# TESIS DEFENDIDA POR Marco Antonio Panduro Mendoza

### Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Miembro del Comité

Dr. Høragio Soto Ortiz

Miembro del Comité

Dr. Raul Rangel Rojo

Miembro del Comité

(Dr. José Luis Medina Monroy)

Jefe del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones Dr. Luis Alberto Delgado Argote

Director de Estudios de Posgrado

04 de Julio del 2001

# CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



#### DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

#### DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

"DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN DE LÍNEAS
DE TRANSMISIÓN NO HOMOGENEAS UTILIZANDO MEDICIONES EN EL
DOMINIO DEL TIEMPO Y SU COMPARACIÓN CON MÉTODOS EN EL
DOMINIO DE LA FRECUENCIA."

#### **TESIS**

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

Marco Antonio Panduro Mendoza

Ensenada Baja California, México. Julio 2001

RESUMEN de la Tesis de MARCO ANTONIO PANDURO MENDOZA presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Julio de 2001.

DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN NO HOMOGENEAS UTILIZANDO MEDICIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y SU COMPARACIÓN CON MÉTODOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynosó Hernández Director de Tesis

Para medir fielmente y de una manera más exacta los parámetros [S] de dispositivos de microondas, las técnicas de calibración (LRL, LRM, etc.) necesitan conocer la impedancia  $Z_L$  de las líneas de la base de pruebas donde se encuentra montado el dispositivo. En este trabajo se implementó una técnica que calcula la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión metidas en transiciones. Este método utiliza dos líneas y requiere del previo conocimiento de la constante de propagación y del conocimiento parcial de los parámetros [S] de los adaptadores. Además, se desarrolló un estudio comparativo de métodos de cálculo de la constante de propagación utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia y mediciones en el dominio del tiempo. En este estudio comparativo se presentan dos nuevas técnicas para el cálculo de la constante de propagación: Método de Reynoso y el Método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo. Estas técnicas permiten la caracterización eléctrica eficiente de líneas de transmisión de cualquier impedancia.

Palabras clave: impedancia, constante de propagación, líneas de transmisión metidas en transiciones.

ABSTRACT of the thesis, presented by MARCO ANTONIO PANDURO MENDOZA, in order to obtain the MASTER OF SCIENCE Degree in TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS, Ensenada, Baja California, Mexico. Julio 2001.

DETERMINATION OF THE PROPAGATION CONSTANT OF LINES EMBEDDED IN TRANSITIONS BY TIME DOMAIN MEASUREMENTS METHODS AND ITS COMPARISON WITH FRECUENCY METHODS.

Approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández Thesis Advisor

The calibration techniques (LRL, LRM) need to know the characteristic impedance ( $Z_L$ ) of the reference line to achieve an accurate measurement of microwave devices. In this work a method is presented for determining the characteristic impedance ( $Z_L$ ) of lines embedded in test fixture. The method for  $Z_L$  computation uses two lines and requires the previous knowledge of the wave propagation constant along with the partial knowledge of the adapters [S] parameters. A comparative study of several methods for determining the wave propagation constant ( $\gamma$ ) in frecuency domain with time domain methods was developed. In this comparative research two new methods are presented for determining the propagation constant: Reynoso's method and L-L time domain method. These techniques are very efficient for the characterization of the electrical parameters of lines embedded in transitions.

Key words: impedance, propagation constant, test fixture lines.

Dedico con todo mi amor este trabajo al amigo que nunca falla (Jesús). Gracias por impulsar este trabajo Señor y darme la oportunidad de sentir tu presencia en el desarrollo de esta tesis y comprobar una vez más que todo se puede en ti, TE AMO.

A mis padres Gerónimo y Ma. Aurelia que siempre me han guiado y apoyado en mis decisiones, gracias Papá y Mamá los quiero mucho.

A mis hermanos José Israel y Xochitl por estar siempre dispuestos a escuchar mis problemas e inquietudes, gracias "broddys".

A la fuente de inspiración de este trabajo, gracias chiquita hermosa (Mónica) por motivar mi vida como lo haces y estar siempre conmigo a pesar de la distancia, TE AMO.

#### *AGRADEZCO*

A mi buen amigo y director de esta tesis Dr. Apolinar Reynoso Hernández porque supo dirigir adecuadamente este trabajo. Gracias "teacher", me llevo conmigo su autonomía y mucha seguridad que adquirí gracias a su entrenamiento que Dios lo bendiga siempre y espero encuentre lo que busca.

A los miembros de mi comité de tesis por sus valiosos comentarios y sugerencias, los Drs.: José Luis Medina Monroy, Raúl Rangel Rojo y Horacio Soto Ortiz

A mis maestros y compañeros de microondas: M.C.
Benjamín Ramírez, M.C. Jesús Ibarra y M.C. Ricardo
Chávez.

Al Consejo Nacional de la Ciencia y la Tecnología

Al Centro de Investigación Científica y de Estudios Superiores de Ensenada A mis buenos amigos y compañeros de ocasión (Aldo y Alor) gracias compañero por estar conmigo en esta aventura ya que sin usted este asunto no hubiera tenido "piripituchi".

A mis compañeros de la especialidad Ever, Eleazar y
Alex gracias por los momentos vividos y las
experiencias que compartimos espero sus proyectos se
materialicen.

A la parroquia del Santuario de Guadalupe por su apoyo espiritual.

I	IN	TRODUCCIÓN1
	I.1	Antecedentes1
	I.2	Motivación3
	I.3	Importancia de la constante de propagación γ5
	I.4	Justificación del problema6
	I.5	Objetivo
II	MÉTO	DO L-L PARA EL CÁLCULO DE LA CONSTANTE
	DE	PROPAGACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA8
	II.1	Determinación de la constante de propagación γ empleando las
		propiedades de matrices similares10
	II.2	Determinación de la constante de propagación γ empleando el
		método de determinantes
	II.3	Determinación de la constante de propagación γ empleando el
		método de [Reynoso A., 2001]14
Ш	RES	ULTADOS EXPERIMENTALES Y COMPARACIÓN DE LOS
	MÉT	ODOS FRECUENCIALES PARA EL CALCULO DE LA
	CON	STANTE DE PROPAGACIÓN19
	III.1	Resultados experimentales obtenidos empleando líneas de aire19
	III.2	Resultados experimentales obtenidos empleando líneas de
		microcinta26
	III.3	Resultados experimentales obtenidos empleando líneas coplanares31

IV	DF	ETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN			
	A PARTIR DE MEDICIONES EN EL DOMINIO DEL				
	IV.1	Determinación de la constante de propagación γ empleando el			
	** * •	método de Gronau			
		Resultados experimentales empleando el método de Gronau41			
	17.3	Determinación de la constante de propagación empleando el método			
	TT 7 A	de dos líneas (L-L) a partir de mediciones en el dominio del tiempo44			
	17.4	Resultados y comparación del método de dos líneas a partir de			
		mediciones en el dominio del tiempo con el método frecuencial			
		[Reynoso A., 2001]47			
$\mathbf{v}$	COM	IPARACIÓN DE MÉTODOS EXPERIMENTALES CON			
		ODOS EMPÍRICOS PARA EL CÁLCULO DE LA CONSTANTE			
		PROPAGACIÓN59			
VI	DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA $(Z_L)$ DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN INSERTADAS EN				
	TRA	NSICIONES64			
	VI.1	Determinación de la impedancia característica (Z <sub>L</sub> ) de líneas de			
		transmisión insertadas en transiciones a partir de mediciones en el			
		dominio de la frecuencia65			
		VI.1.1 Determinación experimental de la impedancia característica			
		(Z <sub>L</sub> ) de líneas insertadas en transiciones empleando mediciones			
		en el dominio de la frecuencia68			
	VI.2	Determinación de la impedancia característica (Z <sub>L</sub> ) de líneas de			
		transmisión insertadas en transiciones a partir de mediciones en el			
		dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo			
		(método "mixto")75			
		VI.2.1 Determinación de los parámetros A <sub>11</sub> y B <sub>11</sub> a partir de			
		mediciones en el dominio del tiempo75			

	VI.2.2	Determinación experimental de la impedancia de la	íneas de
		transmisión insertadas en transiciones empleando e	el método
		"mixto"	83
VII	CONCLUSI	ONES GENERALES	90
	VII.1 Anális	is de resultados y discusión	90
	VII.2 Aporta	aciones del trabajo realizado	92
	VII.3 Recon	nendaciones	93
LITE	RATURA CIT	ADA	94

## LISTA DE FIGURAS

Fiş	gura	Página
1.	Base de pruebas donde se monta el dispositivo a medir	1
2.	Línea de transmisión insertada en transiciones	2
3.	Modelo en parámetros [S] de la base de pruebas	3
4.	Modelo en parámetros [S] de la base de pruebas utilizada	
5	por las técnicas de calibración.	4
5.	Estructuras usadas para la realización del método L-L.	8
6.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	
	con sistema calibrado correspondiente a líneas de aire	
	$(Z_0=50\Omega, L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$ con el método de valores propios	20
7.		20
٠.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	
	con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0, $L_2$ =7.5 cms) con el método de determinantes	21
8.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	21
0.	monótono con sistema calibrado para líneas de aire	
	$(Z_0=50\Omega, L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$	22
9.	Determinación experimental del vector de onda de propagación $\Lambda$	
<i>,</i>	monótono sin sistema calibrado para líneas de aire	
	$(Z_0=50\Omega, L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$ .	22
10.	Determinación experimental de la constante de atenuación $\alpha$	
	con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0, $L_2$ =7.5 cms)	22
11.	Determinación experimental de la constante de atenuación $\alpha$	23
•	sin sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0=50\Omega$ , $L_1=0$ , $L_2=7.5$ cms)	24
12.	Determinación experimental de la constante dieléctrica	
	efectiva ε <sub>eff</sub> con sistema calibrado para líneas de aire	
	$(Z_0=50\Omega, L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$	24
13.	Determinación experimental de la constante dieléctrica	
	efectiva ε <sub>eff</sub> sin sistema calibrado para líneas de aire	
	$(Z_0=50\Omega,L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$	25
14.	Determinación experimental del vector de onda de propagación A	
	monótono con sistema calibrado para líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =5, $L_2$ =10 cms)	26
15.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	
	monótono sin sistema calibrado para líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =5, $L_2$ =10 cms)	27
16.	Determinación experimental de la constante de atenuación α	•
	con sistema calibrado para líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=50\Omega$ , $L_1=5$ , $L_2=10$ cms)	28
17.	Determinación experimental de la constante de atenuación α	
	sin sistema calibrado para líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=50\Omega$ , $L_1=5$ , $L_2=10$ cms)	28

Fig	gura Página
18.	. Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva ε <sub>eff</sub> con sistema calibrado para líneas de microcinta
19.	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =5, $L_2$ =10 cms)
20.	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =5, $L_2$ =10 cms)
21.	(substrato: Silicio, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0.02, $L_2$ =0.66 cms)
22.	(substrato: Silicio, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0.02, $L_2$ =0.66 cms)
	(substrato: Silicio, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0.02, $L_2$ =0.66 cms)
24.	(substrato: Silicio, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0.02, $L_2$ =0.66 cms)
25.	(substrato: Silicio, $Z_0$ =50 $\Omega$ , $L_1$ =0.02, $L_2$ =0.66 cms)
26.	(substrato: Silicio, $Z_0=50\Omega$ , $L_1=0.02$ , $L_2=0.66$ cms)
27.	y línea 2 en el puerto 2, b) línea 2 en el puerto 1 y línea 1 en el puerto 2
28.	apropiado para medir por separado la reflexión provocada por el abierto
29.	Determinación experimental de la constante de atenuación $\alpha$ a partir de mediciones en el dominio del tiempo (Método de Gronau) empleando líneas de microcinta, (substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ ; $l_2$ = 8.5, $l_3$ =3.5 cms)
30.	Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva $\varepsilon_{eff}$ a partir de mediciones en el dominio del tiempo (Método de Gronau) empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ ; $I_2$ =8.5, $I_3$ =3.5 cms)

Fig	gura	ágina
31.	. Modelo en parámetros [S] de una línea de transmisión no reflectora	
	metida en transiciones a) línea 1. b) línea 2	45
32.	. Respuesta del S <sub>21</sub> en el dominio del tiempo y el filtro (gate) apropiado para medir la señal transmitida del puerto 1 al puerto 2 de la figura (31)	
33.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	40
	empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ) a partir de mediciones	
	en el dominio del tiempo (substrato: FR4, $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms)	10
34.	. Determinación experimental del vector de onda de propagación $\Lambda$	40
	empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ ) a partir	
	del método de [Reynoso A., 2001] ( $1_1$ =5, $1_2$ =10 cms)	49
35	Determinación experimental de la constante de atenuación $\alpha$	49
50,	a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando	
	el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ ; $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms)	50
36.	Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva seff	50
	a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando	
	el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0$ =50 $\Omega$ ; $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms)	51
37.	Determinación experimental del vector de onda de propagación Λ	
	empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =75 $\Omega$ ) a partir de mediciones	
	en el dominio del tiempo (substrato: FR4, $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms)	52
38.	Determinación experimental del vector de onda de propagación $\Lambda$	52
	empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, $Z_0$ =75 $\Omega$ ) a partir	
	del método de [Reynoso A., 2001] ( $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms)	52
39.	Determinación experimental de la constante de atenuación α	32
	a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el	
	método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta	
1	(substrato: FR4, $Z_0$ =75 $\Omega$ , $I_1$ =5, $I_2$ =10 cms)	53
40.	Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva seff	5
	a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando	
	el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=75\Omega$ , $I_1=5$ , $I_2=10$ cms)	54
41.	Determinación experimental del vector de onda de propagación A	
	empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, $Z_0$ =60 $\Omega$ ) a partir	
	de mediciones en el dominio del tiempo ( $1_1=5$ , $1_2=10$ cms)	55
42.	Determinación experimental del vector de onda de propagación A	
	empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, $Z_0$ =60 $\Omega$ ) a partir	
	del método de [Reynoso A., 2001] ( $1_1=5$ , $1_2=10$ cms)	56

Fig	gura Página
43.	Determinación experimental de la constante de atenuación α a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta
	(substrato: FR4, $Z_0$ =60 $\Omega$ , $l_1$ =5, $l_2$ =10 cms )
44.	Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva eff
	a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando
	el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta
	(substrato: FR4, $Z_0=60\Omega$ ; $l_1=5$ , $l_2=10$ cms)58
45.	Comparación de la determinación experimental de la constante dieléctrica
	efectiva obtenida con los métodos experimentales [Reynoso A., 2001 y
	mediciones en el dominio del tiempo] con los
	métodos empíricos (Kirsching & Jansen [1982] y Kobayashi [1998])62
46.	Comparación de la determinación experimental de la constante de atenuación
	α obtenida con los métodos experimentales [Reynoso A., 2001 y mediciones
47	en el dominio del tiempo] con el método empírico presentado por [Verma 1998]63
4/.	Modelo en parámetros [S] de una línea de transmisión,
	insertada en transiciones de impedancia característica (Z <sub>L</sub> )
18	a) línea 1, b) línea 2
40.	Determinación experimental de la impedancia (Z <sub>L</sub> ) (parte real) de líneas insertadas en transiciones, microsista (Z <sub>L</sub> = 500 L = 0.1170 L = 0.2410 L = 0.2
40	insertadas en transiciones, microcinta ( $Z_0=50\Omega$ ; $l_1=0.1178$ , $l_2=0.2410$ cms)69
<del>7</del> 2.	Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones, microsinto (77, 750 Oct.) - 0.1178 l. 0.2410
50.	insertadas en transiciones, microcinta ( $Z_0=50 \Omega$ ; $l_1=0.1178$ , $l_2=0.2410 \text{ cms}$ )69 Determinación experimental del vector de onda de propagación ( $\exp(l_2-l_1)$ ),
51	$(Z_0=50 \ \Omega; \ l_1=0.1178, l_2=0.2410 \ cms)$
31.	Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas
52	en transiciones, microcinta ( $Z_0=50 \Omega$ ; $l_1=0.1178$ , $l_2=0.2410 \text{ cms}$ )
<i>J</i> 2.	Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas
53	insertadas en transiciones, microcinta ( $Z_0=50\Omega$ , $l_1=0.1178$ , $l_2=0.2410$ cms)72
J.J.	Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones microsinto (7 = 750 1 = 0.2.1 = 0.4 = 0.72.1 = 0.4 = 0.72.1 = 0.4 =
54	insertadas en transiciones, microcinta ( $Z_0=75\Omega$ , $l_1=0.2$ , $l_2=0.4$ cms)
J	insertadas en transiciones, microcinta ( $Z_0=75\Omega$ , $l_1=0.2$ , $l_2=0.4$ cms)73
55.	Respuesta en el dominio del tiempo de una línea de transmisión insertada en
	transiciones de impedancia característica (Z <sub>L</sub> ).
	a) $S_{11}$ (puerto 1), b) $S_{22}$ (puerto 2)
56.	Determinación experimental de la impedancia (parte real)
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta
	(substrato: alúmina, $Z_0=50\Omega$ , $l_1=1.6764$ , $l_2=1.8542$ cms)85
57.	Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria)
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta
	(substrato: alúmina, $Z_0=50\Omega$ , $l_1=1.6764$ , $l_2=1.8542$ cms)

Figura		Página
58.	Determinación experimental de la impedancia (parte real)	
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=50\Omega$ , $l_1=6.0$ , $l_2=6.5$ cms)	87
59.	Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria)	
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=50\Omega$ , $l_1=6.0$ , $l_2=6.5$ cms)	87
60.	Determinación experimental de la impedancia (parte real)	
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=75\Omega$ , $l_1=5.0$ , $l_2=5.5$ cms)	88
61.	Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria)	
	de líneas insertadas en transiciones, microcinta	
	(substrato: FR4, $Z_0=75\Omega$ , $l_1=5.0$ , $l_2=5.5$ cms)	89

#### LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
I. Tipos de líneas empleadas por los métodos frecuenciales	19

DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN NO HOMOGENEAS UTILIZANDO MEDICIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y SU COMPARACIÓN CON MÉTODOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

#### I INTRODUCCIÓN.

#### I.1 Antecedentes.

En el proceso de medición de dispositivos de microondas: transistores, amplificadores, dispositivos pasivos, etc., es necesario utilizar bases o soportes de pruebas. Esto se debe a que no se puede conectar directamente el dispositivo a medir a los cables coaxiales del instrumento (analizador de redes) que lleva a cabo la medición de los parámetros [S] de las bases de pruebas. Estas bases de prueba están formadas, generalmente, por dos líneas de transmisión (microcinta, coplanares) y conectores coaxiales, como se muestra en la figura (1).

