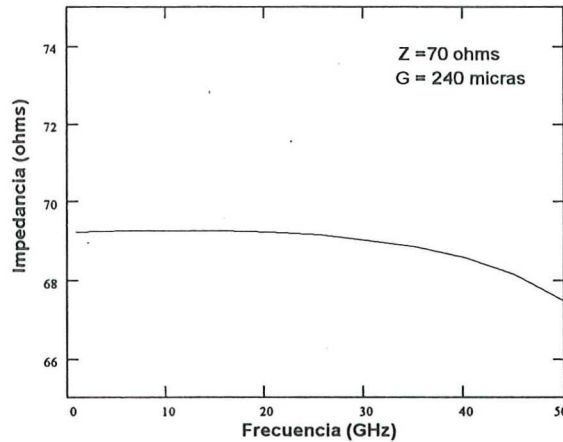


Figura 56. Impedancia característica de la línea de 70 ohms.

Se observa que las curvas de las gráficas en las figuras 52 , 53a, 54a, 55a, y 56 (líneas con $G = 240$ micras) muestran un comportamiento muy parecido (con poca variación de la impedancia); esto se debe a que el efecto de dispersión depende en primer lugar de la separación de los planos de tierra y no precisamente de la impedancia de la línea. De la misma manera se puede observar que para las gráficas de las figuras 53b, 54b y 55b (líneas con $G = 470$ micras) se presenta una similitud en las curvas de impedancia al presentar mayor variación a frecuencias altas.

Si se compara el comportamiento de la impedancia de las líneas con G de 240 y 470 se observa que en las líneas con G grande, es mas notoria la variación de la impedancia. Lo anterior concuerda con el hecho de que aumentando la separación entre los planos de tierra G se hace mas notorio el efecto de dispersión de la guía de onda coplanar, tanto en la impedancia como en la constante dieléctrica efectiva.

V.9 Conclusión

En este capítulo se determinó el número mínimo de celdas de discretización requerido para obtener precisión en el análisis de la constante dieléctrica efectiva e impedancia Z_0 de los circuitos de guía de onda coplanar empleados en este trabajo de tesis. El tiempo de computo, la cantidad de memoria requerida para el análisis y el error relativo son factores que se consideraron en la determinación del número de celdas a utilizar para discretizar la estructura. Se mostraron los errores (deltas) de los parámetros S , de la constante de propagación, de la impedancia característica Z_0 y de la constante dieléctrica efectiva en función del número de celdas, así como sus porcentajes de error relativo respectivos. Se demostró que para obtener precisión en los resultados de la constante dieléctrica efectiva e impedancia, se debe de considerar 200 celdas en la discretización.

Se consideraron algunos parámetros físicos y eléctricos tales como el espesor del substrato h , la separación entre los planos de tierra G , el parámetro k , y la constante dieléctrica relativa ϵ_r (permitividad del dieléctrico) de la GOC para determinar la influencia de cada uno de ellos en el efecto de dispersión. Una conclusión importante es que la separación entre los planos de tierra G es el factor que presenta mayor influencia sobre el comportamiento dispersivo. Además, se presentó el comportamiento de Z_0 de la GOC en función de la frecuencia en el intervalo de 1 a 50 GHz para varias líneas de diferente impedancia ($30\Omega \leq Z \leq 70\Omega$) y valor de G ($240\ \mu\text{m}$ y $470\ \mu\text{m}$). Concluyendo que aumentando el valor de G , la variación de Z_0 con respecto a la frecuencia se hace mas notoria que en las líneas con G pequeño.

VI VALIDACIÓN DE RESULTADOS DE LOS MÉTODOS EXPERIMENTALES VS ANALÍTICOS

VI.1 Introducción

En este capítulo se presenta una comparación de los resultados obtenidos en los capítulos anteriores mediante la caracterización experimental y el análisis numérico empleando los paquetes Momentum y MDS y se realiza un análisis de errores con el propósito de validar la precisión de los métodos.

VI.2 Validación de los métodos experimentales con el método de momentos y MDS

En los capítulos IV y V se presentaron los resultados de la caracterización experimental y numérica, respectivamente. En esta sección se presenta una comparación entre ambos resultados con el fin de determinar cual método ofrece mayores ventajas.

En la tabla VIII se muestran las características de cada estructura caracterizada.

Tabla VIII. Características de las líneas caracterizadas

	Z (Ω)	G (μm)	ϵ_r	h (μm)	w (μm)	s (μm)
Circuito 1	40	240	9.9	640	157	43
Circuito 2	50	240	9.9	640	124	52
Circuito 3	60	240	9.9	640	85	77
Circuito 4	40	470	9.9	640	344	60
Circuito 5	50	470	9.9	640	245	113
Circuito 6	60	470	9.9	640	172	152

En la figura 57 se muestra la comparación de los resultados del análisis empleando el método directo, el método de multilíneas (3 líneas), el método resonante, el Momentum y el

MDS en el intervalo de 1 a 50 GHz.