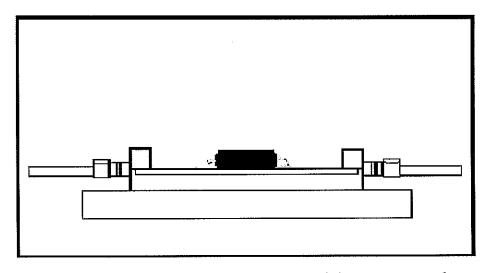


Figura 1) Base de pruebas donde se monta el dispositivo a medir.

Para extraer los parámetros de dispersión (parámetros [S]) de los dispositivos montados en las bases de prueba, es necesario del conocimiento previo de los parámetros de dispersión de los conectores y de las líneas de transmisión. La única técnica que permite estimar los parámetros de los conectores y de las líneas de transmisión de una base de pruebas es la técnica de calibración llamada LRL "Line Reflect line". En el CICESE existe un trabajo de tesis de maestría [ López Gutierrez ,1996] que aborda la técnica de calibración LRL en el dominio frecuencial. En esta misma tesis y utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia, se estudia un método de medición de la constante de propagación y. Dada la importancia de la constante de propagación en las técnicas de calibración de bases de prueba y en la evaluación de nuevos materiales dieléctricos, se han desarrollado métodos confiables utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, los métodos hasta ahora desarrollados no permiten separar la influencia de los conectores (transiciones) en el cálculo de la impedancia de líneas de transmisión, las cuales se encuentran insertadas en transiciones, como se muestra en la figura (2).

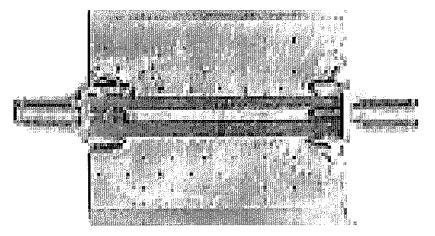


Figura 2) Línea de transmisión insertada en transiciones.

Estas líneas se utilizan como estándares en las técnicas de calibración para llevar a cabo la extracción de los parámetros [S] del dispositivo y están insertadas en transiciones para poder conectarlas a los cables coaxiales del analizador de redes. Una posible manera de separar los efectos de las transiciones es utilizar métodos de medición en el dominio del tiempo. Es esta la razón por la cual se propone el presente trabajo.

#### I.2 Motivación.

Las bases o soportes de prueba están formados por dos líneas de transmisión y dos conectores. Cada uno de estos elementos de la base de pruebas se puede modelar por su modelo o matriz de parámetros [S], como se muestra en la figura (1).

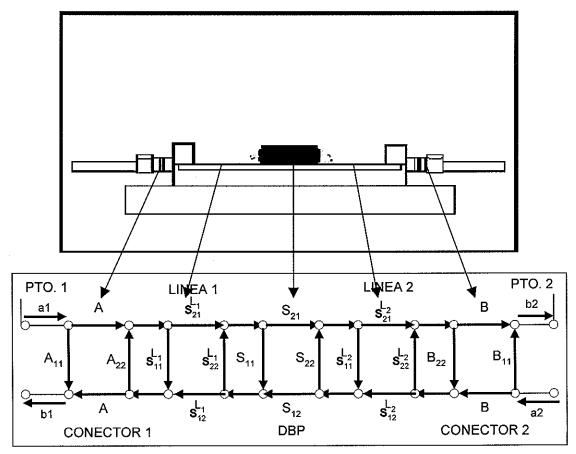
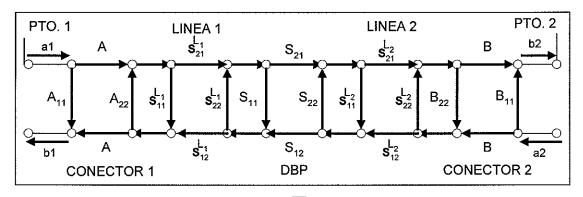


Figura 3) Modelo en parámetros [S] de la base de pruebas donde se monta el dispositivo a medir.

Ahora bien, cuando se conecta la base de pruebas al analizador de redes, prácticamente lo que se mide son los parámetros [S] de la base de pruebas o de la red de dos puertos "global" mostrada en la figura anterior. Para extraer los parámetros [S] del dispositivo montado en la base de pruebas, es necesario utilizar métodos o técnicas de calibración. Ahora bien, todas las técnicas de calibración que se emplean para la medición de dispositivos de microondas, obtienen los parámetros [S] del dispositivo bajo la condición de que las líneas en las cuales se encuentra insertado el dispositivo son 50  $\Omega$  en toda la banda de medición, es decir, que no son reflectoras en la banda a medir. En otras palabras en lugar de utilizar el modelo en parámetros [S] de la base de pruebas que se muestra en la figura (3) las técnicas de calibración utilizan el modelo en parámetros [S] que se muestra en la figura (4).



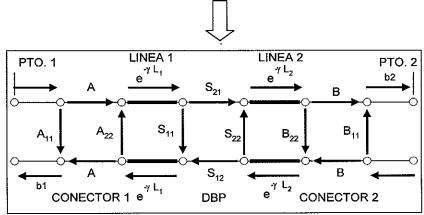


Figura 4) Modelo en parámetros [S] de la base de pruebas utilizado por las técnicas de calibración.

Lo ideal sería medir el dispositivo sin la condición antes mencionada, dado que en muchas aplicaciones las líneas empleadas en las bases de pruebas son dispersivas conforme aumenta la frecuencia. Esto podría lograrse conociendo la impedancia de las líneas en las cuales está insertado el dispositivo. Un primer paso para el conocimiento o cálculo de la impedancia de estas líneas, es llevar a cabo un estudio comparativo de los diferentes métodos de cálculo de la constante de propagación  $\gamma$  en el dominio frecuencial con métodos a partir de mediciones en el dominio del tiempo, ya que este parámetro cumple un papel fundamental en las técnicas de calibración al realizar la extracción de los parámetros [S] del dispositivo montado en una base de pruebas.

#### I.3 Importancia de la constante de propagación γ.

Como se mencionó anteriormente, las bases de pruebas están constituidas por dos conectores y dos líneas de transmisión. Ahora bien, los parámetros [S] de una línea de transmisión [Reynoso Hernández, 1999] se definen en función del coeficiente de reflexión y la constante de propagación como se muestra en las ecuaciones (1) y (2):

$$S_{21}^{\ L} = \frac{1 - \Gamma^2}{e^{\gamma l} - \Gamma^2 e^{-\gamma l}} \tag{1}$$

$$S_{11}^{L} = \frac{\Gamma(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{e^{\gamma l} - \Gamma^{2} e^{-\gamma l}}$$
 (2)

Como se puede observar en las ecuaciones (1) y (2) para obtener los parámetros [S] de las líneas de transmisión que se encuentran en la base de pruebas se requiere conocer la constante de propagación y el coeficiente de reflexión de las líneas. Dado que las técnicas de calibración hacen la consideración de que las líneas en las cuales está montado el dispositivo en la base de pruebas son no reflectoras solo requieren del conocimiento de la constante de propagación para determinar los parámetros de un dispositivo a caracterizar, además de los valores de los términos de error de las transiciones. Por lo que una buena exactitud, en el cálculo de la constante de propagación, permite una caracterización más exacta del dispositivo.

#### I.4 Justificación del problema.

Como se mencionó en la sección anterior, para medir de manera fiel los dispositivos de microondas montados en bases de pruebas es necesario conocer los parámetros [S] de los conectores y de las líneas de transmisión. Ahora bien, para conocer los parámetros [S] de las líneas de transmisión, es necesario conocer la constante de propagación  $\gamma$  así como el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  de estas líneas. En este trabajo se propone hacer un estudio teórico-experimental de la constante de propagación de líneas de transmisión insertadas en transiciones. Una vez determinada la constante de propagación se puede determinar el coeficiente de reflexión de este tipo de líneas utilizando mediciones en el dominio del tiempo.

#### I.5 Objetivo.

El objetivo principal de este trabajo de tesis es el de calcular la constante de propagación de líneas de transmisión insertadas en transiciones utilizando mediciones en el dominio del tiempo y su comparación con métodos en el dominio de la frecuencia.

# II MÉTODO L-L PARA EL CÁLCULO DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

En este capítulo se presenta el método L-L (línea-línea) para el cálculo de la constante de propagación γ. El método L-L requiere para su realización dos líneas de transmisión de igual impedancia pero de longitud diferente como se muestra en la figura (5). Xa y YB representan a las transiciones empleadas para asegurar la conexión entre las líneas y el analizador de redes. Básicamente lo que se busca en este método es como representar matemáticamente las estructuras mostradas en la figura (5). Esto se puede lograr utilizando matrices de parámetros T o ABCD [Medina Monroy, 1999]. Donde la matriz de parámetros [T] está en función de ondas incidentes y reflejadas y la matriz de parámetros ABCD está en función de voltajes y corrientes.

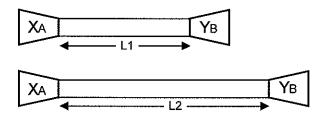


Figura 5) Estructuras usadas para la realización del método L-L.

Los parámetros de transferencia (parámetros T) y los parámetros ABCD se utilizan para modelar las transiciones XA, YB, la línea L1, y la línea L2. Los parámetros T o ABCD de cada uno de los elementos de las estructuras mostradas en la figura (5) se definen como sigue: XA es la matriz de parámetros T o ABCD de la transición XA, YB es la matriz de parámetros T o ABCD de la transición YB, ML1 es la matriz de

parámetros T o ABCD de la línea  $L_1$ , y  $M_{L2}$  es la matriz de parámetros T o ABCD de la línea  $L_2$ . En lo sucesivo se asume que  $X_A$  y  $Y_B$  son diferentes. Escribiendo las dos matrices  $M_1$  y  $M_2$  de las estructuras completas mostradas en la figura (3) se tiene:

$$M_1 = X_A M_{L1} Y_B, \qquad (3)$$

$$M_2 = X_A M_{L2} Y_B$$
. (4)

Despejando Y<sub>B</sub> y resolviendo algebraicamente las ecuaciones (3) y (4) se tienen los siguientes productos:

$$M_1 M_2^{-1} = X_A M_{L1} M_{L2}^{-1} X_A^{-1},$$
 (5)

$$M_2M_1^{-1} = X_A M_{L2} M_{L1}^{-1} X_A^{-1}$$
 (6)

Observando las ecuaciones (5) y (6) podemos apreciar que las matrices  $M_1M_2^{-1}$  y  $M_2M_1^{-1}$  son similares a las matrices  $M_{L1}M_{L2}^{-1}$  y  $M_{L2}M_{L1}^{-1}$  [Reynoso Hernández, 1999] respectivamente. Recordando las propiedades de las matrices similares que son: misma traza, mismos valores propios, mismo determinante, se pueden aplicar estas propiedades en las ecuaciones (5) y (6) para el cálculo de la constante de propagación.

# II.1 Determinación de la constante de propagación $\gamma$ empleando las propiedades de matrices similares.

La matriz de parámetros T  $(M_{L1}^T)$  y ABCD  $(M_{L1}^C)$  de una línea de transmisión de longitud  $L_i$  (i=1,2) de impedancia característica  $Z_L$  [Medina Monroy, 1999] se expresan como se indica en las ecuaciones (7) y (8) respectivamente.

$$M_{Li}^{T} = \frac{1}{1 - \Gamma^{2}} \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot li} - \Gamma^{2} e^{\gamma \cdot li} & \Gamma \cdot (e^{\gamma \cdot li} - e^{-\gamma \cdot li}) \\ -\Gamma \cdot (e^{\gamma \cdot li} - e^{-\gamma \cdot li}) & e^{\gamma \cdot li} - \Gamma^{2} e^{-\gamma \cdot li} \end{bmatrix}; i = 1, 2,$$
 (7)

$$M_{Li}^{C} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma li) & Z_{L} \operatorname{senh}(\gamma li) \\ \frac{1}{Z_{L}} \operatorname{senh}(\gamma li) & \cosh(\gamma li) \end{bmatrix}; i = 1, 2$$
, (8)

donde:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \,. \tag{9}$$

Z<sub>0</sub> es la impedancia de referencia.

Empleando las ecuaciones anteriores, la matriz  $M_{L2} \, M_{L1}^{-1}$  se deriva y se expresa como se muestra en las ecuaciones (10) y (11) utilizando parámetros T y ABCD respectivamente:

$$M_{L_2}^{T} \left( M_{L_1}^{-1} \right)^{T} = \frac{1}{1 - \Gamma^2} \begin{bmatrix} \left( \frac{1}{\Lambda} - \Lambda \Gamma^2 \right) & \Gamma \left( \Lambda - \frac{1}{\Lambda} \right) \\ -\Gamma \left( \Lambda - \frac{1}{\Lambda} \right) & \left( \Lambda - \frac{1}{\Lambda} \Gamma^2 \right) \end{bmatrix}; \Lambda = e^{\gamma(l_2 - l_1)}, \quad (10)$$

$$M_{L_2}{}^{C}\left(M_{L_1}^{-1}\right)^{C} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Lambda + \frac{1}{\Lambda} & -Z_L\left(\Lambda - \frac{1}{\Lambda}\right) \\ -\frac{1}{Z_L}\left(\Lambda - \frac{1}{\Lambda}\right) & \Lambda + \frac{1}{\Lambda} \end{bmatrix}; \Lambda = e^{\gamma(l_2 - l_1)}. \quad (11)$$

La matriz  $M_2M_1^{-1}$  se define como:

$$M_2 M_1^{-1} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}. \tag{12}$$

Como se mencionó previamente, la matriz  $M_2 \, M_1^{-1}$  es similar a la matriz  $M_{L2} M_{L1}^{-1}$ . Por lo tanto, los valores propios de  $M_2 M_1^{-1}$  y  $M_{L2} M_{L1}^{-1}$  son iguales. Los valores propios de  $M_2 M_1^{-1}$  son:

$$\Lambda_{1,2} = \frac{m_{11} + m_{22} \pm \sqrt{(m_{11} + m_{22})^2 - 4}}{2} \ . \tag{13}$$

Por otro lado, los valores propios de  $M_{L2} \ M_{L1}^{-1}$  se expresan como:

$$\Lambda_1 = e^{\gamma(l_2 - l_1)} , \qquad (14)$$

$$\Lambda_2 = e^{-\gamma(l_2 - l_1)} \ . \tag{15}$$

Dado que  $m_{11}$  y  $m_{22}$  se conocen a partir de mediciones, se puede emplear la ecuación (13) para el cálculo del vector de onda de propagación  $\Lambda$ .

A partir de la ecuación (13) se calcula la constante de propagación γ como sigue:

$$\gamma_i = \frac{1}{(l_2 - l_1)} \ln(\Lambda_{1,2}); \quad i = 1,2 ,$$
 (16)

$$\gamma = \alpha + j\beta. \tag{17}$$

donde:  $\alpha$  es la constante de atenuación y  $\beta$  es la constante de fase.

# II.2 Determinación de la constante de propagación $\gamma$ empleando el método de determinantes.

Manipulando las ecuaciones (3) y (4) ya citadas anteriormente, se tiene lo siguiente:

$$M_1 + M_2 = X_A M_{L1} Y_B + X_A M_{L2} Y_B , \qquad (18)$$

$$M_1 + M_2 = X_A \left( M_{L1} + M_{L2} \right) Y_B , \qquad (19)$$

$$\det(M_1) = \det(X_A) \cdot \det(M_{L1}) \cdot \det(Y_B) , \qquad (20)$$

$$\det(M_2) = \det(X_A) \cdot \det(M_{L2}) \cdot \det(Y_B) . \tag{21}$$

Dado que los determinantes de  $M_{L1}$  y  $M_{L2}$ , ya sea utilizando parámetros T o ABCD son iguales a la unidad, se tiene lo siguiente:

$$\det(M_1) = \det(M_2) = \det(X_A) \cdot \det(Y_B) , \qquad (22)$$

$$\det(M_1 + M_2) = \det(X_A) \cdot \det(M_{L1} + M_{L2}) \cdot \det(Y_B), \qquad (23)$$

Calculando  $\frac{\det(M_1 + M_2)}{\det(M_2)}$  se tiene:

$$\frac{\det(M_1 + M_2)}{\det(M_2)} = \det(M_{L1} + M_{L2}) , \qquad (24)$$

El término del lado derecho de la ecuación (24) se escribe como:

$$\det(M_{L1} + M_{L2}) = 2 + e^{\gamma(l_2 - l_1)} + e^{-\gamma(l_2 - l_1)}, \qquad (25)$$

Utilizando (14), (23) y (24) resulta la siguiente ecuación de segundo orden:

$$\frac{\det(M_1 + M_2)}{\det(M_2)} = \Lambda^2 + 2\Lambda + 1 , \qquad (26)$$

Resolviendo para A en la ecuación (26) se tiene:

$$\Lambda_{1,2} = \frac{-\left[2 - \frac{\det(M_1 + M_2)}{\det M_2}\right] \pm \sqrt{\left[2 - \frac{\det(M_1 + M_2)}{\det M_2}\right]^2 - 4}}{2} . \tag{27}$$

A partir de la ecuación (27) se calcula la constante de propagación empleando la ecuación (16) ya mencionada anteriormente.