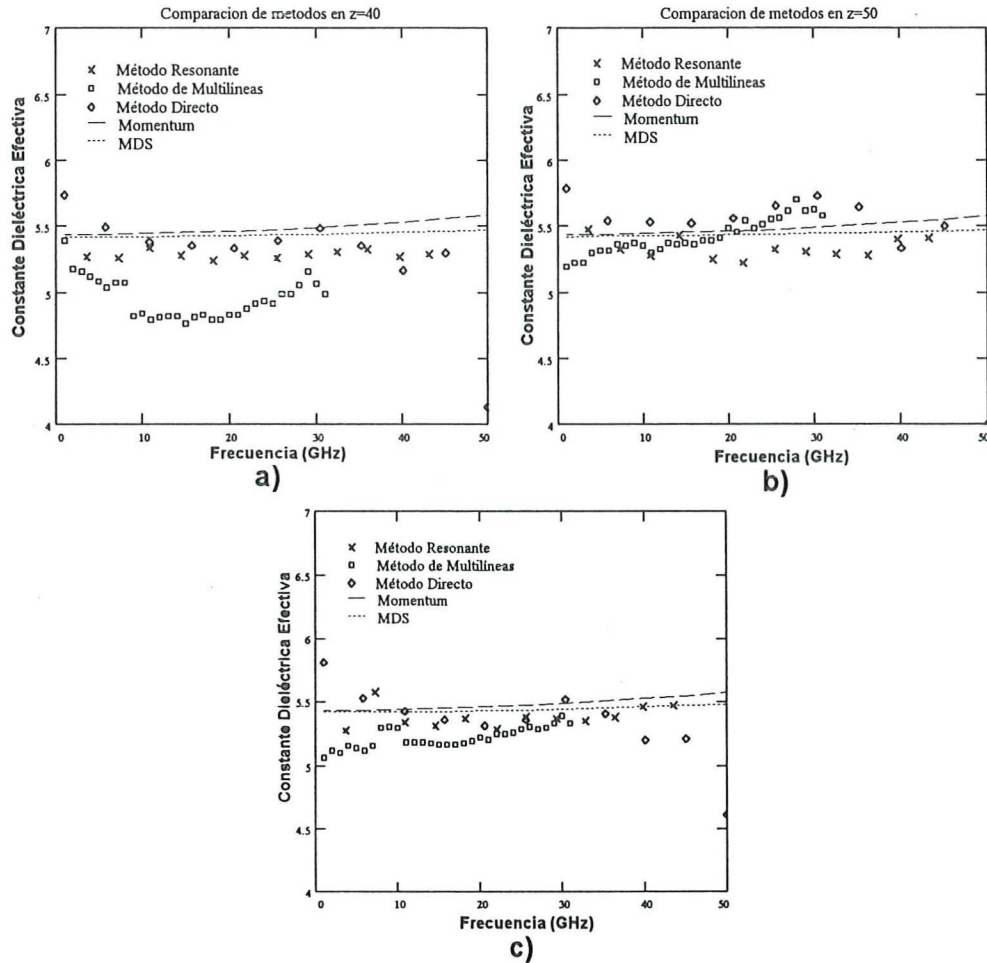


Figura 57 Comparación de resultados aplicando los cinco métodos a líneas con $G=250\mu m$.

En la figura 57 se puede observar que el método directo y el método resonante son los métodos cuyos resultados de $\epsilon_{eff}(f)$ se aproximan a los resultados obtenidos mediante los métodos analíticos en las tres líneas; sin embargo, el método directo solo presenta, en este caso en particular, valores aceptables en el rango de 1 a 30 GHz; debido a las razones mencionadas en el capítulo IV. Por otra parte el método de multilíneas presenta una variación considerable en el rango de 1 a 30 GHz. De lo anterior se resume que el método resonante es el método que posee mayores ventajas sobre los demás métodos, ya que

presenta buenos resultados en todo el intervalo de caracterización.

A continuación se presenta un análisis del error relativo en los resultados analíticos y experimentales empleando como referencia los resultados del método resonante; debido a su precisión y validez en todo el intervalo de frecuencia analizado. El porcentaje de error relativo se determina a partir de:

$$Error_relativo(\%) = \frac{Parametro_referencia - Parametro_comparado}{Parametro_referencia} * 100 \quad (75)$$

Donde el parámetro de referencia es la $\epsilon_{eff}(f)$ obtenida con el método resonante.

En la figura 58 se muestran los porcentajes de error relativos de los resultados de la constante dieléctrica efectiva en las líneas de 40, 50 y 60 ohms.

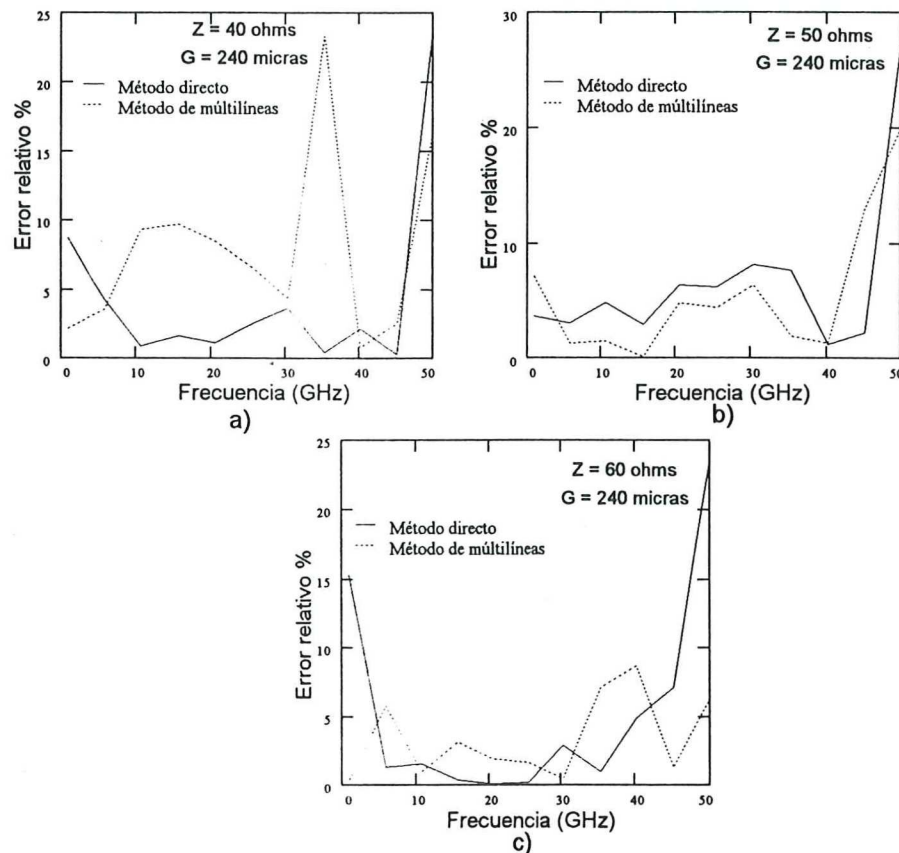


Figura 58 Error relativo en resultados experimentales de líneas con $G = 240$ micras e impedancia de a) 40Ω , b) 50Ω y c) 60Ω

En la figura 58 se observa que el método directo presenta menor error que el método de multilíneas en las líneas de 40 y 60 Ω ; sin embargo este último método presenta menor error que el método directo en la línea de 50 ohms, como se observa en la figura 58 (b). Este error se debe a que en el planteamiento del método de multilíneas se consideran líneas no reflectoras, y por lo tanto presenta menor error en líneas de 50 Ω .

En la figura 59 se muestran los porcentajes de error relativo de los resultados teóricos obtenidos con los paquetes de análisis Momentum y MDS.

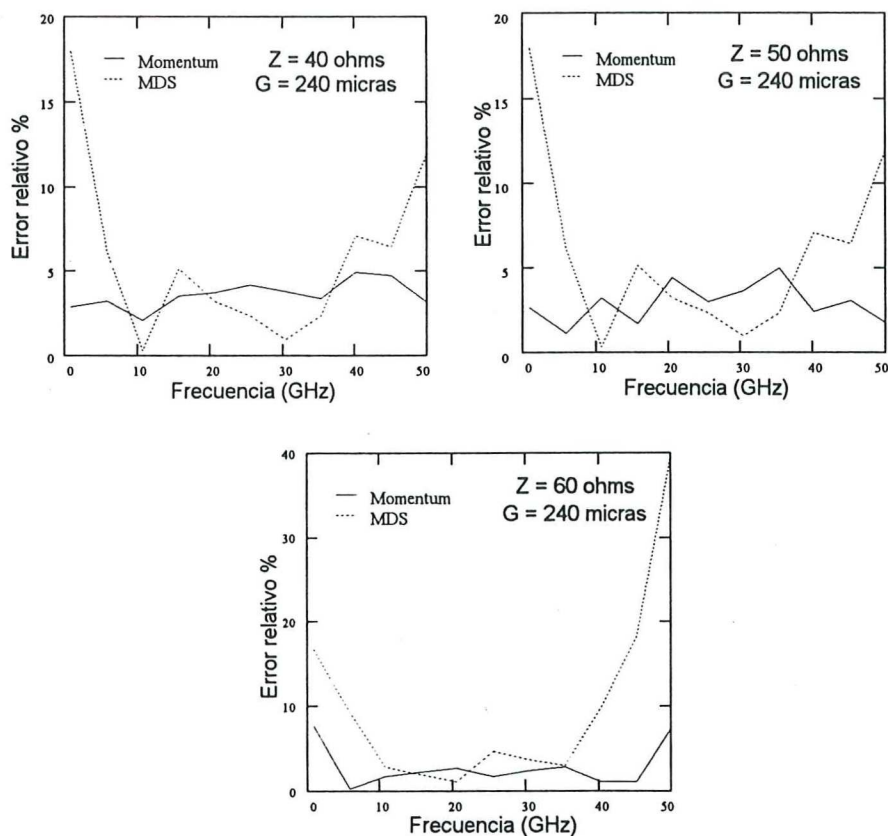


Figura 59 Error relativo en resultados teóricos de líneas con $G = 240$ micras e impedancia de a) 40 Ω , b) 50 Ω y c) 60 Ω

Se observa en la figura 59 que los resultados obtenidos empleando el MDS presentan un porcentaje de error mayor que el presentado en los resultados del Método de

Momentos. Este error se incrementa a medida que aumenta la frecuencia y se debe a que el MDS no considera el efecto de dispersión, presentando un valor constante de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en todo el intervalo de frecuencias.

El único método experimental que se emplea en la caracterización de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en las líneas con $G = 470 \mu\text{m}$ fue el método resonante; debido a que los demás métodos requerían de puntas de prueba con mayor separación entre los planos de tierra.

La figura 60 muestra la comparación de los resultados de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en el intervalo de 1 a 50 GHz.

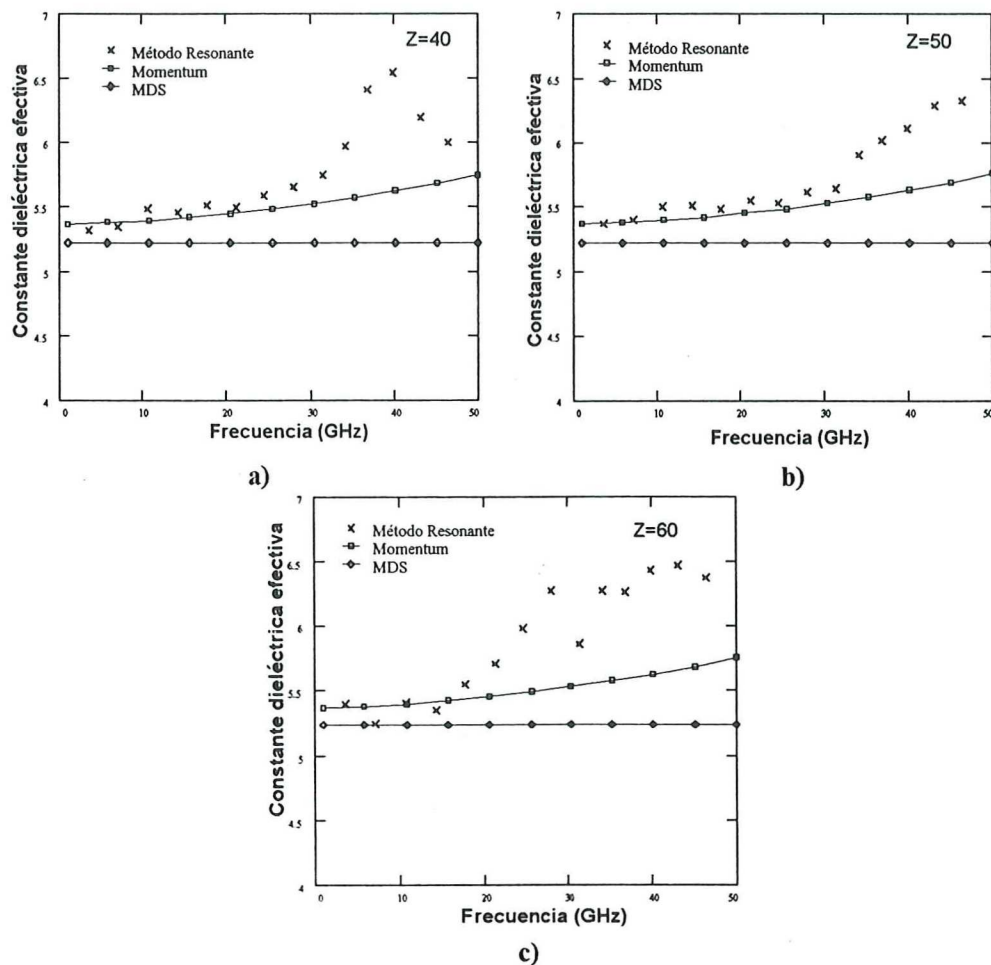


Figura 60. Resultados de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ experimentales y analíticos para líneas con $G = 470 \mu\text{m}$.

En la figura 60 se observa que el método resonante presenta resultados aproximados a los del análisis con el HP Momentum en el intervalo de 1 a 30 GHz en las líneas de 40 y 50 ohms; mientras que en la línea de 60 ohms se presenta una variación considerable en los valores de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$. Este fenómeno se atribuye, en este caso, a la falta de precisión en la lectura de las frecuencias de resonancia como consecuencia de la aparición de múltiples frecuencias resonantes debidas al fuerte acoplamiento en los campos electromagnéticos provocado por el valor muy pequeño de la separación r que acopla a la línea con el punto de medición. Por otra parte, se puede observar que las tres líneas presentan entre sí un comportamiento de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ muy similar; esto confirma que la impedancia no afecta el comportamiento dispersivo. Otra observación sobresaliente es que el valor de $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en altas frecuencias es mayor en el método resonante que en el método de momentos, esto se debe a que el número de celdas empleadas en las líneas con $G = 240$ micras no sea suficiente y, por lo tanto, se necesite aumentar la densidad de la discretización.

La figura 61 muestra los porcentajes de error relativo presentado en los resultados de las líneas de 30, 40 y 50 ohms.

El error relativo en los resultados de la constante dieléctrica efectiva es más significativo en los resultados obtenidos mediante el MDS que en los resultados del análisis electromagnético empleando el Método de Momentos, como se muestra en la figura 61. Este porcentaje de error aumenta cuando se incrementa la frecuencia. El error presentado a frecuencias altas en los resultados del Momentum depende de la densidad de discretización de las líneas con este valor de G .