# II.3 Cálculo de la constante de propagación $\gamma$ empleando el método de [Reynoso A., 2001]

La validación de este método para el cálculo de la constante de propagación se basa en la transformación de la matriz de parámetros T de una línea de transmisión de longitud  $L_i$  (i=1,2) de impedancia característica  $Z_L$  como se muestra a continuación:

$$M_{Li}^{T} = \frac{1}{1 - \Gamma^{2}} \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot li} - \Gamma^{2} e^{\gamma \cdot li} & \Gamma(e^{\gamma \cdot li} - e^{-\gamma \cdot li}) \\ -\Gamma(e^{\gamma \cdot li} - e^{-\gamma \cdot li}) & e^{\gamma \cdot li} - \Gamma^{2} e^{-\gamma \cdot li} \end{bmatrix}; i=1,2,$$
 (28)

en función de las matrices de transformación, la expresión (28) se escribe como:

$$M_{Li}^{T} = \frac{1}{1 - \Gamma^{2}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma \\ \Gamma & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot li} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \cdot li} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma \\ -\Gamma & 1 \end{bmatrix}; i=1,2,$$
 (29)

$$M_{Li}^{T} = T_{\Gamma} \cdot T_{50Li} \cdot T_{\Gamma}^{-1}$$
, (30)

donde:

$$T_{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 & \Gamma \\ \Gamma & 1 \end{bmatrix}, \tag{31}$$

y la matriz de parámetros T de una línea de impedancia igual a  $50\Omega$  se expresa como:

$$T_{50Li} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot li} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \cdot li} \end{bmatrix}; \quad i = 1,2 .$$
 (32)

De esta manera las matrices de parámetros  $[T] M_1^T y M_2^T$  que se obtienen a partir de los parámetros [S] medidos de las estructuras completas mostradas en la figura (5), quedan de la siguiente forma:

$$M_{1}^{T} = X_{A} \cdot T_{\Gamma} \cdot T_{50L_{1}} \cdot T_{\Gamma}^{-1} \cdot Y_{B} , \qquad (33)$$

$$M_2^T = X_A \cdot T_{\Gamma} \cdot T_{50L_2} \cdot T_{\Gamma}^{-1} \cdot Y_B$$
 (34)

Despejando Y<sub>B</sub> y resolviendo algebraicamente las ecuaciones (33) y (34) se tiene el siguiente producto:

$$M_{1}^{T} \left( M_{2}^{-1} \right)^{T} = X_{A} \cdot T_{\Gamma} \cdot T_{50L_{2}} \cdot T_{50L_{1}}^{-1} \cdot T_{\Gamma}^{-1} \cdot X_{A}^{-1} = [X_{A} \cdot T_{\Gamma}] \cdot T_{50L_{2}} \cdot T_{50L_{1}}^{-1} \cdot [T_{\Gamma} \cdot X_{A}]^{-1}, \quad (35)$$

$$M_1^T (M_2^{-1})^T = X_{AM} \cdot T_{50L_2} \cdot T_{50L_1}^{-1} \cdot X_{AM}^{-1}$$
, (36)

donde:

$$X_{AM} = X_A \cdot T_{\Gamma} . (37)$$

Definiendo la matriz de parámetros [T] X<sub>AM</sub> en función de sus parámetros [S] como se muestra en la siguiente ecuación:

$$X_{AM} = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \tag{38}$$

donde:

$$r_{22} = 1/S_{21}^{AM}, (39)$$

$$a = -\Delta s^{AM}, \qquad (40)$$

$$b = S_{11}^{AM}$$
, (41)

$$c = -S_{22}^{AM}$$
. (42)

Definiendo el producto de matrices  $M_1^T$   $(M_2^{-1})^T$  que se conoce a partir de mediciones como se muestra en la ecuación (43):

$$T = M_1^T \left( M_2^{-1} \right)^T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}, \tag{43}$$

y definiendo el producto de las matrices de parámetros [T] de las líneas de  $50\Omega$  como se muestra en la ecuación (44):

$$T_{X} = T_{50L_{2}} T_{50L_{1}}^{-1} = \begin{bmatrix} e^{\gamma l_{1} - \gamma l_{2}} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l_{1} + \gamma l_{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma (l_{2} - l_{1})} & 0 \\ 0 & e^{\gamma (l_{2} - l_{1})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Lambda} & 0 \\ 0 & \Lambda \end{bmatrix}, \quad (44)$$

la ecuación (36) queda de la siguiente manera:

$$T = X_{AM} \cdot T_X \cdot X_{AM}^{-1} . \tag{45}$$

Despejando T<sub>X</sub> de la ecuación anterior se tiene:

$$T_X = X_{4M^{-1}} T X_{4M} . (46)$$

Desarrollando la ecuación (46) se tiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Lambda} & 0 \\ 0 & \Lambda \end{bmatrix} = \frac{1}{a - bc} \begin{bmatrix} at_{11} + ct_{12} - abt_{21} - bct_{22} & bt_{11} + t_{12} - (b)^2 t_{21} - bt_{22} \\ -act_{11} - (c)^2 t_{12} + (a)^2 t_{21} + act_{22} & -bct_{11} - ct_{12} + abt_{21} + at_{22} \end{bmatrix}, \quad (47)$$

Comparando ambos términos de la ecuación anterior, el vector de onda de propagación Λ se calcula de la siguiente manera:

$$\Lambda = \frac{t_{22} + b \cdot t_{21} - \frac{b}{a/c} \cdot t_{11} - \frac{1}{a/c} \cdot t_{12}}{1 - \frac{b}{a/c}} = \frac{1 - \frac{b}{a/c}}{t_{11} + \frac{a}{c} \cdot t_{12} - b \cdot t_{21} - \frac{b}{a/c} \cdot t_{22}},$$
 (48)

donde:

$$(b)^{2} \cdot t_{21} + b \cdot (t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0 , \qquad (49)$$

$$\left(\frac{a}{c}\right)^2 \cdot t_{21} + \frac{a}{c} \cdot (t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0 . \tag{50}$$

Los valores de a/c y b se escogen de acuerdo al criterio que se explica en [Engen, 1979]. Una vez determinado  $\Lambda$  seleccionando las raíces  $\frac{a}{c}$  y b adecuadas se calcula la constante de propagación con la ecuación (16).

# III RESULTADOS EXPERIMENTALES Y COMPARACIÓN DE LOS MÉTODOS FRECUENCIALES PARA EL CALCULO DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos con cada uno de los métodos descritos anteriormente para el cálculo de la constante de propagación γ. Para ello se utilizaron líneas de aire, líneas de microcinta y líneas coplanares. Las características principales de estas líneas se muestran en la siguiente tabla:

Tabla I. Tipos de líneas de transmisión empleadas por los métodos frecuenciales.

SUBSTRATO	TECNOLOGIA	$Z_{0}\left( \Omega \right)$	L <sub>1</sub> (cms)	L <sub>2</sub> (cms)
aire	coaxial	50	0	7.5
FR4	microcinta	50	5	10
Silicio	coplanar	50	0.02	0.66

Las mediciones de los parámetros [S] de estos elementos se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa y sin calibración previa.

#### III.1 Resultados experimentales obtenidos empleando líneas de aire.

Los resultados que se obtienen al calcular el vector de onda de propagación A con los métodos de valores propios y determinantes ya sea con parámetros T o ABCD,

es decir con las ecuaciones (13) y (27) son los que se muestran en las figuras (6) y (7). Una curva no monótona se puede observar en las figuras (6) y (7), lo cual no representa apropiadamente el comportamiento de una onda viajera ya sea en sentido de las manecillas del reloj o en sentido contrario. Esto se debe a la incertidumbre de cálculo que se tiene al determinar la raíz cuadrada en las ecuaciones de estos métodos. De cualquier manera estos valores del vector de onda  $\Lambda$  no son apropiados para el cálculo de  $\gamma$ .

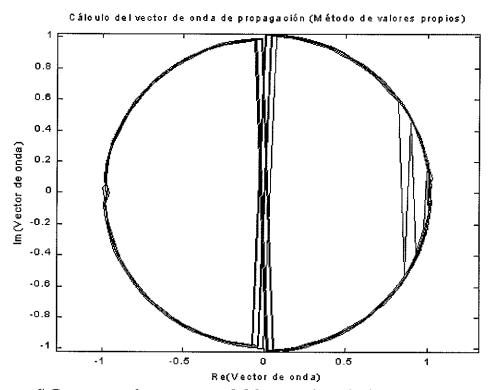


Figura 6) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  con sistema calibrado correspondiente a líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms) con el método de valores propios.

El problema ahora consiste en encontrar una solución de las ecuaciones de estos métodos que proporcione valores del vector de onda con un comportamiento monótono. Para esto se examina cada una de las dos soluciones encontradas (dos raíces) de los

métodos en cuestión, y la respuesta que proporcione un comportamiento monótono se retiene y se grafica, y así sucesivamente en todo el intervalo de frecuencia.

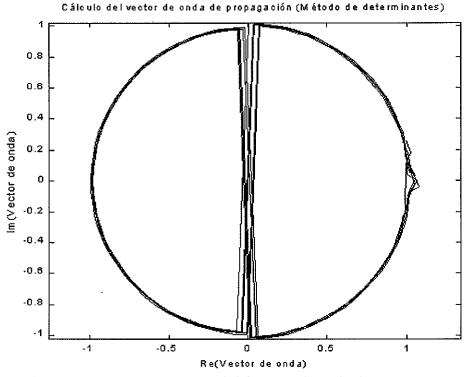


Figura 7) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms) con el método de determinantes.

En las figuras (8) y (9) se muestra el comportamiento en el plano complejo del vector de onda de propagación ( $\Lambda = e^{\gamma(l_2 - l_1)}$ ) calculado con los métodos de valores propios (Parámetros T-ABCD), determinantes (Parámetros T-ABCD) y el método proporcionado en [Reynoso A., 2001]. Como se puede apreciar en las figuras (8) y (9) los métodos de valores propios (parámetros T-ABCD) y determinantes (parámetros T-ABCD) presentan ciertos errores llamados de cuantización o de ruido [Hermann, 1991], a diferencia del método de [Reynoso A., 2001] que no presenta estos errores y proporciona el comportamiento monótono de una onda viajera.

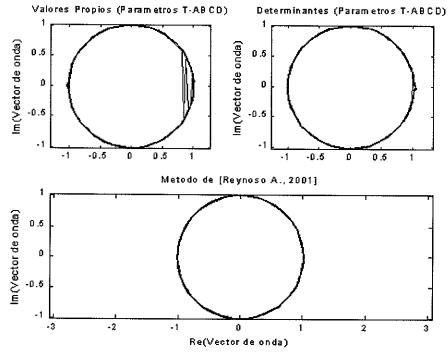


Figura 8) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms)

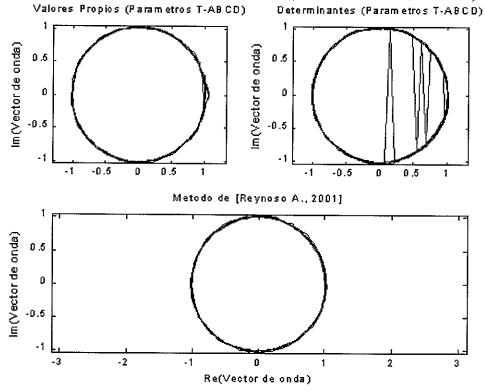


Figura 9) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono sin sistema calibrado para líneas de aire  $(Z_0=50\Omega, L_1=0, L_2=7.5 \text{ cms})$ 

A partir de los valores del vector de onda  $\Lambda$  que proporcionan un comportamiento monótono se calcula la constante de propagación  $\gamma$  con la ecuación (16). En las figuras (10) y (11) se muestra la determinación experimental de la atenuación  $\alpha$  en dB/cm, empleando las líneas de transmisión que se indican en cada una de las figuras.

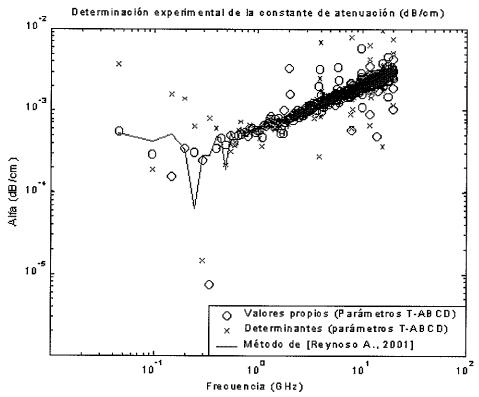


Figura 10) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms)

La constante dieléctrica efectiva se determina a partir de la constante de propagación como sigue:  $\gamma=\alpha+j\beta$ ;  $\beta=2\pi/\lambda_m=2\pi f\sqrt{\epsilon_{eff}}/c$ , donde f es la frecuencia y c es la velocidad de la luz. En las figuras (12) y (13) se muestra el comportamiento de  $\epsilon_{eff}$  con respecto a la frecuencia.

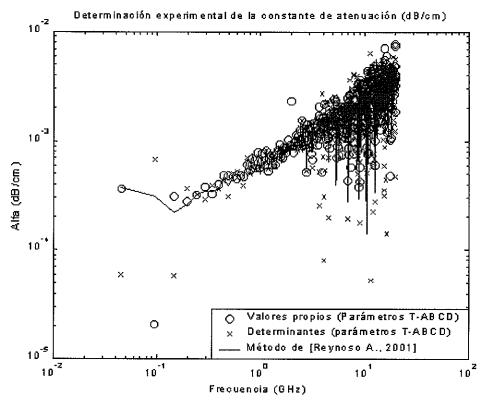


Figura 11) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  sin sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms)

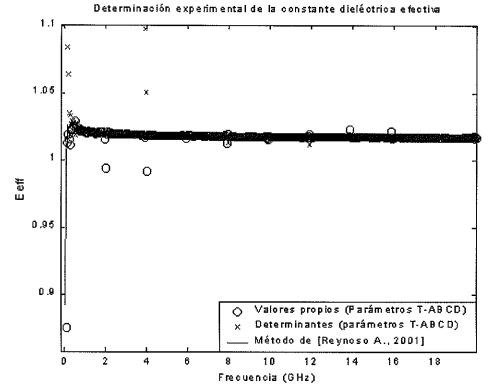


Figura 12) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  con sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms)

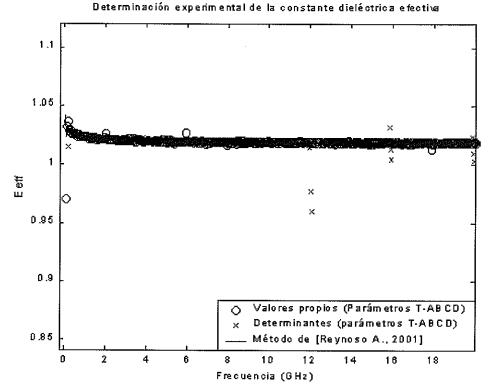


Figura 13) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  sin sistema calibrado para líneas de aire ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0,  $L_2$ =7.5 cms)

Como se puede apreciar en las gráficas anteriores existe una diferencia marcada entre el método de [Reynoso A., 2001] y los demás. Esta diferencia se aprecia en que los otros métodos para el cálculo de la constante de propagación presentan ciertos errores de medición llamados de cuantización o de ruido [Hermann, 1991] en su comportamiento con respecto a la frecuencia. El origen de estos errores se desconoce. De cualquier forma el método propuesto por [Reynoso A., 2001] elimina este tipo de errores, como se muestra en las gráficas presentadas anteriormente.

### III.2 Resultados experimentales obtenidos empleando líneas de microcinta.

En esta sección se presenta la determinación experimental de la constante de propagación γ empleando líneas de microcinta. Las características principales de estas líneas se presentaron en la tabla I. Las mediciones de los parámetros [S] de estos elementos se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa y sin calibración previa. En las figuras (14) y (15) se muestra la determinación experimental del vector de onda de propagación Λ para cada uno de los métodos descritos en el capítulo anterior.

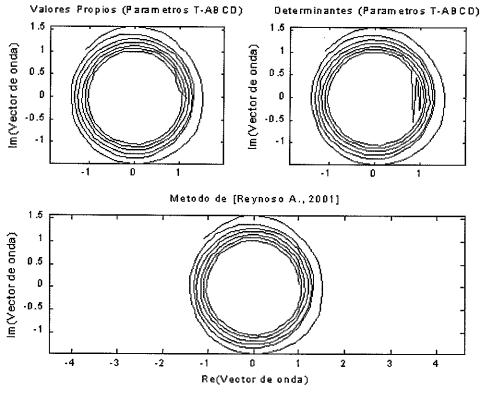


Figura 14) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono con sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

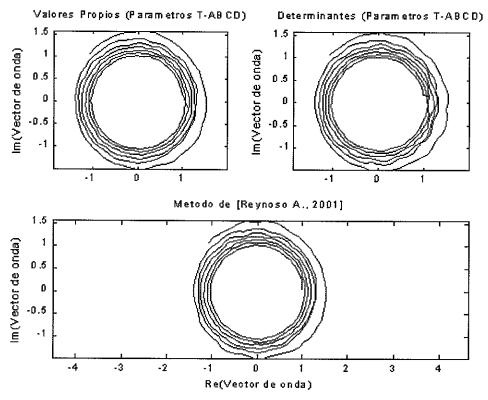


Figura 15) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono sin sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

En las figuras (16) y (17) se muestra la determinación experimental de la atenuación  $\alpha$  en dB/cm para cada uno de los métodos explicados en el capítulo anterior. Como se puede apreciar en las figuras (16) y (17) las líneas de microcinta empleadas en este ejemplo, para el cálculo experimental de la constante de atenuación  $\alpha$ , presentan pérdidas mayores que las líneas de aire utilizadas en la sección anterior. Estas líneas son mucho más económicas que las líneas de aire y están fabricadas en un substrato (FR4) de baja calidad. Las pérdidas tangenciales o por disipación en este substrato es de  $\tan \delta = 0.01$ . Es por eso que presentan mayores pérdidas conforme aumenta la frecuencia.