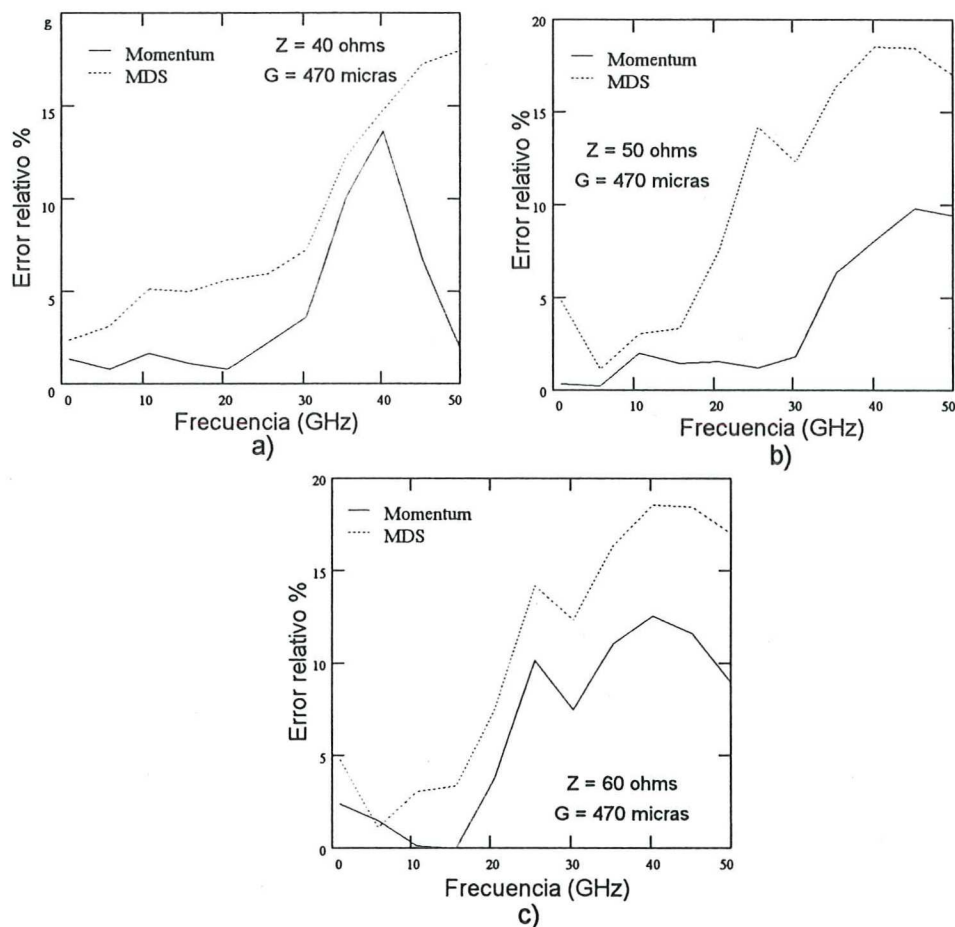


Figura 61 Error relativo en líneas con $G = 470$ micras e impedancia de a) 40Ω , b) 50Ω y c) 60Ω

Debido a las comparaciones anteriores se determina que el método resonante es el método con mayores ventajas, ya que se puede aplicar en líneas con un valor grande de G ; a diferencia de las demás que se encuentran limitadas a líneas con G menor a la separación entre los planos de tierra de las puntas de prueba. Sin embargo el problema de acoplamiento presentado en las líneas con G de $470\text{ }\mu\text{m}$ se puede evitar si se diseñan líneas con una separación r mayor. Por otra parte el método directo es una alternativa adecuada cuando se consideran substratos de buena calidad y líneas de longitud grande.

VI.3 CONCLUSIÓN

El método mas accesible cuando se requiere de rapidez y simplicidad en la caracterización es el método directo; ya que requiere únicamente construir una sola línea y medir su parámetro S_{21} para extraer su fase. Por otra parte, este método requiere que el substrato sea de buena calidad para evitar los errores de fase en altas frecuencias; además solo puede aplicarse a líneas cuyo valor de G no exceda al valor de la separación de los planos de tierra de las puntas de prueba.

El método de multilíneas proporciona buenos resultados en las líneas de 50 ohms pero tiene el inconveniente de requerir tres líneas y no puede ser empleado en líneas que no puedan ser caracterizadas directamente (G mayor que el doble del pitch de las puntas de prueba).

El método con mayores ventajas es el método resonante debido a que es inmune a los efectos de la baja calidad del substrato, y puede caracterizar líneas con G mayor a la separación de los planos de tierra de las puntas de prueba empleando adaptadores. Solo se requiere construir dos líneas y medir sus parámetros S_{11} para obtener las frecuencias de resonancia. Además este método no presenta limitación en frecuencia.

VII. CONCLUSIONES GENERALES

VII.1 Introducción

En este trabajo se presentó el estudio teórico - experimental del efecto de dispersión en la guía de onda coplanar a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Esto se realizó mediante el análisis electromagnético basado en el método de momentos y métodos de caracterización experimental adecuados: método directo, método de multilíneas y el método resonante.

Se describe cada uno de los métodos de caracterización teóricos y experimentales y se proporcionan sus metodologías de caracterización.

Se presentan los resultados de la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica mediante el análisis basado en el método de momentos y se proporcionan además, los resultados de la constante dieléctrica efectiva empleando los tres métodos experimentales en el intervalo de 1 a 50 GHz.

Se proporcionan comentarios importantes sobre la influencia de los parámetros geométricos y eléctricos en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva y se presentan resultados obtenidos por el método de análisis electromagnético basado en el Método de Momentos.

Finalmente, se realiza la validación de los resultados y se determina el método de caracterización experimental que ofrece mayores ventajas.

VII.2 Aportaciones

- Se presentó la metodología de diseño y construcción de los circuitos de guía de onda coplanar utilizados en este trabajo.
- Se propuso que las longitudes de las líneas empleadas en el método directo debe ser mayor a $1000\ \mu\text{m}$ para obtener buenos resultados.
- Se determinó que el número mínimo de celdas utilizadas en la discretización de la GOC, para obtener buena precisión en los resultados de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ y de la impedancia característica Z , es 200 celdas.
- Se determinó que los parámetros h y ϵ_r no influyen considerablemente en el efecto dispersivo de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$.
- Se determinó que el método resonante es el más apropiado para la caracterización de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ya que puede caracterizar líneas con G mayor a la separación de los planos de tierra de las puntas de prueba; tiene la ventaja de ser inmune a los efectos de rugosidad

en la superficie del substrato; elimina el efecto de la transición; es inmune al desplazamiento de las puntas de prueba y además no tiene restricciones en cuanto al límite de frecuencia.

- Una aportación importante es el demostrar que el efecto de dispersión se incrementa al aumentar la separación entre los planos de tierra (G).
- Se demostró que la impedancia característica tiende a disminuir en altas frecuencias debido al efecto de dispersión y esta disminución es más significativa para un valor de G grande.
- Se elaboró un manual de aplicación del paquete de análisis HP Momentum aplicado al estudio de la guía de onda coplanar.

VII.3 Recomendaciones

- Emplear el método de elementos finitos (FEM) en el análisis de la GOC utilizando el paquete de análisis HFSS y otros métodos de análisis electromagnético.
- Realizar un estudio del comportamiento dispersivo empleando otros materiales tales como cuarzo, GaAs, zafiro etc.

- Emplear substratos de mejor calidad que tengan metalización pulida y buen acabado.
- Utilizar guías de onda con plano de tierra adicional.
- Estudiar el comportamiento dispersivo de la $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ en función de la dimensión de los planos de tierra.
- Ajustar el sistema móvil de la cámara fotográfica empleada en el proceso de construcción de circuitos.
- Obtener un modelo que describa el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia y de los parámetros físicos y eléctricos de la línea.

LITERATURA CITADA

- Alexandrou Sotiris, Chia-Chi Wang, Marc Currie, Roman Sobolewski and Thomas Y. Hsiang, 1994. "Loss and dispersion at subterahertz frequencies in coplanar waveguide with varying ground plane width", SPIE vol. 2149 pp 108-118.
- Anónimo 1994. HP 85180A "High Frequency Structure Simulator", Hewlett Packard
- Anónimo 1995. "HP Momentum: User's guide", Hewlett Packard
- Berlenhoff, 1993 "Open and short circuits in coplanar MMICS". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques; vol. MTT- 41 No 9 pp 1535.
- Deutsh, J. Jung, H. J; 1971. "Measurement of the attenuation and effective dielectric constant of microstrip lines in the frequency range between 2 and 12 GHz". European Microwave Conf. Proc.
- Dib N. I., Linda P. B. Katehi, George E. Ponchak and Rainee N. Simons, 1991. "Theoretical and experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications". IEEE Trans. on MTT vol. 44 No. 10 pp 1650-1663.
- Dib N. I., Linda P. B. Katehi, George E. Ponchak and Minoo Gupta, 1993. "Characterization of asymmetric coplanar waveguide discontinuities". IEEE Trans. on MTT vol. 41 pp 1549-1557.
- Ghione G. and Carlo U. Naldi 1987. "Coplanar waveguides for mmic applications: effect of the upper shielding, conductor backing, finite extent ground plane and line to line coupling". IEEE Trans. on MTT vol. 35 No. 3 pp 260-267.
- Harrington, 1985 "Field computation by Moment Method", Edit. R. E. K. Publishing Co. Inc.
- Hayt William H. 1991. "Teoría electromagnética" Editorial McGraw-Hill interamericana 5a. edición. pp 196.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Hoffmann, 1989 "Handbook of microwave integrated circuits" Edit. Artech House pp 136-137.
- Itoh, 1973. "Spectral domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip line". IEEE Trans. MTT vol. 21 pp 496-499.
- Jackson, 1986. "Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter wave integrated circuits" IEEE Trans. MTT vol. 34 No. 12 pp 1450-1456.
- Jeng-Yi Ke, I-Sheng Tsai and Chung Hsiung Chen. "Dispersion and leakage characteristics of coplanar waveguides" IEEE Trans. MTT vol. 40 No. 10 pp 1970-1973.
- Jin Fa Lee, 1994. "Finite element analysis of lossy dielectric waveguides" IEEE Trans. MTT vol. 42 No. 6 pp 1025-1031.
- Kitazawa Toshide, tatsuo Itoh. "Propagation characteristics of coplanar type transmission lines with lossy media" IEEE Trans. MTT vol. 39 No. 10 pp 1694-1700.
- Lewin, 1984. "A method of avoiding the edge current divergence in perturbation loss calculations" IEEE Trans. MTT vol. 32 pp 717-719.
- Liang Guo Chun, Yao-Wu Liu and Kenneth K. Mei. "Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time domain finite difference method" IEEE Trans. MTT vol. 37 No. 12 pp 1949-1957.
- López G. Rosa M., 1996. "Calibración TRL en dos etapas; una alternativa para eliminar los errores sistemáticos del analizador de redes HP8520C" Tesis de Maestría en Ciencias CICESE.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Medina M. José L., A. Serrano and F.J. Mendieta, 1993. "Microstrip effective dielectric constant measurement and test of CAD models up to 20 GHz" Microwave Journal March 1993.
- Medina M.J.L., 1996: "Apuntes de curso de técnicas de calibración". Curso de Maestria en Ciencias CICESE.
- Polycarpou Anastasis C., Michael R. Lyons and Constantine A. Balanis, 1996. "Finite element analysis of MMIC waveguide structures with anisotropic substrates" IEEE Trans. MTT vol. 44 No. 10 pp 1650-1663.
- Rubin, 1990. "Deembedding mm-wave MIC's with TRL" Microwave Journal pp 141-150.
- Zhang Minya and John Litva, 1992. "Dispersion of transmission lines on anisotropic substrates". IEEE 1992 pp 2292-2295.

APÉNDICE A

APLICACIÓN DEL HP MOMENTUM EN ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON GOC

A.1 Introducción

En el capítulo 2 se proporcionó una breve explicación del paquete de análisis HP Momentum. En este apéndice se presenta la aplicación de este paquete en el análisis de estructuras de guía de onda coplanar, partiendo de la definición del sustrato y la construcción geométrica hasta la presentación de los resultados.

A.2 Inicializando con el HP Momentum

Para comenzar por primera vez una sesión en el HP Momentum es necesario crear un archivo de trabajo dentro del MDS (Microwave and RF Design System) destinado para almacenar todos los archivos que contengan geometrías, resultados, información del sustrato, etc.; para ello se selecciona **INSERT/FILE** del menú de la parte superior de la pantalla y se le asigna un nombre con el que se desee conocer. Este archivo se abre para insertar una página especial destinada para la geometría del circuito (página de *layout*) mediante la opción **INSERT/LAYOUT** del menú superior y se le proporciona un nombre apropiado. También si se desea se puede insertar una página de presentación mediante la opción **INSERT/PRESENTATION** esta página será destinada para ver los resultados de la simulación.

A.3 Menú Principal

En este apéndice se presentan únicamente el procedimiento y las opciones utilizadas en el análisis de estructuras de guía de onda coplanar, de manera que muchas de las opciones que no se emplean en este análisis se omiten con el propósito de simplificar el contenido de este apéndice.

Para dar comienzo se abre la página del *layout* creada en la sección A.2; haciendo esto aparecerá el menú principal del HP Momentum.

Este menú cuenta con las principales opciones del HP Momentum; como se observa en la figura A1.