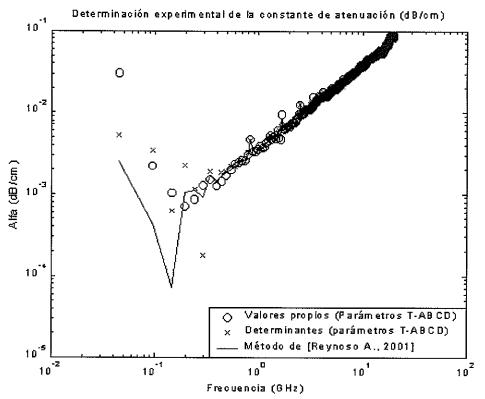


Figura 16) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  con sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

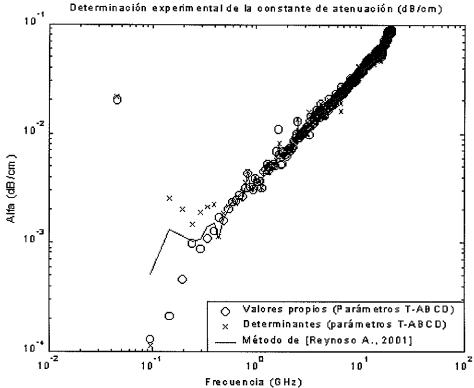


Figura 17) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  sin sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

En las figuras (18) y (19) se muestra la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  para cada uno de los métodos frecuenciales descritos en el capítulo anterior. Como se puede apreciar en las figuras (18) y (19), la dispersión de las líneas de microcinta que se emplean en este ejemplo es mayor con respecto a las líneas de aire empleadas en la sección anterior. Esto se debe a que el medio de propagación en la microcinta es un medio no homogéneo. Es decir, se presenta un modo híbrido de propagación, aire ( $\epsilon_{r=1}$ ) por arriba de la estructura de microcinta y el dieléctrico ( $\epsilon_{r=4.5-4.9}$  para FR4) donde se fabrica el conductor. En cambio, las líneas de aire están construidas con tecnología coaxial y es una estructura homogénea que no tiene dispersión.

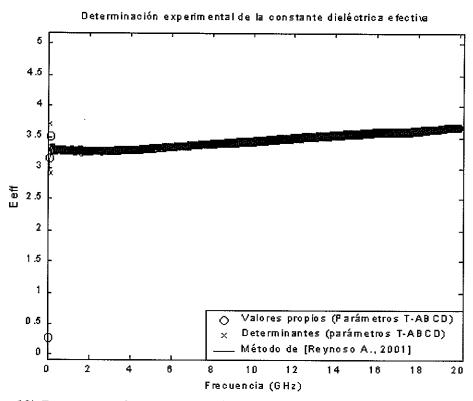


Figura 18) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ) con sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

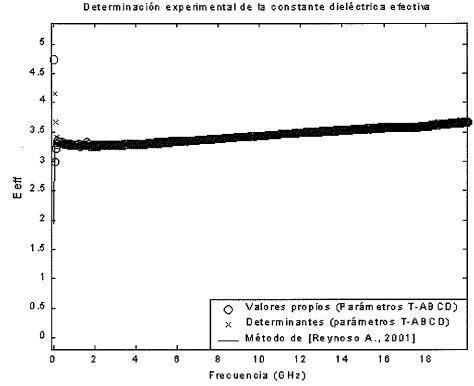


Figura 19) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva ( $\varepsilon_{eff}$ ) sin sistema calibrado para líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =5,  $L_2$ =10 cms)

Comparando las figuras (18) y (19) se puede observar un comportamiento similar en la  $\epsilon_{eff}$  obtenida con calibración previa o sin calibración previa para este ejemplo de aplicación empleando líneas de microcinta.

#### III.3 Resultados experimentales obtenidos empleando líneas coplanares.

En esta sección se presenta otro ejemplo de aplicación de los métodos frecuenciales descritos en el capítulo anterior. En este caso se presenta la determinación experimental de la constante de propagación  $\gamma$  empleando líneas coplanares. Las características principales de estas líneas se presentaron en la tabla I. Las mediciones de los parámetros [S] de estos elementos se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa y sin calibración previa. En las figuras (20) y (21) se muestra la determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  para cada uno de los métodos explicados en el capítulo anterior.

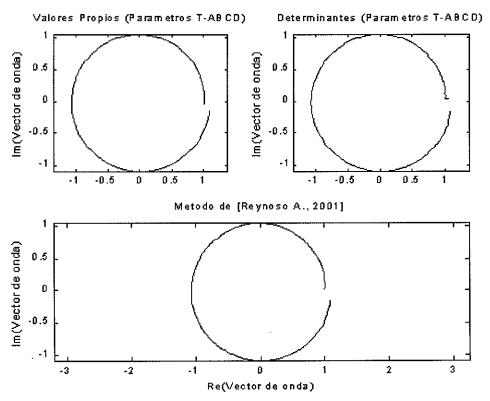


Figura 20) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono con sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

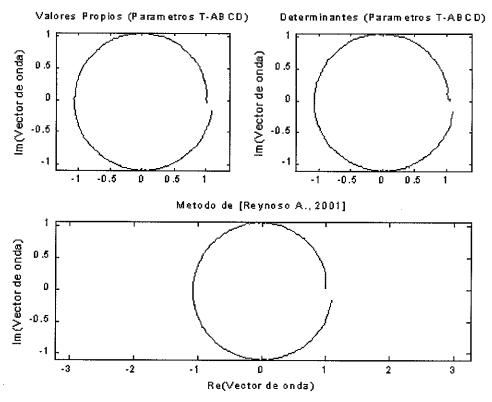


Figura 21) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  monótono sin sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

En las figuras (22) y (23) se muestra la determinación experimental de la atenuación α en dB/cm obtenida con líneas coplanares. Como se puede apreciar, el método de [Reynoso A., 2001] proporciona una mejor respuesta en frecuencia y una menor incertidumbre que los otros métodos frecuenciales en este ejemplo de aplicación empleando líneas coplanares. Estas líneas están construidas en Silicio y como se puede apreciar en las figuras (22) y (23) estas presentan menos pérdidas que las líneas de microcinta mostradas en la sección anterior. Esto se debe a que el material dieléctrico donde están fabricadas estas líneas coplanares presentan menos pérdidas por disipación. En este caso se presentan pérdidas tangenciales o por disipación de tanδ=0.0001.

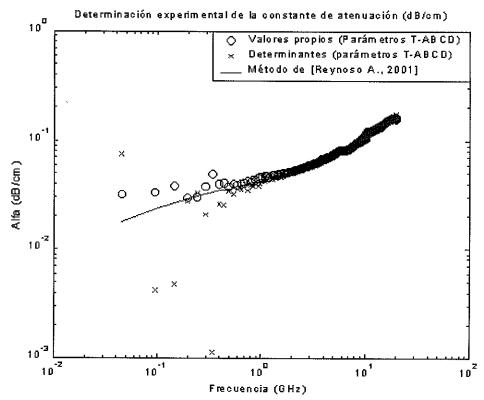


Figura 22) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  con sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

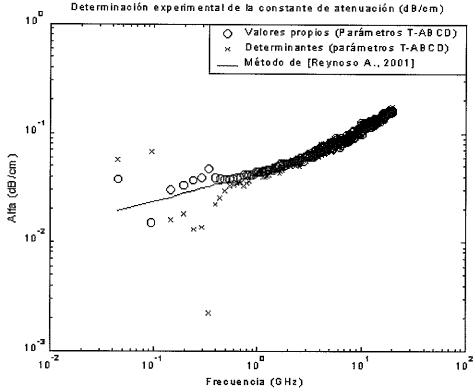


Figura 23) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  sin sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

En las figuras (24) y (25) se muestra la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  para cada uno de los métodos frecuenciales explicados en el capítulo anterior empleando líneas coplanares. Como se puede apreciar en las figuras (24) y (25), estas líneas coplanares son menos dispersivas que las líneas de microcinta empleadas en el ejemplo de aplicación de la sección anterior. Esto se debe a que la interacción de los dos medios de propagación de la línea coplanar empleada en este ejemplo es menor que la línea de microcinta.

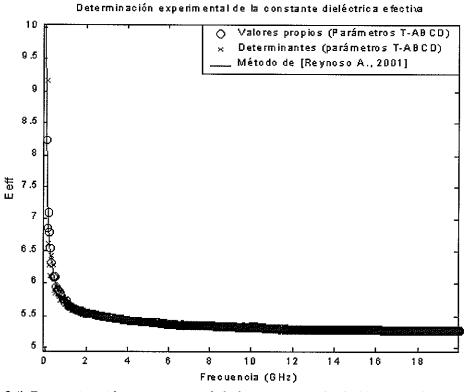


Figura 24) Determinación experimental de la constante de dieléctrica efectiva ( $\varepsilon_{eff}$ ) con sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

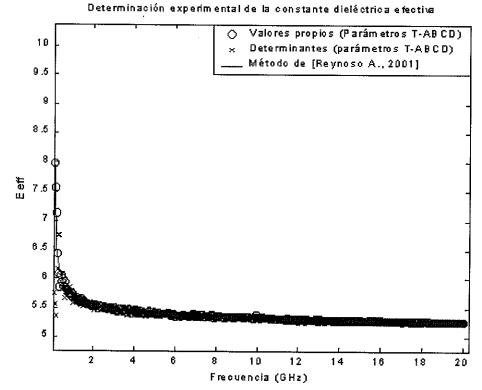


Figura 25) Determinación experimental de la constante de dieléctrica efectiva ( $\varepsilon_{eff}$ ) sin sistema calibrado para líneas coplanares (substrato: Silicio,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $L_1$ =0.02,  $L_2$ =0.66 cms)

Como se observó en el ejemplo de aplicación anterior empleando líneas de microcinta, si se comparan las figuras (24) y (25) se puede observar un comportamiento similar en la  $\epsilon_{eff}$  obtenida con calibración previa o sin calibración previa para este ejemplo de aplicación empleando líneas coplanares.

# IV DETERMINACIÓN DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN A PARTIR DE MEDICIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

En el capítulo anterior se estudiaron métodos para el cálculo de la constante de propagación y empleando mediciones en el dominio de la frecuencia. En este capítulo se presenta la determinación de la constante de propagación y a partir de mediciones en el dominio del tiempo y su comparación con los métodos frecuenciales. Las mediciones en el dominio de la frecuencia se llevan a cabo en un analizador de redes (HP-8510) y se transforman matemáticamente al dominio del tiempo por medio de la transformada inversa de Fourier [Hewlett-Packard: "HP8510C manual de usuario"]. Esto lo lleva a cabo el analizador utilizando la opción 010. El analizador de redes (HP-8510) tiene dos modos de medición en el dominio del tiempo: modo pasabandas y modo pasabajas. En este caso todas las mediciones en el dominio del tiempo que se presentan en este trabajo se llevaron a cabo en modo pasabandas, ya que es el más general y menos complicado de usar, así como la respuesta al impulso. En primer término se presenta el método de Gronau para el cálculo de la constante de propagación y y posteriormente se presenta el método de dos líneas L-L para el cálculo de la constante de propagación y utilizando mediciones en el dominio del tiempo.

## IV.1 Determinación de la constante de propagación $\gamma$ empleando el método de Gronau.

Los elementos empleados en esta técnica son dos líneas de transmisión terminadas en corto o en abierto, como se muestra en la figura (26).

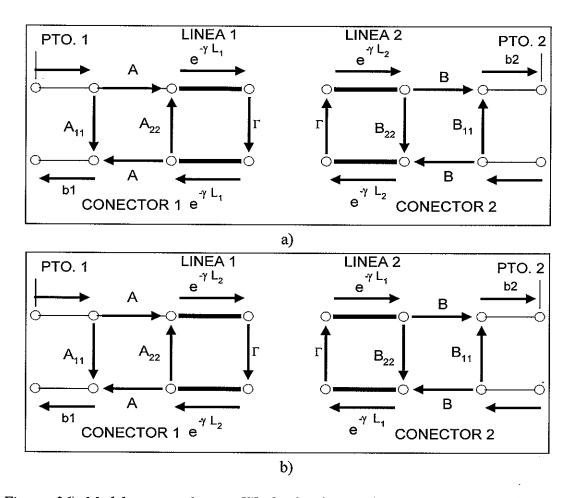


Figura 26) Modelo en parámetros[S] de dos líneas de transmisión no reflectoras, insertadas en transiciones, terminadas en abierto (con  $l_1 > l_2$ ), a) línea 1 en el puerto 1 y línea 2 en el puerto 2, b) línea 2 en el puerto 1 y línea 1 en el puerto 2.

En primer término el analizador de redes (HP 8510) debe ser calibrado con la técnica SOLT (técnica que utiliza los siguientes estándares: Short, open, load, thru), de manera que las mediciones subsiguientes proporcionen los parámetros [S] en los planos de referencia de los puertos 1 y 2 del analizador de redes (HP 8510). Si las líneas tienen una impedancia  $Z=50\Omega$  son no reflectoras y las reflexiones son despreciables. Una vez que se han calibrado los dos puertos del analizador, se procede a medir en el dominio del tiempo los dos elementos que se muestran en la figura (26), que son dos líneas de transmisión en microcinta terminadas en abierto de longitud  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente.

La longitud de estas líneas debe ser la adecuada para que no exista interacción entre la reflexión del abierto y la del conector en el dominio del tiempo, como se muestra en la figura (27). La figura (27) muestra los coeficientes de reflexión S<sub>11</sub> y S<sub>22</sub> medidos en los puertos 1 y 2 del analizador. Si la distancia entre las reflexiones producidas por el conector y el abierto es lo suficientemente grande no existe interacción entre las reflexiones y cada reflexión puede medirse por separado.

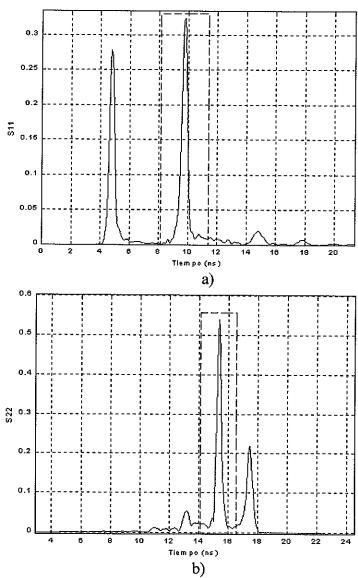


Figura 27) a) Respuesta del  $S_{11}$  (puerto 1) en el dominio del tiempo y el filtro (gate) apropiado para medir por separado la reflexión provocada por el abierto. b) Respuesta del  $S_{22}$  (puerto 2) en el dominio del tiempo y el filtro (gate) apropiado para medir por separado la reflexión provocada por el abierto.

Para medir cada reflexión por separado es necesario aplicar un "gating" (filtro pasabandas en el dominio del tiempo) a cada una de las reflexiones, en este caso a la reflexión producida por el abierto, como se muestra en la figura (27). Una vez que se ha establecido el "gating" todas las reflexiones afuera del "gate" (filtro) se establecen a cero. Transformando los resultados obtenidos en el dominio del tiempo aplicando un "gating" en la reflexión del abierto de la figura (27), en los puertos 1 y 2 del analizador, se obtienen los valores medidos C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub> y C<sub>7</sub>, respectivamente:

$$S_{11}^{L_1} = \frac{A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}}{1 - A_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}} = C_4, \tag{51}$$

$$S_{22}^{L_2} = \frac{B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}}{1 - B_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}} = C_5 , \qquad (52)$$

$$S_{11}^{L_2} = \frac{A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}}{1 - A_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}} = C_6 , \qquad (53)$$

$$S_{22}^{L_1} = \frac{B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}}{1 - B_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}} = C_7.$$
 (54)

Si se toma en cuenta que los conectores están bien adaptados a  $50\Omega$  se puede hacer la siguiente consideración:

$$1 >> A_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2\gamma \cdot l_1}, \tag{55}$$

$$1 \gg B_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2\cdot \gamma \cdot l_1}, \tag{56}$$

$$1 >> A_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}, \tag{57}$$

$$1 >> B_{22} \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2} \,. \tag{58}$$

Por lo tanto, las ecuaciones (51), (52), (53) y (54) quedan de la siguiente manera:

$$A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1} = C_4, \tag{59}$$

$$B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2\gamma \cdot l_2} = C_5, \tag{60}$$

$$A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2} = C_6, \tag{61}$$

$$B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2\cdot \gamma \cdot l_1} = C_7. \tag{62}$$

Calculando la relación del  $S_{11}$  correspondiente a las dos líneas  $L_1$  y  $L_2$   $\frac{C_6}{C_4}$  se tiene:

$$\frac{C_6}{C_4} = \frac{A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2\cdot \gamma \cdot l_2}}{A^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2\cdot \gamma \cdot l_1}},\tag{63}$$

Resolviendo para  $\gamma$  en la ecuación (63) se tiene:

$$\gamma = \frac{1}{2(l_2 - l_3)} \ln \left(\frac{C_6}{C_4}\right). \tag{64}$$

Por otra parte, la relación del  $S_{22}$  correspondiente a las dos líneas  $L_1$  y  $L_2$   $\frac{C_5}{C_7}$  se expresa como:

$$\frac{C_5}{C_7} = \frac{B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}}{B^2 \cdot \Gamma \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}},\tag{65}$$

Resolviendo para γ en la ecuación (65) se tiene:

$$\gamma = \frac{1}{2(l_2 - l_3)} \ln \left( \frac{C_5}{C_7} \right). \tag{66}$$

El valor promedio que resulta de las ecuaciones (64) y (66) se toma como el valor final para la constante de propagación  $\gamma$ .