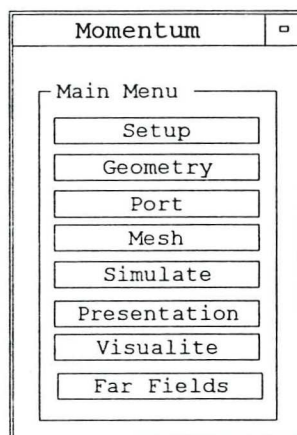


Figura A1 Menú Principal del HP Momentum

A continuación se hace una breve descripción de cada una de estas opciones.

SETUP: Se utiliza para la definición del sustrato.

GEOMETRY: Contiene comandos empleados para insertar figuras geométricas en una página de dibujo donde se muestra la topología (página de *layout*).

PORT: Selecciona el tipo de puertos.

MESH: Se emplea para la discretización de la estructura previamente dibujada.

SIMULATE: Realiza el proceso de análisis

PRESENTATION: Proporciona los resultados de los parámetros S, Z, y la constante de propagación en forma gráfica o en listado.

El orden en que aparecen las opciones del menú principal es el mismo orden en el que se emplean.

En las siguientes secciones se describe el procedimiento general empleado para analizar estructuras de guía de onda coplanar empleando este paquete de análisis.

A.4 Definición del sustrato (SETUP)

El primer paso consiste en la definición del sustrato con el cual se quiere trabajar, para ello se selecciona la opción **SETUP** del menú principal e inmediatamente aparece un nuevo menú. En este nuevo menú se selecciona la opción **substrate name** para crear y definir las características eléctricas y geométricas del sustrato o bien para seleccionar algún sustrato predefinido (librería del HP Momentum). Para crear un sustrato que no se encuentra en la librería del HP Momentum, se escribe en el espacio de la opción **substrate name** el nombre con el cual se desea conocer el nuevo sustrato y se oprime ok.

A continuación el simulador mostrará en pantalla una ventana destinada para la definición del sustrato, como se muestra en la figura A2 .

Substrate Definition

Units

OPEN

OPEN

Substrate Layers

0 Top
1 ----
2

Substrate Layer Characteristics

Plane Layer Thickness ☐ Via

Conductivity Re Thickness

Eps Re Im

Mu Re Im

Figura A2 Definición del sustrato

Para definir las características del sustrato se sigue el siguiente procedimiento y con la ayuda de la figura A2.

- En la opción de unidades seleccionar el tipo de unidades de longitud que se desean utilizar. En el caso de estructuras de dimensiones pequeñas es preferible emplear μm .
- Abajo de la opción de unidades se encuentran dos opciones empleadas para definir los planos superior e inferior del sustrato. Cada una de estas opciones determina si el plano está limitado por un conductor perfecto o bien si se encuentra abierto. En el caso de GOC sin planos de tierra adicional se debe proponer que ambos planos (superior o inferior) se encuentren abiertos (OPEN).

- En el listado de “capas de sustrato” (substrate layers), mostrado en la figura A2, seleccionar la capa “0 Top”. En la opción que se refiere al plano seleccionar “No metal” y espesor infinito. En los valores de ϵ_r y μ_r escribir uno; ya que estos son los valores de permitividad y permeabilidad relativa del aire.
- Al seleccionar la capa 1, seleccionar “slot” en la opción del plano; además se deben definir las características del sustrato tales como h , conductividad σ , espesor del conductor t , permitividad ϵ_r y permeabilidad μ_r , como se muestra en la figura A2.
- En la capa 2 seleccionar “No Metal” en el plano y proceder como se hizo en la capa 0.

A.5 GEOMETRÍA

En el capítulo dos se mencionó que el método de momentos utiliza únicamente la geometría de las ranuras; las cuales se representan mediante rectángulos. En esta sección se presenta el procedimiento general para dibujar este tipo de geometrías. La figura A3 muestra el par de ranuras de una guía de onda coplanar empleadas en el análisis.

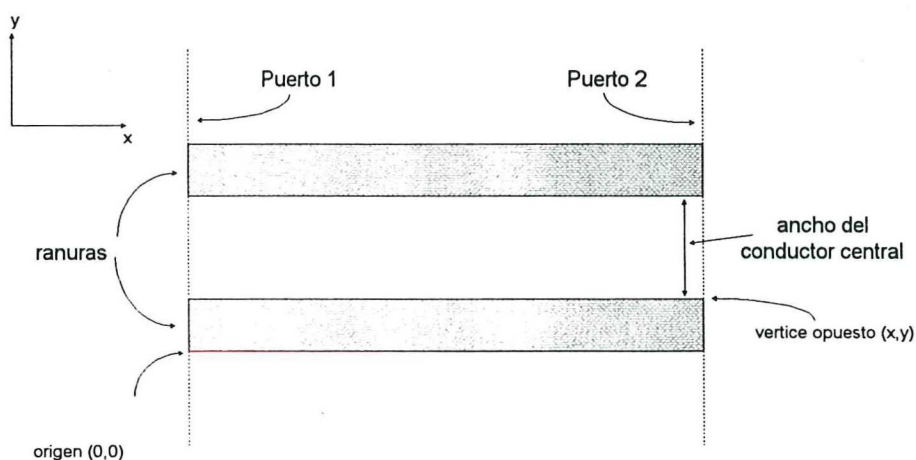


Figura A3 Geometría de las ranuras de la GOC.

Como se mencionó anteriormente, el menú principal contiene una opción para la geometría; sin embargo para facilitar el procedimiento de construcción geométrica y hacerlo mas preciso se debe emplear la opción **Insert/rectangle/by x y value** del menú de la parte superior de la pantalla; con esta opción se puede crear un rectángulo a partir de las coordenadas de dos de sus vértices. Al seleccionar dicha opción aparece una ventana en la que se debe introducir las coordenadas de uno de los vértices del rectángulo; se utiliza el origen (0,0) para simplificar el proceso y se oprime "ok" e inmediatamente aparece otra ventana que requiere el vértice cuyas coordenadas son (x,y) que representan la longitud y el ancho de la ranura respectivamente, como se aprecia en la figura A3; se introducen los valores correspondientes y se oprime "ok" y una nueva pantalla aparece solicitando el ancho de la línea, la cual debe ser cero.

Hecho lo anterior se tiene la geometría de la primer ranura de la GOC.

Debido a que las dos ranuras deben ser idénticas el procedimiento se simplifica copiando la geometría creada y colocándola en la posición correcta; para ello se utiliza la opción **copy/to specific point/relative x,y** y a continuación aparece una pantalla solicitando el valor del desplazamiento en cada uno de los ejes (x,y) para que la copia del rectángulo se coloque en la posición correcta. En este caso no hay desplazamiento en el eje x puesto que los dos rectángulos deben tener los mismos valores en x como se observa en la figura A3; mientras que en el eje y el desplazamiento esta dado por el valor del ancho de la ranura mas el ancho del conductor central, es decir el desplazamiento en el eje y es $y = s + w$; donde s es el ancho de la ranura y w es el ancho del conductor central.

A.6 Definición de puertos

Los puertos empleados en circuitos con guía de onda coplanar se deben definir como “puertos coplanares”. Un puerto coplanar comprende el plano que toca los bordes de ambas ranuras. Cada ranura presenta una polaridad del campo eléctrico E debido a la dirección y sentido de las líneas del campo. Esto se puede comprender mejor apoyándose en la figura A4, en donde se observa que cada ranura posee un signo que determina la dirección del campo eléctrico y cada puerto esta integrado por dos ranuras de signos opuestos de manera que las líneas del campo eléctrico fluyen del conductor central de la GOC hacia los planos de tierra. El signo positivo indica que el campo eléctrico va en sentido de las manecillas de reloj. Se puede observar en la figura A4 que los signos de los puertos son opuestos.

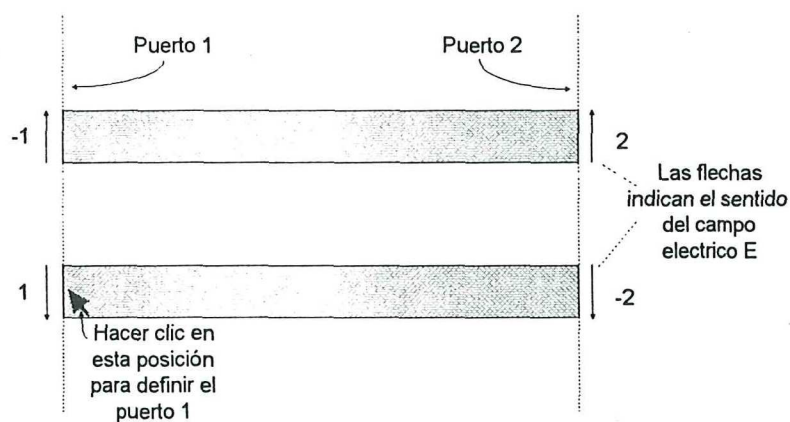


Figura A4 Definición de puertos coplanares

Para definir los puertos se selecciona la opción **PORTS** del menú principal, con lo cual aparece una nueva pantalla en la que se indica por default el tipo de *puertos*

independientes; para cambiar el tipo de puertos se selecciona la opción **define ports** y se escoge **coplanar ports** y “ok”. En el menú de la pantalla oprimir **Add port** e inmediatamente aparece un mensaje que indica que se debe seleccionar el borde de la ranura en donde se quiere definir el puerto 1. Esto se hace haciendo *clic* con el mouse en la posición que se indica en la figura A4 y para el puerto -1 se hace *clic* en la posición correspondiente. Se sigue el mismo procedimiento para definir el puerto 2.

A.7 Discretización de la estructura

Para crear la malla (discretización) es necesario que se hayan definido previamente los puertos (ver sección A5) y que se haya calculado el substrato (ver sección A3).

En esta sección se presenta el procedimiento general para generar una malla uniforme compuesta de rectángulos (celdas) definiendo el número de celdas a lo largo y ancho de la ranura.

En el menú principal se selecciona **MESH** para llamar al menú de discretización llamado **MESH MENU** mostrado en la figura A5 del cual se selecciona la opción **PRIMITIVE SEED**; haciendo esto se muestra en pantalla un nuevo menú (figura A6) del cual se selecciona **DEFINE SEED** para comenzar a definir el número de celdas a lo largo y ancho de la ranura.

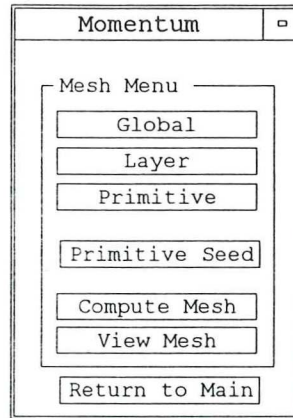


Figura A5 Menú de discretización

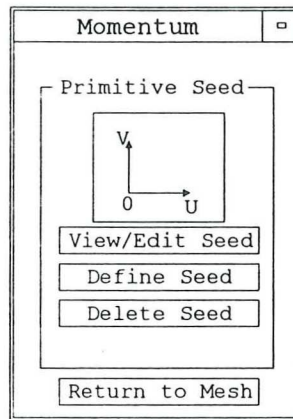


Figura A6 Menú para definir la malla

El proceso para definir estas celdas se resume auxiliándose en la figura A7, en donde se considera únicamente una sola ranura.

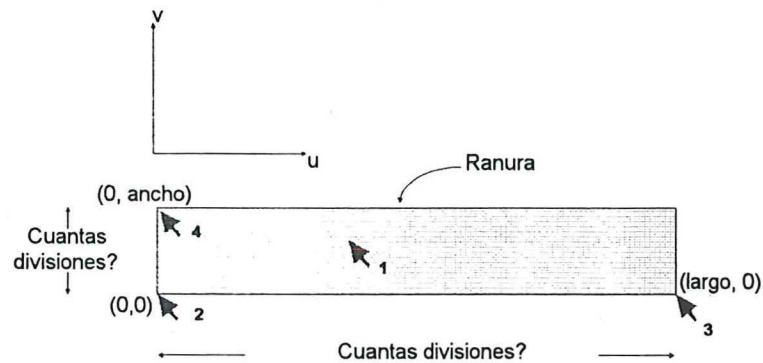


Figura A7 Discretización de la ranura

Los números que acompañan a cada flecha indican el orden de los movimientos del mouse; así de esta manera en la posición 1 se hace *clic* con el mouse en cualquier posición dentro de la ranura con el fin de seleccionar la estructura que se va a discretizar. Posteriormente en la posición 2 se hace *clic* para seleccionar el origen del sistema coordenado $u-v$ (largo y ancho de la estructura); nuevamente se hace *clic* en la posición 3 para definir ese punto como la referencia en la dirección u (largo) e inmediatamente aparece una ventana que pregunta el número de divisiones que se desea en esa dirección. Se escribe el número de celdas deseadas y se pasa a la posición 4 en donde se hace clic para definir el punto de referencia en la dirección de v (ancho) y de manera similar que en el paso 3, se escribe el número de celdas que se desean en esa dirección. Se sigue el mismo procedimiento para la otra ranura.

Una vez que se definió el número de celdas a lo largo y ancho de la ranura, se procede a calcular la discretización mediante la opción **COMPUTE MESH**; del menú de discretización. Después del cálculo aparece la estructura discretizada como se muestra en la figura A8

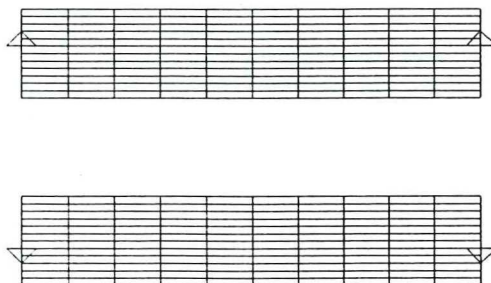


Figura A8. Estructura discretizada.