### IV.2 Resultados experimentales empleando el método de Gronau.

En esta sección se presenta la determinación experimental de la constante de propagación  $\gamma$  empleando el método de Gronau para líneas de microcinta terminadas en circuito abierto (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =8.5,  $l_2$ =3.5 cms). Las mediciones de los parámetros [S] de estos elementos se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa. En la figura (28) se muestra la determinación

experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  empleando el método de Gronau. En la figura (29) se muestra la determinación experimental de la atenuación  $\alpha$  en dB/cm empleando este mismo método. Como se puede apreciar en la figura (27) las líneas de microcinta empleadas en este ejemplo para el cálculo experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  presentan muchas pérdidas conforme la frecuencia aumenta. Estas líneas como ya se mencionó anteriormente, son líneas muy económicas y están construidas en un substrato (FR4) no de gran calidad. Es por eso que presentan muchas pérdidas conforme aumenta la frecuencia

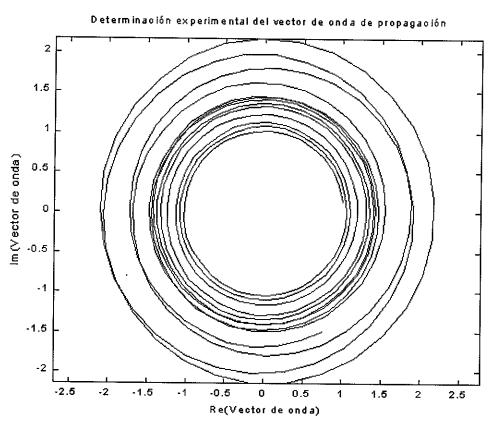


Figura 28) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo (Método de Gronau) empleando líneas de microcinta terminadas en abierto (substrato: FR4;  $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$ =8.5,  $l_2$ =3.5 cms)

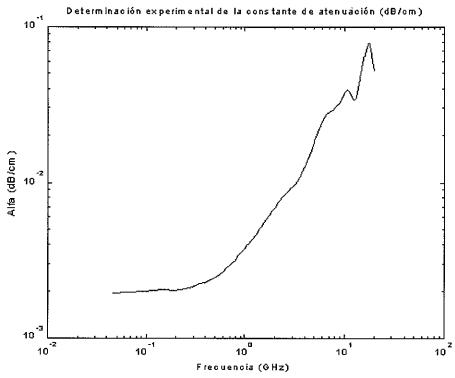


Figura 29) Determinación experimental de la constante de atenuación a a partir de mediciones en el dominio del tiempo (Método de Gronau) empleando líneas de microcinta terminadas en abierto (substrato: FR4;  $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $I_1$ =8.5,  $I_2$ =3.5 cms)

En la figura (30) se muestra la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\rm eff}$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo empleando el método de Gronau. Como se puede apreciar en la figura (30) las líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =8.5,  $l_2$ =3.5 cms) que se emplean en este ejemplo son muy dispersivas conforme aumenta la frecuencia. Esto se debe a que como se comentó anteriormente, las líneas de microcinta presentan un modo híbrido de propagación (no homogéneo) donde interviene el aire y el material dieléctrico donde se construye el conductor.

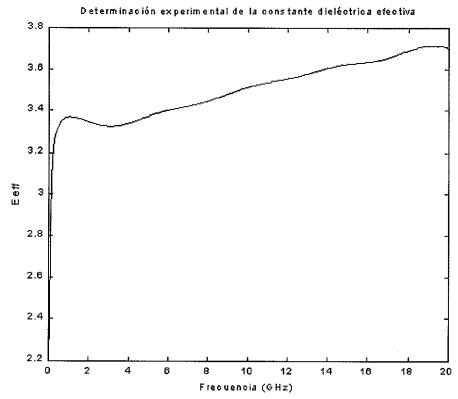


Figura 30) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo (Método de Gronau) empleando líneas de microcinta terminadas en abierto (substrato: FR4;  $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$ =8.5,  $l_2$ =3.5 cms)

# IV.3 Determinación de la constante de propagación empleando el método de dos líneas (L-L) a partir de mediciones en el dominio del tiempo.

Uno de los objetivos principales de este trabajo de tesis es el de comparar los métodos de medición en el dominio del tiempo con los métodos frecuenciales [Reynoso A., 2001]. En este caso basándose en el método de Gronau se emplean dos líneas de transmisión de longitud L<sub>1</sub> y L<sub>2</sub> respectivamente, insertadas en transiciones. Es importante mencionar que son las mismas líneas que se utilizaron en los métodos frecuenciales y se miden en transmisión en el dominio del tiempo. En este método a diferencia de los métodos frecuenciales, se hace la consideración de que las líneas a

utilizar son no reflectoras, es decir, que tienen una impedancia  $Z=50\Omega$  en toda la banda a medir. En la figura (31) se muestra el modelo en parámetros [S] de las líneas de transmisión que se utilizan en este método.

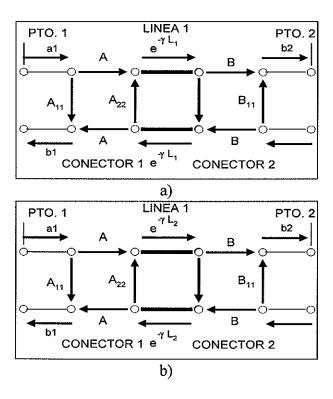


Figura 31) Modelo en parámetros [S] de una línea de transmisión no reflectora insertada en transiciones a) línea 1. b) línea 2.

Para medir en transmisión cada una de las líneas mostradas en la figura (31) es necesario aplicar un "gating" (filtro pasabandas en el dominio del tiempo) al pulso provocado por la energía transmitida del puerto 1 al puerto 2, como se muestra en la figura (32).

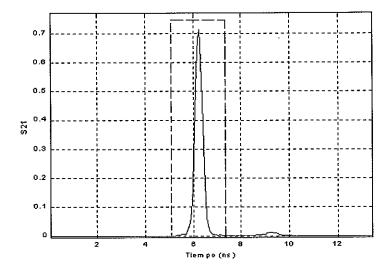


Figura 32) Respuesta del  $S_{21}$  en el dominio del tiempo y el filtro (gate) apropiado para medir la señal transmitida del puerto 1 al puerto 2 de la figura (42).

Transformando los resultados obtenidos en el dominio del tiempo aplicando el "gating" en la línea  $L_1$  y en la línea  $L_2$  se obtienen los valores medidos  $C_1$  y  $C_2$  respectivamente:

$$S_{21}^{L_1} = \frac{A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}{1 - A_{22} \cdot B_{22} \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}} = C_1, \tag{67}$$

$$S_{21}^{L_2} = \frac{A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_2}}{1 - A_{22} \cdot B_{22} \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_2}} = C_2.$$
 (68)

De igual manera que en el método de Gronau, si se toma en cuenta que los conectores están bien adaptados a 50  $\Omega$  se hace la siguiente consideración:

$$1 >> A_{22} \cdot B_{22} \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot l_1}, \tag{69}$$

$$1 >> A_{22} \cdot B_{22} \cdot e^{-2\gamma \cdot l_2} \,. \tag{70}$$

Por lo tanto, las ecuaciones (67) y (68) quedan de la siguiente manera:

$$A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_1} = C_1 \,, \tag{71}$$

$$A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_2} = C_2. \tag{72}$$

Calculando la relación  $\frac{C_1}{C_2}$  se tiene:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}{A \cdot B \cdot e^{-\gamma \cdot l_2}},\tag{73}$$

Resolviendo para γ en la ecuación (73) se tiene:

$$\gamma = \frac{1}{\left(l_2 - l_1\right)} \ln \left(\frac{C_1}{C_2}\right). \tag{74}$$

IV.4 Resultados y comparación del método de dos líneas a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método frecuencial propuesto por [Reynoso A., 2001].

En esta sección se presentan algunos ejemplos de aplicación de la determinación experimental de la constante de propagación γ empleando el método L-L a partir de

mediciones en el dominio del tiempo utilizando las mismas líneas de microcinta que se emplearon para determinar la constante de propagación en el dominio frecuencial. Las mediciones de los parámetros [S] de estos elementos se llevaron a cabo en el analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa. En las siguientes gráficas se presenta una comparación de la determinación experimental de la constante de propagación γ a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el mejor método frecuencial [Reynoso A., 2001] ya descrito en las secciones anteriores. En las figuras (33) y (34) se muestra la determinación experimental del vector de onda de propagación Λ empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo y el método propuesto por [Reynoso A., 2001] respectivamente.

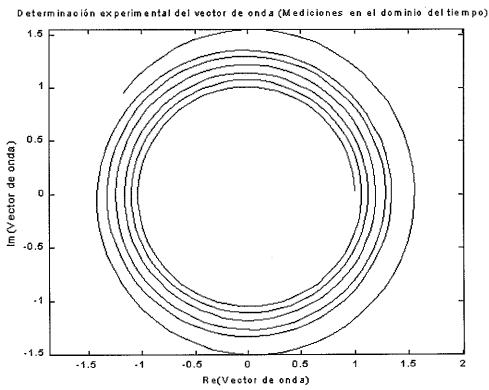
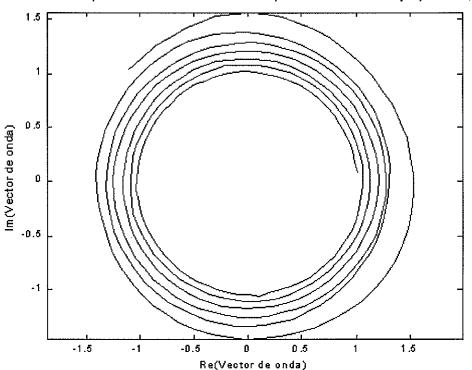


Figura 33) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ) a partir de mediciones en el dominio del tiempo (substrato: FR4,  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)



Determinación experimental del vector de onda empleando el método de [Reynoso A., 2001]

Figura 34) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$ , empleando líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ) a partir del método de [Reynoso A., 2001] ( $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (35) se muestra una comparación de la determinación experimental de la atenuación  $\alpha$  en dB/cm empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método de [Reynoso A., 2001]. Como se puede apreciar en la figura (33) la constante de atenuación  $\alpha$  determinada con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo tiene menos rizo que la constante de atenuación  $\alpha$  determinada con el método propuesto por [Reynoso A., 2001]. Aún sin embargo, existe una gran diferencia entre estos dos métodos. La constante de propagación que calcula [Reynoso A., 2001] asume que la impedancia de las líneas de transmisión es desconocida a diferencia del método en el dominio del tiempo que necesita hacer la consideración de que la impedancia de las líneas de transmisión y los conectores son  $50\Omega$  en toda la banda a medir.

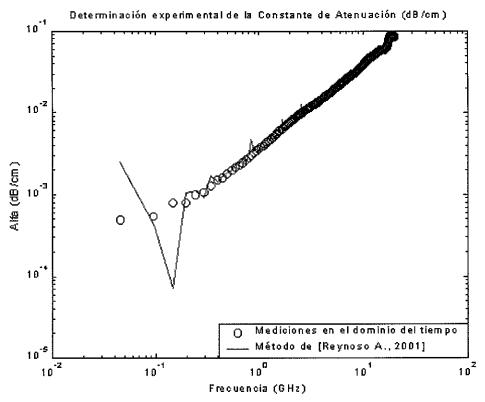


Figura 35) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método frecuencial [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (36) se muestra la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método de [Reynoso A., 2001]. Como se puede apreciar en la figura (36), los resultados que se obtienen al calcular la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo y con el método de [Reynoso A., 2001] para este ejemplo de aplicación son muy similares.

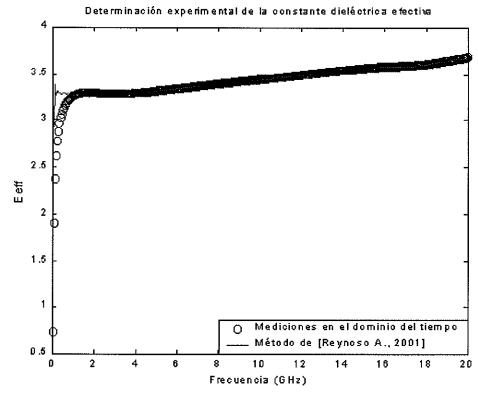


Figura 36) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{\rm eff}$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=50 $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En las figuras (37) y (38) se muestra otro ejemplo de la determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo y el método de [Reynoso A., 2001] respectivamente. En este ejemplo se emplean líneas de 75  $\Omega$  (substrato: FR4, Zo=75 $\Omega$ ,  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms). Esto con la finalidad de verificar experimentalmente si estos métodos funcionan para líneas de cualquier impedancia.

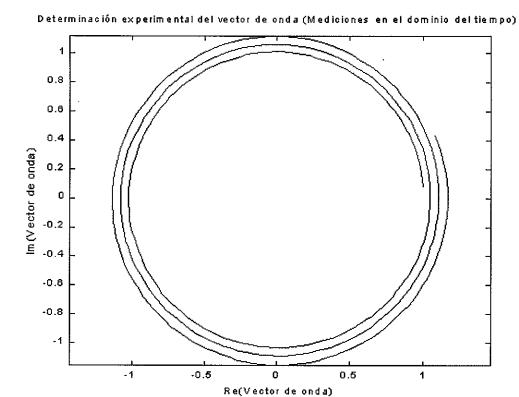


Figura 37) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  para líneas de microcinta (Zo=75  $\Omega$ ) a partir de mediciones en el dominio del tiempo (substrato: FR4,  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

Determinación experimental del vector de onda empleando el método de [Reynoso A., 2001]

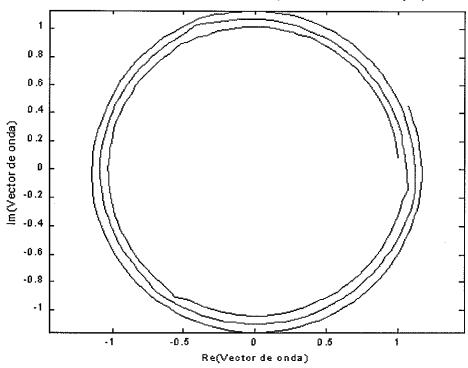


Figura 38) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  para líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=75 $\Omega$ ) a partir del método de [Reynoso A., 2001] ( $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (39) se muestra la determinación experimental de la atenuación α en dB/cm empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo y el método de [Reynoso A., 2001] utilizando las líneas mencionadas anteriormente. Como se puede apreciar en la figura (37), la constante de atenuación α determinada con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo presenta menos rizo que la constante de atenuación α determinada con el método propuesto por [Reynoso A., 2001]. Sin embargo, de acuerdo a las hipótesis y consideraciones que se realizan en el método L-L empleando mediciones en el dominio del tiempo, existe una gran diferencia entre estos dos métodos. La diferencia más notable entre estos dos métodos es que el método de [Reynoso A., 2001] calcula la constante de propagación tomando en cuenta las reflexiones de la línea y el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo calcula la constante de propagación sin tomar en cuenta estas reflexiones.

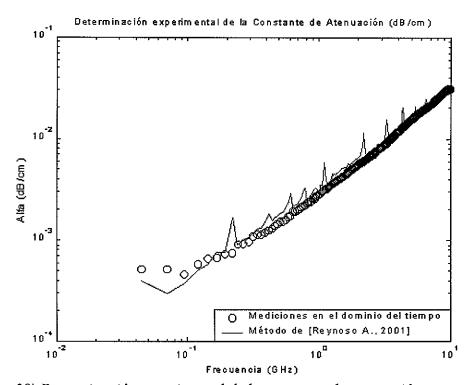


Figura 39) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método de [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=75 $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (40) se muestra la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método de [Reynoso A., 2001] utilizando las líneas mencionadas anteriormente. Como se puede apreciar en la figura (40) la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  determinada con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo presenta menos rizo que la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  determinada con el método propuesto por [Reynoso A., 2001]. Como se mencionó anteriormente, existe una gran diferencia entre estos dos métodos. La constante de propagación que se calcula con el método de [Reynoso A., 2001] asume que la impedancia de las líneas es desconocida, mientras el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo asume que la impedancia de las líneas son  $50\Omega$  en toda la banda a medir.

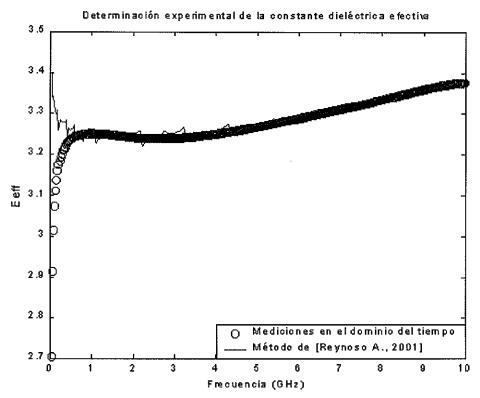


Figura 40) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon$ eff) a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta (substrato: FR4; Zo=75  $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En las figuras (41) y (42) se muestra otro ejemplo de la determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$  empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo y el método de [Reynoso A., 2001] respectivamente. En este ejemplo se emplean líneas de  $60\Omega$  (substrato: FR4, Zo= $60\Omega$ ,  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms). Comparando las figuras (41) y (42), se puede observar una mayor diferencia utilizando líneas diferentes a  $50\Omega$ , en este caso son de  $60\Omega$ . Como se aprecia el método de [Reynoso A., 2001] presenta mas rizo que el método L-L que emplea mediciones en el dominio del tiempo.

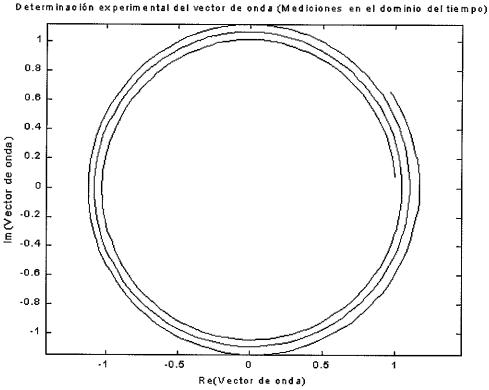


Figura 41) Determinación experimental del vector de onda de propagación ( $\Lambda$ ) empleando líneas de microcinta (substrato: FR4; Zo=60  $\Omega$ ) a partir de mediciones en el dominio del tiempo ( $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

Determinación experimental del vector de onda empleando el método de [Reynoso A., 2001]

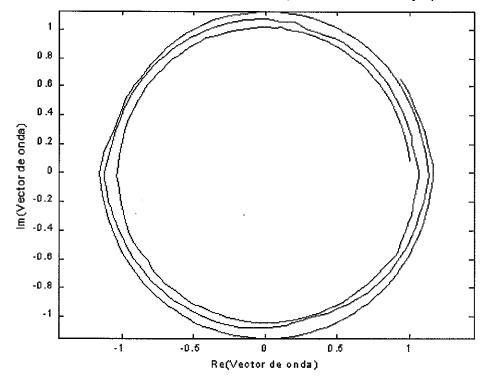


Figura 42) Determinación experimental del vector de onda de propagación  $\Lambda$ , empleando líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=60 $\Omega$ ) a partir del método de [Reynoso A., 2001] ( $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (43) se muestra la comparación de la determinación experimental de la atenuación  $\alpha$  en dB/cm empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método de [Reynoso A., 2001] utilizando las líneas mencionadas anteriormente. Como se puede apreciar en la figura (43) la constante de atenuación  $\alpha$  determinada con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo presenta menos rizo que la constante de atenuación  $\alpha$  determinada con el método propuesto por [Reynoso A., 2001].

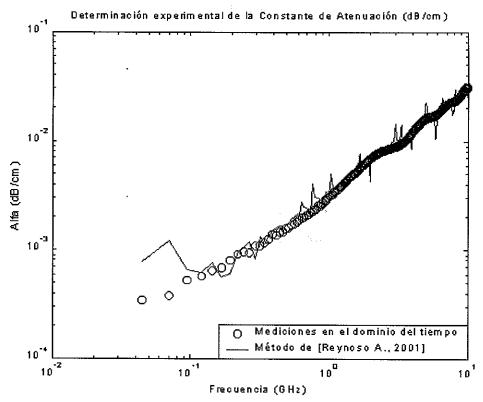


Figura 43) Determinación experimental de la constante de atenuación  $\alpha$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método de frecuencial [Reynoso A., 2001] con líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=60 $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

En la figura (44) se muestra un ejemplo de la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  empleando el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo con el método de [Reynoso A., 2001] utilizando líneas de  $60\Omega$  (substrato: FR4, Zo= $60\Omega$ ,  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms). Como se puede apreciar en la figura (44) la constante dieléctrica efectiva  $\varepsilon_{eff}$  determinada con el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo tiene una mejor respuesta en frecuencia que el método propuesto por [Reynoso A., 2001].

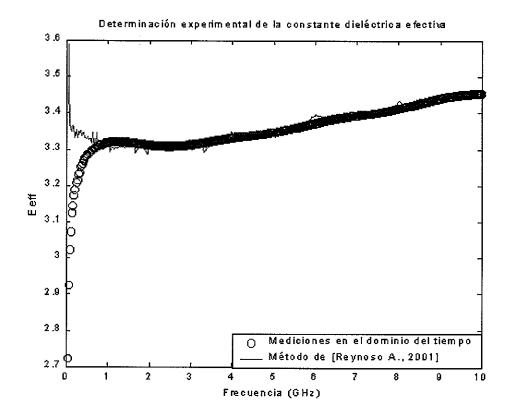


Figura 44) Determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\rm eff}$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo y empleando el método frecuencial [Reynoso A., 2001] para líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=60 $\Omega$ ;  $l_1$ =5,  $l_2$ =10 cms)

Como se puede apreciar en las gráficas anteriores el método de dos líneas L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo describe mejor los parámetros de una línea de transmisión (atenuación  $\alpha$ , constante dieléctrica efectiva seff, etc.) que el método propuesto por [Reynoso A., 2001]. Aún sin embargo, como ya se mencionó anteriormente, existe una gran diferencia entre estos dos métodos. La constante de propagación que se calcula empleando el método de [Reynoso A., 2001] asume que la impedancia de las líneas de transmisión es desconocida, es decir, se obtiene sin hacer ninguna consideración a diferencia del método de mediciones en el dominio del tiempo que necesita hacer la consideración de que la impedancia de las líneas de transmisión y los conectores son  $50\Omega$  en toda la banda a medir.

# V COMPARACIÓN DE METODOS EXPERIMENTALES CON METODOS EMPIRICOS PARA EL CALCULO DE LA CONSTANTE DE PROPAGACIÓN.

En los capítulos anteriores se estudiaron métodos experimentales para el cálculo de la constante de propagación y empleando mediciones ya sea en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. En este capítulo se presenta una comparación de estos métodos obtenidos experimentalmente con métodos empíricos para la determinación de la constante de propagación y. Esto tiene la finalidad de verificar si existe una congruencia entre estos métodos experimentales ( Método de [Reynoso A., 2001] contra el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo) con los métodos empíricos, los cuales obtienen los parámetros eléctricos (constante dieléctrica efectiva, atenuación, etc) de la línea a partir de sus propiedades físicas y dimensiones geométricas. En este caso vamos a comparar la constante dieléctrica efectiva obtenida con el método experimental propuesto por [Reynoso A., 2001] con los métodos empíricos de Kirsching & Jansen [1982] y de Kobayashi [1998]. Estos métodos son estudiados a detalle y descritos en la tesis de doctorado [Medina, 1994]. La constante dieléctrica efectiva en función de la frecuencia  $\varepsilon_{eff}(f)$  empleando los métodos empíricos de Kirschning & Jansen [1982] y Kobayashi [1998] se calcula por una expresión propuesta originalmente por Getsinger [1973] como:

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + P} \tag{75}$$

donde ε<sub>eff</sub> es la constante dieléctrica efectiva en el modo quasi-estático, P es un polinomio dado por Kirschning y Jansen [1982] como:

$$P = P_1 P_2 \cdot \left[ \left( 0.1844 + P_3 P_4 \right) \cdot 10 \cdot fh \right]^{1.5763} \tag{76}$$

donde f es la frecuencia de operación, h es el espesor del substrato y P<sub>1</sub> a P<sub>4</sub> se obtienen de:

$$P_1 = 0.27488 + \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}}\right] \left(\frac{w}{h}\right) - 0.065683e^{-8.7513} \left(\frac{w}{h}\right)$$
(77)

$$P_2 = 0.33622 \left[ 1 - e^{-0.03442 \cdot \varepsilon r} \right] \tag{78}$$

$$P_3 = 0.0363 e^{-4.6 \cdot \left(\frac{w}{h}\right)} \cdot \left[1 - e^{-\left(\frac{fh}{13.87}\right)^{4.97}}\right]$$
 (79)

$$P_4 = 1 + 2.751 \cdot \left[ 1 - e^{-\left(\frac{\varepsilon r}{15.916}\right)^8} \right]$$
 (80)

donde w es el ancho del conductor.

Por otro lado Kobayashi [1998] calcula la constante dieléctrica efectiva utilizando un coeficiente P diferente al de Kirschning & Jansen [1982] y se obtiene por:

$$P = \left(\frac{f}{f_{50}}\right)^m \tag{81}$$

donde f es la frecuencia de operación, f<sub>50</sub> es la frecuencia donde ocurre el 50 % de la dispersión y el exponente m se calcula con:

$$m = m_o \cdot m_c \tag{82}$$

donde m<sub>o</sub> y m<sub>c</sub> se obtienen con:

$$m_o = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{w/h}}\right)^3$$
 (83)

$$m_{c} = \begin{cases} = 1 & w/h \ge 0.7 \\ = 1 + \frac{1.4}{[1 + w/h]} \left\{ 0.15 - 0.235 e^{\left(\frac{-0.45 f}{f50}\right)} \right\} & w/h \le 0.7 \end{cases}$$
(84)

mientras que  $f_{50}$  se calcula por:

$$f_{50} = \frac{fk}{0.75 + \left(0.75 - \frac{0.332}{\varepsilon r^{1.73}}\right) \cdot \left(w/h\right)}$$
(85)

y finalmente se calcula fk utilizando la siguiente ecuación:

$$fk = \frac{c \cdot tan^{-1} \left[ \varepsilon r \sqrt{\frac{\varepsilon eff - 1}{\varepsilon r - \varepsilon eff}} \right]}{2\pi h \sqrt{\varepsilon r - \varepsilon eff}}$$
(86)

En esta sección también se compara la constante de atenuación  $\alpha$  obtenida con el método experimental propuesto por [Reynoso A., 2001] con la atenuación obtenida de manera empírica de acuerdo al trabajo reportado por [Verma, 1998]. En la figura (43) se muestra la determinación de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\rm eff}$  con el método experimental [Reynoso A., 2001] y los métodos empíricos (Kirsching & Jansen [1982] y Kobayashi [1998]) utilizando líneas de microcinta (substrato: FR4, Zo=50 $\Omega$ ,  $l_1$ = 5,  $l_2$ = 10 cms)

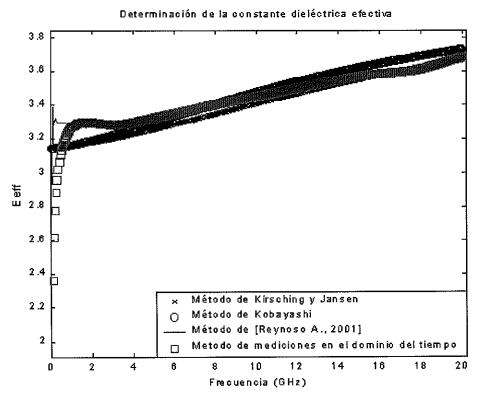


Figura 45) Comparación de la determinación experimental de la constante dieléctrica efectiva obtenida con los métodos experimentales [Reynoso A., 2001 y mediciones en el dominio del tiempo] con los métodos empíricos (Kirsching & Jansen [1982] y Kobayashi [1998])

En la figura (46) se muestra la determinación de la constante de atenuación  $\alpha$  con el método experimental [Reynoso A., 2001] y el método empírico [Verma, 1998] utilizando las líneas de microcinta mencionadas anteriormente. Las mediciones de los parámetros [S] de estas líneas se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa. Estas líneas de transmisión en microcinta tienen las siguientes propiedades físicas: espesor del substrato (h=0.163 cms), ancho de la línea (w=0.258826), constante dieléctrica relativa ( $\epsilon$ r=4.5), las cuales se emplearon para determinar la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\rm eff}$  y la constante de atenuación  $\alpha$  con los métodos empíricos Kirsching & Jansen [1982] y Kobayashi [1998] así como el reportado por [Verma, 1998]. Como se puede apreciar en las figuras (45) y (46), existe una congruencia entre los métodos empíricos y los métodos experimentales para el cálculo de la constante de propagación y presentados anteriormente.

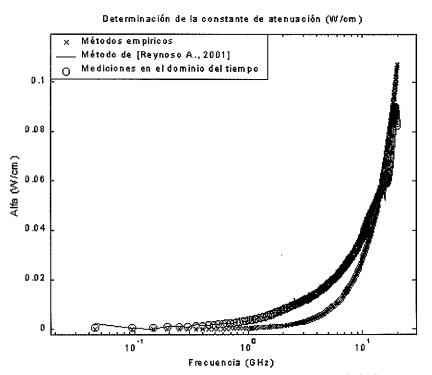


Figura 46) Comparación de la determinación experimental de la constante de atenuación α obtenida con los métodos experimentales [Reynoso A., 2001 y mediciones en el dominio del tiempo] con el método empírico presentado por [Verma 1998].

# VI DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA $\mathbf{Z_L}$ DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN INSERTADAS EN TRANSICIONES.

En este capítulo se presenta la determinación experimental de la impedancia característica  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones. Los métodos que se presentan a continuación se basan en el conocimiento de la constante de propagación  $\gamma$  a partir del método que propone [Reynoso A., 2001], ya que como se estudió en las secciones anteriores, este método frecuencial es el que mejor calcula la constante de propagación de líneas de transmisión insertadas en transiciones asumiendo que la impedancia característica  $Z_L$  de estas líneas es desconocida. Estos métodos requieren para implementarse dos líneas de transmisión de igual impedancia pero de longitud diferente  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente, como se muestra en la figura (47).

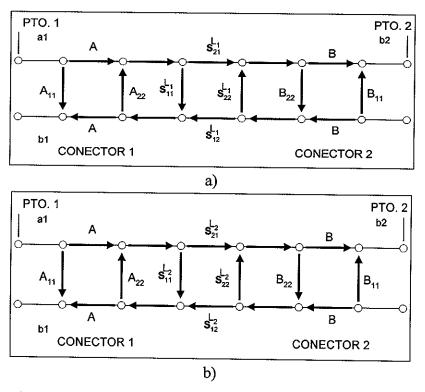


Figura 47) Modelo en parámetros [S] de una línea de transmisión insertada en transiciones de impedancia característica ( $Z_L$ ) a) línea 1, b) línea 2.

En la figura (47) se muestra el modelo en parámetros [S] de las líneas de transmisión insertadas en transiciones de impedancia característica  $Z_L$  que se requieren para implementar cada uno de los métodos, donde los parámetros  $A_{11}$ ,  $A_{12}$ ,  $A_{21}$ ,  $A_{22}$ ,  $B_{11}$ ,  $B_{12}$ ,  $B_{21}$  y  $B_{22}$  representan los parámetros [S] de los conectores 1 y 2 respectivamente y que son necesarios para conectar la línea de microcinta con la línea coaxial del analizador de redes. Como los conectores son elementos pasivos, los parámetros [S]  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  y  $B_{12}$ ,  $B_{21}$  son iguales respectivamente y en lo sucesivo se identifican como A o B ( $A_{12} = A_{21} = A$  y  $B_{12} = B_{21} = B$ ). Los métodos que se presentan para la determinación experimental de la impedancia característica ( $Z_L$ ) de líneas de transmisión insertadas en transiciones son: el método a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia, el cual se explica a continuación y un método "mixto" que utiliza tanto mediciones en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo, el cual se explica más adelante.

### VI.1 Determinación de la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia.

Este método se lleva a cabo haciendo la consideración de que los conectores de la línea están bien adaptados a 50  $\Omega$  como se explica a continuación. Empleando el modelo en parámetros [S] de una línea de transmisión insertada en transiciones de impedancia característica  $Z_L$  como se muestra en la figura (45), se tiene que la señal transmitida, o bien el  $S_{21}$  medido para las líneas 1 y 2 en configuración mostrada en la figura es como se indica en las ecuaciones (87) y (88) respectivamente:

$$S_{21}^{m_1} = \frac{A \cdot B \cdot S_{21}^{L_1}}{1 - A_{22} \cdot S_{11}^{L_1} - B_{22} \cdot S_{11}^{L_1} + A_{22} \cdot B_{22} \cdot \det[S^{L_1}]},$$
(87)

$$S_{21}^{m_2} = \frac{A \cdot B \cdot S_{21}^{L_2}}{1 - A_{22} \cdot S_{11}^{L_2} - B_{22} \cdot S_{11}^{L_2} + A_{22} \cdot B_{22} \cdot \det[S^{L_2}]},$$
(88)

donde:

$$\det\left[S^{L_i}\right] = S_{11}^{L_i} S_{22}^{L_i} - S_{21}^{L_i} S_{12}^{L_i}; \quad i=1,2.$$
(89)

 $m_1$ : significa que se obtiene a partir de mediciones de la línea de longitud  $L_1$ .  $m_2$ : significa que se obtiene a partir de mediciones de la línea de longitud  $L_2$ .