A.8 Simulación

Una vez que la estructura ha sido discretizada en celdas se puede proceder a iniciar la simulación. En el menú principal seleccionar **SIMULATE** e inmediatamente aparece un menú con los comandos de simulación, como se muestra en la figura A9..

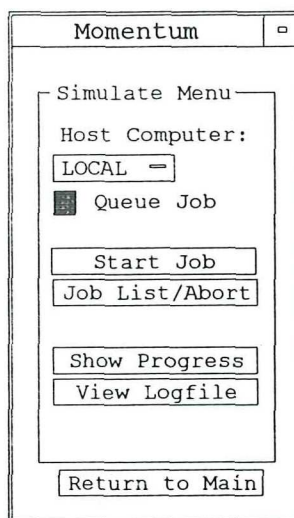


Figura A9 Menú de simulación

Estos comandos se describen brevemente a continuación:

- Queue Job :** Se emplea para dar prioridad a las simulaciones según el orden en que estas fueron puestas; o bien para hacer simulaciones simultáneas.
- Start Job :** Abre una ventana con opciones para dar inicio a la simulación
- Job List / Abort:** Muestra la lista de todos los trabajos pendientes y permite abortar alguno de ellos únicamente con seleccionarlo.
- Show progress :** Muestra el progreso de la simulación.
- View logfile :** Muestra la información referente a cada simulación (Número de celdas, frecuencias, tamaño de la matriz, tiempo de computo, etc.).

Para iniciar la simulación se selecciona **Start Job** y en la ventana que aparece escribir en el espacio *dataset solution* el nombre que se desee dar al archivo que contenga los resultados de la simulación como se muestra en la figura A10.

Momentum Simulation

Solution - Dataset ☒ Save Reusable Files

Mesh Frequency (GHz) ☐ Reuse Saved Files

Adaptive Frequency Sampling

☐ Enable Max. Samples

Stimulus

Entry Type

☒ Start/Stop

☐ Center/Span

☐ Freq Point

Step Type

☒ Linear Points ☐ Step (GHz)

☐ Log Points

☐ points/decade

Start (GHz) Stop (GHz) Linear points

Start 1 Stop 50 Lin 10

Figura A10. Opciones de simulación

En el espacio correspondiente a la frecuencia de discretización , escribir la mayor frecuencia de simulación.

En el bloque “*stimulus*” se selecciona el tipo de barrido de frecuencias o los puntos de frecuencias que se deseen simular.

Una vez definidas las frecuencias de simulación oprimir “ok” para inicializar la simulación.

Para ver la ventana que muestra el progreso de la misma se selecciona **show progress** del menú de simulación. Se debe recordar que mientras se encuentre abierta esta ventana, el programa no hace ningún cálculo, reanudando el análisis cuando se cierra esta ventana.

A.9 Presentación de resultados

Una vez terminado el proceso de simulación es posible ver los resultados de manera gráfica o en forma de listado; para ello es necesario abrir la página de presentación creada en la sección A2.

La figura A11 muestra la presentación de resultados en Carta de Smith.

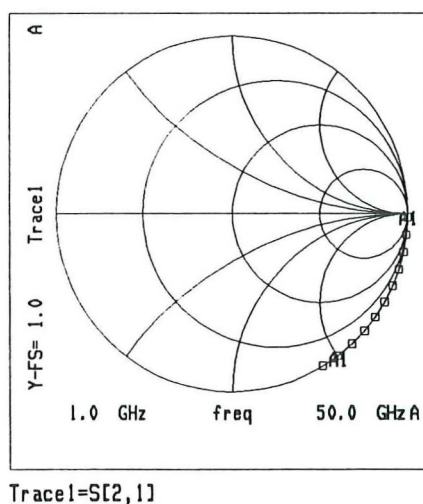


Figura A11. Presentación de resultados en Carta de Smith.

También se pueden visualizar los resultados en gráficas cartesianas; en donde el eje x

representa a la frecuencia y el eje y puede representar a la magnitud, dB, phase, parte real o parte imaginaria de uno de los resultados. La figura A12 muestra la gráfica de magnitud en dB del parámetro S_{21} vs frecuencia.

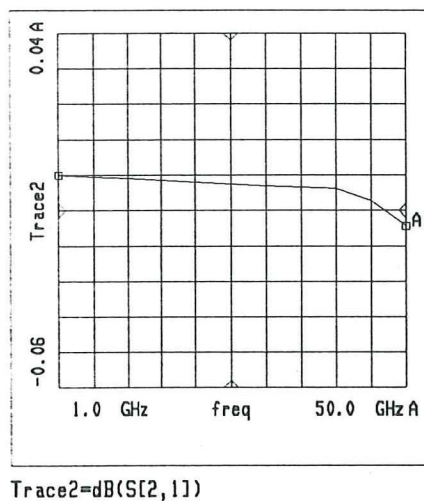


Figura A12. Presentación en formato magnitud dB vs frecuencia.

La gráfica A13 muestra la fase del mismo parámetro.

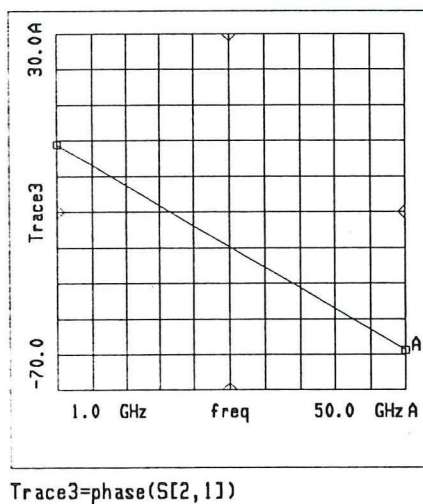


Figura A13. Presentación en formato fase vs frecuencia.

En cada una de las gráficas mostradas se pueden agregar nuevos trazos; como por ejemplo se puede agregar el resultado del parámetro S_{21} o bien algún parámetro de otro archivo de datos (dataset). El número máximo permisible de trazos en una misma gráfica es 10.

Otra manera de ver los resultados es mediante la presentación en forma de listado. La figura A14 muestra el listado de la magnitud en dB de los parámetros S_{21} .



```

dB(S[2,1])
-95.04E-06
-528.2E-06
-976.1E-06
-1.463E-03
-1.985E-03
-2.542E-03
-3.084E-03
-3.377E-03
-3.893E-03
-7.296E-03
-0.014

```

Figura A14. Presentación de resultados en forma de listado.

De esta manera se ha presentado cada uno de los puntos mas importantes del proceso de simulación con los cuales se tiene la suficiente información para emplear el HP Momentum en el análisis de la guía de onda coplanar.