Como se puede observar en las ecuaciones (87) y (88) para poder calcular la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia, es necesario conocer los parámetros  $A_{22}$  y  $B_{22}$ . Estos parámetros son imposibles de calcular, hasta este momento, utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia asumiendo que la impedancia característica ( $Z_L$ ) de las líneas es desconocida. Los parámetros  $A_{22}$  y  $B_{22}$  pueden ser despreciables si los conectores de la línea están bien adaptados a 50  $\Omega$ . Haciendo esta consideración, es decir, eliminando los términos  $A_{22}$  y  $B_{22}$  las ecuaciones (87) y (88) quedan de la siguiente manera respectivamente:

$$S_{21}^{m_1} = A \cdot B \cdot S_{21}^{L_1}, \tag{90}$$

$$S_{21}^{m_2} = A \cdot B \cdot S_{21}^{L_2}, \tag{91}$$

donde el parámetro  $S_{21}$  de la línea 1 y 2 ( $S_{21}^{LI}$ ; i=1,2) en función del coeficiente de reflexión de la línea  $\Gamma$  y la constante de propagación  $\gamma$  es como se indica a continuación:

$$S_{21}^{Li} = \frac{1 - \Gamma^2}{e^{\gamma li} - \Gamma^2 e^{-\gamma li}} \; ; \; i=1,2 \; .$$
 (92)

Calculando la relación  $\frac{S_{21}^{m_1}}{S_{21}}$  se tiene lo siguiente:  $S_{21}$ 

$$R = \frac{S_{21}^{m_1}}{S_{21}} = \frac{S_{21}^{L_1}}{S_{21}^{L_2}} = \frac{e^{\gamma \cdot l_2} - \Gamma^2 \cdot e^{-\gamma \cdot l_2}}{e^{\gamma \cdot l_1} - \Gamma^2 \cdot e^{-\gamma \cdot l_1}}.$$
 (93)

Despejando el coeficiente de reflexión de la línea  $\Gamma$  en la ecuación (93) se obtiene lo siguiente:

$$\Gamma = \pm \sqrt{\frac{R \cdot e^{\gamma(l_1 - l_2)} - 1}{R \cdot e^{-\gamma(l_1 - l_2)} - 1}} \cdot e^{\gamma \cdot l_2}.$$
 (94)

La impedancia característica  $Z_L$  de la línea de transmisión en función del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  se calcula mediante la siguiente expresión:

$$Z_L = \left(\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}\right) \cdot Z_0. \tag{95}$$

donde:

 $Z_0$  = impedancia de referencia.

### VI.1.1 Determinación experimental de la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones empleando mediciones en el dominio de la frecuencia.

Para determinar la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones empleando este método, básicamente se tienen dos problemas que se deben resolver y que a continuación se indican:

- 1. Como se puede apreciar en la ecuación (94) se tienen dos posibles soluciones para el cálculo de la impedancia de la línea, como se muestra en las figuras (48) y (49).
- 2. Si la diferencia en longitud de las dos líneas a utilizar (l<sub>2</sub>-l<sub>1</sub>) es muy grande existen indeterminaciones en la ecuación (94) las cuales se reflejan como unos pequeños "picos" en la determinación de la impedancia, como se muestra en las figuras (48) y (49).

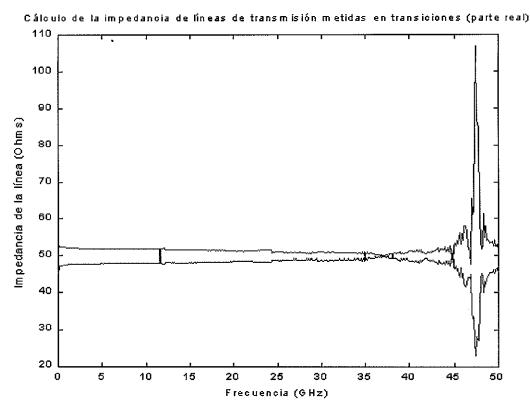


Figura 48) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$  = 0.1178,  $l_2$  = 0.2410 cms)

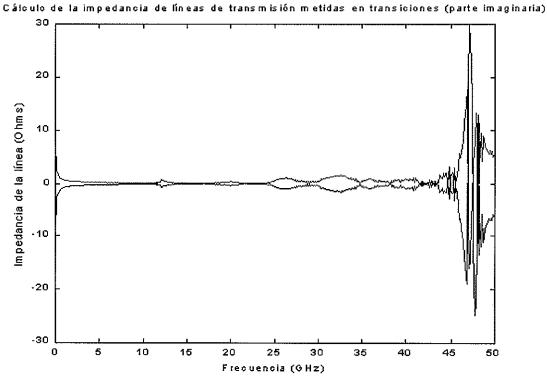


Figura 49) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$  = 0.1178,  $l_2$  = 0.2410 cms)

Para solucionar los dos problemas mencionados anteriormente se hace lo siguiente:

- 1. La constante dieléctrica efectiva es el parámetro que nos indica que tan dispersiva es una línea de transmisión por lo que para escoger la impedancia resultante de las dos posibles soluciones se basa en el comportamiento de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$  de estas líneas.
- 2. Las indeterminaciones en la ecuación (94) se presentan cada 180° de la longitud eléctrica de la línea, por lo que para solucionar este problema se escogen las líneas de manera que  $l_2$ - $l_1$  < 180° esto se puede observar en la determinación del vector de onda de propagación (exp( $l_2$ - $l_1$ )) como se muestra en la figura (50).

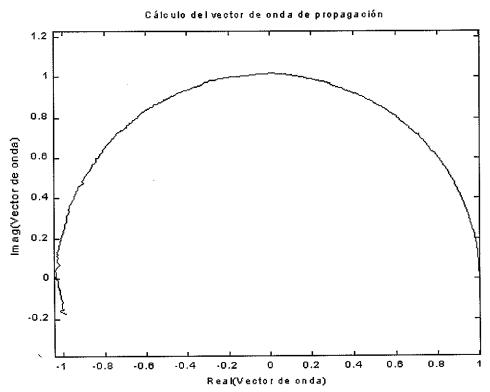


Figura 50) Determinación experimental del vector de onda de propagación ( $\exp(l_2-l_1)$ ), ( $Z_0=50\Omega$ ;  $l_1=0.1178, l_2=0.2410$  cms)

Como se puede apreciar en la figura (50) el vector de onda de propagación cruza apenas por 180°, que es en donde se tiene la indeterminación en la ecuación (94) y el "pico" en las figuras (48) y (49). A continuación se presentan algunos ejemplos de la determinación experimental de la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones empleando el método descrito anteriormente, donde se da solución a los problemas ya citados anteriormente. En las figuras (49) y (50) se muestra la determinación experimental de la impedancia característica ( $Z_L$ ) empleando el método descrito anteriormente utilizando líneas de microcinta ( $I_1$ =0.1178,  $I_2$ =0.2410 cms del Kit CM05), las cuales se encuentran insertadas en unas transiciones coplanares. Estas transiciones coplanares están bien adaptadas a 50 $\Omega$  o bien no son muy dispersivas con la frecuencia. Las mediciones de los parámetros [S] de estos estándares se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa.

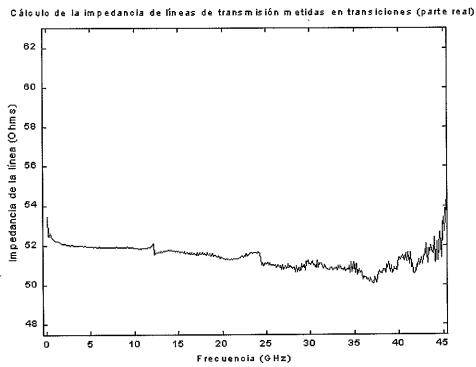


Figura 51) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Zo=50~\Omega;~l_1=0.1178,l_2=0.2410~cms$ )

10 9 Impedancia de la línea (Ohms) 3 1 0

Cálculo de la impedancia de líneas de transmisión metidas en transiciones (parte imaginaria)

Figura 52) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ;  $l_1$  = 0.1178,  $l_2 = 0.2410 \text{ cms}$ 

Frequencia (GHz)

25

30

35

40

20

15

5

10

En las figuras (53) y (54) se muestra la determinación experimental de la impedancia característica (Z<sub>L</sub>) a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia utilizando unas líneas de microcinta construidas en Francia (Zo=75Ω, l<sub>1</sub>=0.2, l<sub>2</sub>=0.4 cms) las cuales se encuentran al igual que el ejemplo anterior, insertadas en unas transiciones coplanares. Estas transiciones coplanares están bien adaptadas a 50  $\Omega$  o bien no son muy dispersivas con la frecuencia. Por lo tanto este método a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia puede ser aplicado para calcular la impedancia de las líneas anteriormente mencionadas. Las mediciones de los parámetros [S] de estos estándares se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) con calibración previa.

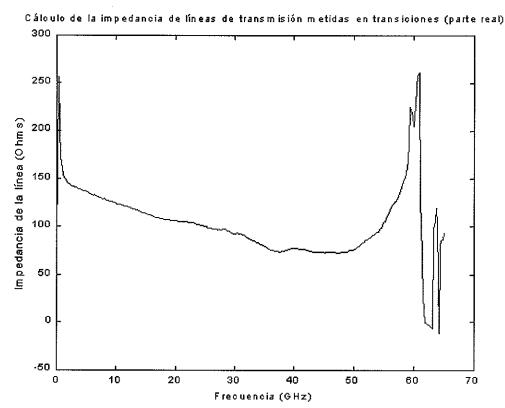


Figura 53) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =75 $\Omega$ ,  $l_1$  = 0.2,  $l_2$  = 0.4 cms)

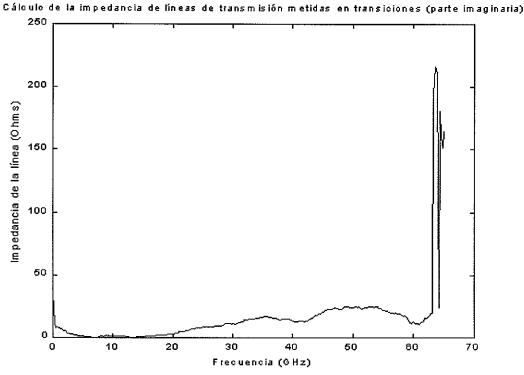


Figura 54) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta ( $Z_0$ =75  $\Omega$ ;  $l_1$  = 0.2,  $l_2$  = 0.4 cms)

Con los resultados experimentales mostrados en las figuras (49) a la (52) se puede observar que "es posible" calcular la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones cuando estas transiciones están bien adaptadas a  $50\Omega$ . No estamos diciendo que la impedancia obtenida con este método sea la correcta, solo que es posible medir la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones cuando estas transiciones están bien adaptadas a  $50\Omega$ . Además, se puede determinar que la constante de propagación cumple un papel fundamental en el cálculo de la impedancia de estas líneas y el estudio teórico-experimental de la constante de propagación que se ha hecho ha sido el adecuado.

VI.2 Determinación de la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo (método "mixto").

El método que se presenta a continuación para el cálculo de la impedancia de líneas de transmisión  $Z_L$  insertadas en transiciones se basa en las dos siguientes propiedades:

- a) La determinación de la constante de propagación asumiendo que la impedancia de las líneas es desconocida. En este caso emplearemos el método frecuencial [Reynoso A.,
   2001] ya explicado en las secciones II y III.
- b) El conocimiento de los parámetros A<sub>11</sub> y B<sub>11</sub> los cuales se obtienen a partir de mediciones en el dominio del tiempo como se explica en la sección precedente.

## VI.2.1 Determinación de los parámetros $A_{11}$ y $B_{11}$ a partir de mediciones en el dominio del tiempo.

En esta sección se presenta la determinación de los parámetros A<sub>11</sub> y B<sub>11</sub> a partir de mediciones en el dominio del tiempo. La longitud de las líneas a utilizar en este método debe ser la adecuada para que no exista interacción entre las reflexiones de ambos conectores en el dominio del tiempo, como se muestra en la figura (55). La figura (55) muestra un ejemplo de los coeficientes de reflexión S<sub>11</sub> y S<sub>22</sub> en el dominio del tiempo medidos en los puertos 1 y 2 del analizador de redes para líneas de

impedancia ( $Z_L$ ) desconocida insertadas en transiciones que se utilizan en este método. Si la distancia entre las reflexiones producidas por ambos conectores es lo suficientemente grande, no existe interacción entre las reflexiones y cada reflexión puede ser medida separadamente. Transformando los resultados obtenidos en el dominio del tiempo aplicando el "gating" en el primer pulso, como se muestra en la figura (55) en los puertos 1 y 2 del analizador se tienen los valores medidos de  $A_{11}$  y  $B_{11}$  respectivamente.

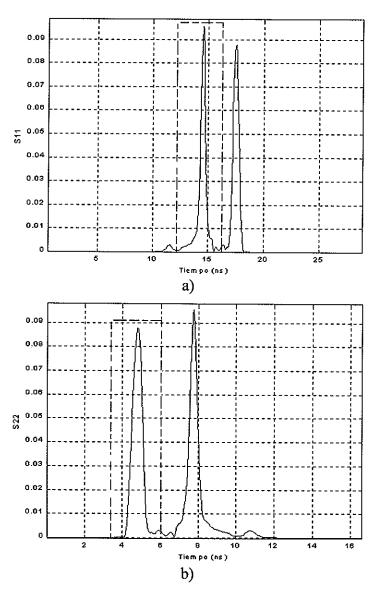


Figura 55) Respuesta en el dominio del tiempo de una línea de transmisión insertada en transiciones de impedancia característica  $Z_L$ . a)  $S_{11}$  (puerto 1), b)  $S_{22}$  (puerto 2).

Una vez que se obtienen los valores de los parámetros  $A_{11}$  y  $B_{11}$  a partir de mediciones en el dominio del tiempo, se sigue la metodología que se presenta a continuación para el cálculo de la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones.

Escribiendo la matriz de parámetros [T] de la estructura completa mostrada en la figura (47) para la línea 1 y 2 respectivamente se tiene:

$$T_1 = T_A T_{L1} T_B, \qquad (96)$$

$$T_2 = T_A T_{L2} T_B$$
. (97)

T<sub>A</sub> es la matriz de parámetros [T] del conector 1 en la figura (61).

T<sub>B</sub> es la matriz de parámetros [T] del conector 2 en la figura (61).

T<sub>L1</sub> es la matriz de parámetros [T] de la línea 1 en la figura (61).

T<sub>L2</sub> es la matriz de parámetros [T] de la línea 2 en la figura (61).

En función de parámetros [S] las matrices de parámetros [T] TA, TL1, TL2 y TB son como se muestra a continuación:

$$T_{A} = \frac{1}{A} \cdot \begin{bmatrix} -\Delta^{A} & A_{11} \\ -A_{22} & 1 \end{bmatrix}, \tag{98}$$

$$T_{B} = \frac{1}{B} \cdot \begin{bmatrix} -\Delta^{B} & B_{22} \\ -B_{11} & 1 \end{bmatrix}, \tag{99}$$

$$T_{Li} = \frac{1}{S_{21}^{Li}} \cdot \begin{bmatrix} -\Delta^{S_{Li}} & S_{11}^{Li} \\ -S_{22}^{Li} & 1 \end{bmatrix}.$$
 (100)

Donde:  $\Delta$  es el determinante de la matriz que se indica.

Definiendo:

$$T_1 = T_A \cdot T_{L_1} \cdot T_B = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}, \tag{101}$$

$$T_2 = T_A \cdot T_{L_2} \cdot T_B = \begin{bmatrix} t_{11b} & t_{12b} \\ t_{21b} & t_{22b} \end{bmatrix}.$$
 (102)

Se supone que la red es simétrica y recíproca, por lo tanto el parámetro  $S_{11}$  de una línea de transmisión es igual al  $S_{22}$  y el parámetro  $S_{21}$  es igual al  $S_{12}$ . Por lo tanto desarrollando las ecuaciones (101) y (102) se tiene:

$$T_{1} = \frac{1}{ABS_{1}^{L_{1}}} \begin{bmatrix} -\Delta^{B}\Delta^{A}\Delta^{S_{i}} + \Delta^{B}S_{11}^{L_{1}}A_{11} + S_{11}^{L_{i}}\Delta^{A}B_{11} - A_{11}B_{11} & B_{22}(\Delta^{A}\Delta^{S_{i}} - S_{11}^{L_{1}}A_{11}) - S_{11}^{L_{1}}\Delta^{A} + A_{11} \\ -\Delta^{B}(A_{22}\Delta^{S_{1}} - S_{11}^{L_{1}}) - B_{11}(1 - S_{11}^{L_{1}}A_{22}) & B_{22}(A_{22}\Delta^{S_{1}} - S_{11}^{L_{1}}) - S_{11}^{L_{1}}A_{22} + 1 \end{bmatrix}, (103)$$

$$T_{2} = \frac{1}{ABS_{1}^{L_{2}}} \begin{bmatrix} -\Delta^{B}\Delta^{A}\Delta^{S_{2}} + \Delta^{B}S_{11}^{L_{2}}A_{11} + S_{11}^{L_{2}}\Delta^{A}B_{11} - A_{11}B_{11} B_{22}(\Delta^{A}\Delta^{S_{2}} - S_{11}^{L_{2}}A_{11}) - S_{11}^{L_{2}}\Delta^{A} + A_{11} \\ -\Delta^{B}(A_{22}\Delta^{S_{2}} - S_{11}^{L_{2}}) - B_{11}(1 - S_{11}^{L_{2}}A_{22}) & B_{22}(A_{22}\Delta^{S_{2}} - S_{11}^{L_{2}}) - S_{11}^{L_{2}}A_{22} + 1 \end{bmatrix}, (104)$$

donde:

$$t_{11} = \frac{-\Delta^{B} \left( \Delta^{A} \Delta^{S_{1}} - S_{11}^{L_{1}} A_{11} \right) + B_{11} \left( S_{11}^{L_{1}} \Delta^{A} - A_{11} \right)}{ABS_{21}^{L_{1}}}, \tag{105}$$

$$t_{12} = \frac{B_{22} \left( \Delta^A \Delta^{S_1} - S_{11}^{L_1} A_{11} \right) - \left( S_{11}^{L_1} \Delta^A - A_{11} \right)}{ABS_{21}^{L_1}},$$
(106)

$$t_{21} = \frac{-\Delta^{B} \left( A_{22} \Delta^{S_{1}} - S_{11}^{L_{1}} \right) - B_{11} \left( 1 - A_{22} S_{11}^{L_{1}} \right)}{AB S_{21}^{L_{1}}}, \tag{107}$$

$$t_{22} = \frac{B_{22} \left( A_{22} \Delta^{S_1} - S_{11}^{L_1} \right) - \left( S_{11}^{L_1} A_{22} - 1 \right)}{ABS_{21}^{L_1}}, \tag{108}$$

$$t_{11b} = \frac{-\Delta^{B} \left( \Delta^{A} \Delta^{S_{2}} - S_{11}^{L_{2}} A_{11} \right) + B_{11} \left( S_{11}^{L_{2}} \Delta^{A} - A_{11} \right)}{ABS_{21}^{L_{2}}}, \tag{109}$$

$$t_{12b} = \frac{B_{22} \left( \Delta^A \Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2} A_{11} \right) - \left( S_{11}^{L_2} \Delta^A - A_{11} \right)}{ABS_{21}^{L_2}},$$
(110)

$$t_{21b} = \frac{-\Delta^{B} \left( A_{22} \Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2} \right) - B_{11} \left( 1 - A_{22} S_{11}^{L_2} \right)}{ABS_{21}^{L_2}},$$
(111)

$$t_{22b} = \frac{B_{22} \left( A_{22} \Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2} \right) - \left( S_{11}^{L_2} A_{22} - 1 \right)}{ABS_{21}^{L_2}}.$$
 (112)

Multiplicando t<sub>22</sub> y t<sub>22b</sub> por A<sub>11</sub>, así como t<sub>22</sub> y t<sub>22b</sub> por B<sub>11</sub> respectivamente, se tiene:

$$A_{11}t_{22} = \frac{A_{11}B_{22}(A_{22}\Delta^{S_1} - S_{11}^{L_1}) - A_{11}(S_{11}^{L_1}A_{22} - 1)}{ABS_{21}^{L_1}},$$
(113)

$$A_{11}t_{22b} = \frac{A_{11}B_{22}(A_{22}\Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2}) - A_{11}(S_{11}^{L_2}A_{22} - 1)}{ABS_{21}^{L_2}},$$
(114)

$$B_{11}t_{22} = \frac{B_{11}B_{22}(A_{22}\Delta^{S_1} - S_{11}^{L_1}) - B_{11}(S_{11}^{L_1}A_{22} - 1)}{ABS_{21}^{L_1}},$$
(115)

$$B_{11}t_{22b} = \frac{B_{11}B_{22}(A_{22}\Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2}) - B_{11}(S_{11}^{L_2}A_{22} - 1)}{ABS_{21}^{L_2}}.$$
 (116)

Calculando  $t_{12} - A_{11}t_{22} \ y \ t_{21} + B_{11}t_{22}$ , así como  $t_{12b} - A_{11}t_{22b} \ y \ t_{21b} + B_{11}t_{22b}$ , se tiene:

$$t_{12} - A_{11}t_{22} = \frac{A^2 \left( S_{11}^{L_1} - B_{22} \Delta^{S_1} \right)}{ABS_{21}^{L_1}}, \tag{117}$$

$$t_{21} + B_{11}t_{22} = \frac{B^2 \left( A_{22} \Delta^{S_1} - S_{11}^{L_1} \right)}{ABS_{21}^{L_1}},$$
(118)

$$t_{12b} - A_{11}t_{22b} = \frac{A^2 \left( S_{11}^{L_2} - B_{22} \Delta^{S_2} \right)}{ABS_{21}^{L_2}},$$
(119)

$$t_{21b} + B_{11}t_{22b} = \frac{B^2 \left( A_{22} \Delta^{S_2} - S_{11}^{L_2} \right)}{ABS_{21}^{L_2}}.$$
 (120)

Por otra parte calculando  $t_{11} + A_{11}B_{11}t_{22}$  y  $t_{11b} + A_{11}B_{11}t_{22b}$  se tiene:

$$t_{11} + A_{11}B_{11}t_{22} = A_{11}(t_{21} + B_{11}t_{22}) - B_{11}(t_{12} - A_{11}t_{22}) - \frac{A^2B^2\Delta^{S_1}}{ABS_{21}},$$
 (121)

$$t_{11b} + A_{11}B_{11}t_{22b} = A_{11}(t_{21b} + B_{11}t_{22b}) - B_{11}(t_{12b} - A_{11}t_{22b}) - \frac{A^2B^2\Delta^{S_2}}{ABS_{21}^{L_2}}.$$
 (122)

Utilizando las ecuaciones (116), (119) y (120), así como las ecuaciones (118), (119) y (121) respectivamente se tiene:

$$AB\frac{\Delta^{S_1}}{S_{21}^{L_1}} = M_1, \tag{123}$$

$$AB\frac{\Delta^{S_2}}{S_{21}^{L_2}} = M_2, \tag{124}$$

donde:

$$M_1 = A_{11}t_{21} + A_{11}B_{11}t_{22} - B_{11}t_{12} - t_{11}, (125)$$

$$M_2 = A_{11}t_{21b} + A_{11}B_{11}t_{22b} - B_{11}t_{12b} - t_{11b}. {126}$$

Los parámetros [S] de una línea de transmisión en función del coeficiente de reflexión de la línea  $\Gamma$  y la constante de propagación  $\gamma$  son como se muestra a continuación:

$$S_{11}^{Li} = \frac{\Gamma(e^{\gamma li} - e^{-\gamma li})}{e^{\gamma li} - \Gamma^2 e^{-\gamma li}} ; i=1,2,$$
 (127)

$$S_{21}^{Li} = \frac{1 - \Gamma^2}{e^{\gamma li} - \Gamma^2 e^{-\gamma li}} ; 1=1,2.$$
 (128)

Calculando la relación  $\frac{M_1}{M_2}$  se llega a la siguiente ecuación de tercer orden:

$$AX^3 - BX^2 + CX - D = 0, (129)$$

donde:

$$A = e^{-\gamma/2} - N \cdot e^{-\gamma/1}, \tag{130}$$

$$B = (e^{2\gamma l_1} + e^{-2\gamma l_1})e^{-\gamma l_2} + e^{-\gamma l_2} + e^{\gamma l_2} - N(e^{2\gamma l_2} + e^{-2\gamma l_2})e^{-\gamma l_1} - Ne^{\gamma l_1}, \qquad (131)$$

$$C = (e^{2\gamma l_1} + e^{-2\gamma l_2})e^{\gamma l_2} + e^{-\gamma l_2} - N(e^{2\gamma l_2} + e^{-2\gamma l_2})e^{\gamma l_1} - N \cdot e^{-\gamma l_1},$$
(132)

$$D = e^{\gamma t^2} - N \cdot e^{\gamma t^2},\tag{133}$$

$$X = \Gamma^2, \tag{134}$$

$$N = M_1 / M_2. (135)$$

El coeficiente de reflexión de la línea se obtiene resolviendo la ecuación de tercer grado en la ecuación (129). La selección de las raíces adecuadas para el cálculo del coeficiente de reflexión se explica en la siguiente sección. Una vez que se han seleccionado las raíces adecuadas en la ecuación (129) se calcula la impedancia de la línea  $Z_L$  en función del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  empleando la expresión ya citada en la ecuación (95).

## VI.2.2 Determinación experimental de la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones empleando el método "mixto".

Para determinar experimentalmente la impedancia de la línea de transmisión insertadas en transiciones empleando el método descrito anteriormente, se tienen al igual que el método anterior dos problemas que a continuación se indican:

- 1. Como se puede apreciar en la ecuación (129) se tienen seis posibles soluciones para el cálculo del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  que se requiere para determinar la impedancia de la línea  $Z_L$ .
- 2. Al igual que el método anterior si la diferencia en longitud de las dos líneas a utilizar  $(l_2-l_1)$  es muy grande, existen indeterminaciones en la ecuación (129) las cuales se reflejan como unos pequeños "picos" en la determinación experimental de la impedancia  $Z_L$ .

Para solucionar los dos problemas mencionados anteriormente se efectúa lo siguiente:

- 1. En términos físicos, el coeficiente de reflexión de una línea de transmisión  $\Gamma$  se puede definir como la razón de la energía que se refleja con respecto a la energía que incide en la línea. Por lo que, fácilmente podemos deducir que este término no debe ser mayor a la unidad, es decir, el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  está en un rango de  $0<\Gamma<1$ . Este es el criterio para la selección de las raíces. Las soluciones que no se encuentren en el dominio anteriormente mencionado se descartan.
- 2. Este problema se resuelve como ya se explicó en la sección VI.1.1.

A continuación se presentan algunos ejemplos de la determinación experimental de la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones, donde se da solución a los problemas mencionados anteriormente. En las figuras (56) y (57) se

muestra la determinación experimental de la impedancia característica  $Z_L$  empleando el método descrito anteriormente utilizando líneas de microcinta construidas en alúmina ( $Zo=50\Omega$ ,  $l_1=1.6764$ ,  $l_2=1.8542$  cms). Las mediciones de los parámetros [S] de estas líneas se llevaron a cabo con un analizador de redes vectorial (HP-8510) calibrado previamente. Como se puede apreciar en las figuras (56) y (57) el método presentado anteriormente es eficiente para determinar la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones. Como se puede observar en las figuras (56) y (57) la impedancia de estas líneas ( $Zo=50\Omega$ ,  $l_1=1.6764$ ,  $l_2=1.8542$  cms) se mantiene constante a baja frecuencia y cambia significativamente su valor cuando aumenta la frecuencia.

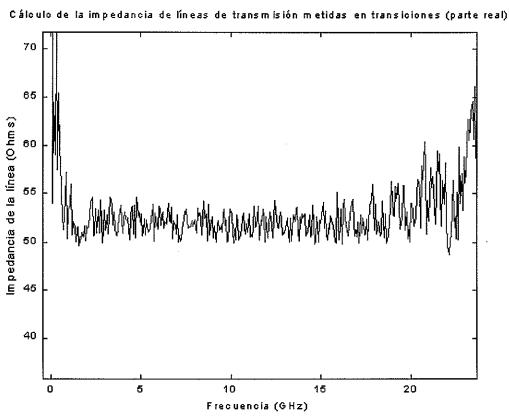
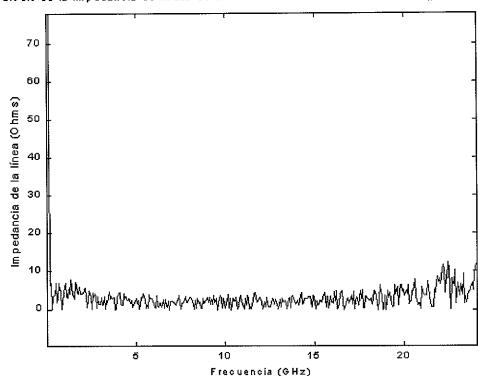


Figura 56) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato: alúmina,  $Z_0=50\Omega$ ;  $l_I=1.6764, l_2=1.8542$  cms)



Cálculo de la impedancia de líneas de transmisión metidas en transiciones (parte imaginaria)

Figura 57) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato: alúmina,  $Z_0=50\Omega$ ,  $l_1=1.6764$ ,  $l_2=1.8542$  cms)

En las figuras (58) y (59) se muestra otro ejemplo de aplicación de la determinación de la impedancia característica  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones a partir del método "mixto" (mediciones en el dominio del tiempo y mediciones en el dominio de la frecuencia) presentado anteriormente, utilizando líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =6.0,  $l_2$ =6.5 cms). Las mediciones de los parámetros [S] de estas líneas se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) calibrado previamente. Como se puede apreciar en las figuras (58) y (59) estas líneas (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =6.0,  $l_2$ =6.5 cms) son más dispersivas que las líneas presentadas en el ejemplo anterior.

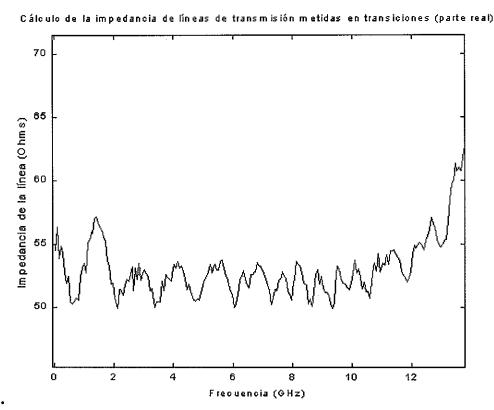


Figura 58) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =6.0,  $l_2$ =6.5 cms)

Cálculo de la impedancia de líneas de transmisión metidas en transiciones (parte imaginaria)

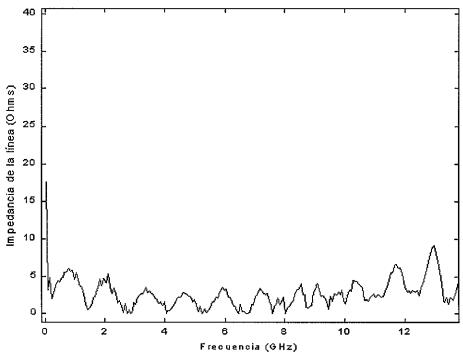


Figura 59) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato; FR4,  $Z_0$ =50 $\Omega$ ,  $l_1$ =6.0, $l_2$ =6.5 cms)

En las figuras (60) y (61) se muestra otro ejemplo de la determinación experimental de la impedancia característica  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones a partir del método "mixto" (mediciones en el dominio del tiempo y mediciones en el dominio de la frecuencia) presentado anteriormente, utilizando líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =75 $\Omega$ ,  $I_1$ =5.0,  $I_2$ =5.5 cms). Las mediciones de los parámetros [S] de estas líneas se llevaron a cabo en un analizador de redes vectorial (HP-8510) calibrado previamente. Como se puede apreciar en las figuras (60) y (61) el método "mixto" (mediciones en el dominio del tiempo y mediciones en el dominio de la frecuencia) es eficiente para determinar la impedancia característica  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones. En este ejemplo se emplearon líneas diferentes a 50 $\Omega$ . Por lo tanto, se puede determinar que el método es eficiente para líneas de cualquier impedancia.

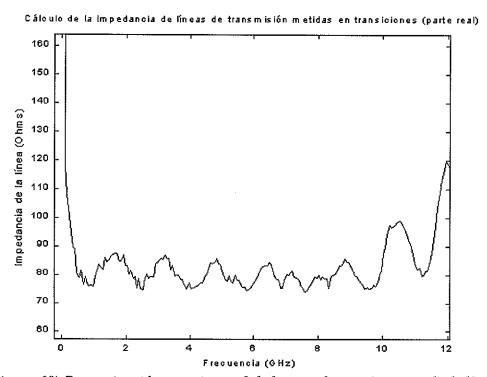
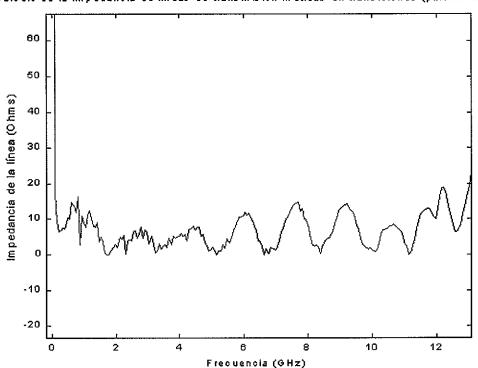


Figura 60) Determinación experimental de la impedancia (parte real) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato: FR4,  $Z_0$ =75 $\Omega$ ,  $l_1$  = 5.0,  $l_2$  = 5.5 cms)



Cálculo de la impedancia de líneas de transmisión metidas en transiciones (parte imaginaria)

Figura 61) Determinación experimental de la impedancia (parte imaginaria) de líneas insertadas en transiciones empleando líneas de microcinta (substrato FR4,  $Z_0$ =75 $\Omega$ ,  $l_1$  = 5.0,  $l_2$  = 5.5 cms)

Hasta el momento no hay ningún trabajo reportado que obtenga los resultados logrados con el método presentado anteriormente, para el cálculo de la impedancia característica ( $Z_L$ ) de líneas de transmisión insertadas en transiciones. Como se puede apreciar en las gráficas anteriores este método permite calcular la impedancia de líneas de transmisión insertadas en transiciones de cualquier impedancia, solo tiene el inconveniente de que la longitud de las líneas debe ser la adecuada para que no exista interacción entre las reflexiones de las transiciones en el dominio del tiempo y poder medir separadamente cada una de las reflexiones, como se explicó anteriormente.

#### VII CONCLUSIONES GENERALES.

#### VII.1 Análisis de resultados y discusión.

Para medir fielmente los dispositivos de microondas: transistores, amplificadores, dispositivos pasivos, etc., es necesario conocer la impedancia de las líneas en las cuales se encuentra insertado el dispositivo a medir. En el presente trabajo se desarrolló e implementó una técnica que calcula la impedancia Z<sub>L</sub> de líneas de transmisión insertadas en transiciones, el cual se muestra en el capítulo V. Como se mencionó anteriormente, primero se llevó a cabo un estudio teórico-experimental de la constante de propagación y en el dominio frecuencial, con métodos a partir de mediciones en el dominio del tiempo, el cual se muestra en los capítulos II, III y IV. En este estudio comparativo se presentan dos nuevas técnicas para el cálculo de la constante de propagación: el método propuesto por [Reynoso A., 2001] y el método de dos líneas L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo. Estas técnicas permiten la caracterización eléctrica eficiente de líneas de transmisión de cualquier impedancia. La utilidad de estos métodos se basa en la eliminación de los errores de cuantización o de ruido que presentan ciertos métodos frecuenciales [Hermann, 1991] para el cálculo de γ, como se mostró en la sección III. Como se puede apreciar en las gráficas de la sección IV el método de dos líneas a partir de mediciones en el dominio del tiempo, describe mejor los parámetros de una línea de transmisión (atenuación α, constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{eff}}$ , etc.) que el método propuesto por [Reynoso A., 2001]. Aún sin embargo, existe una gran diferencia entre estos dos métodos. Como ya se mencionó anteriormente, la constante de propagación que se calcula empleando el método de [Reynoso A., 2001] es independiente de los conectores y asume que la impedancia de las líneas de transmisión es desconocida, es decir, se obtiene sin hacer ninguna consideración, a diferencia del método en el dominio del tiempo que necesita hacer la consideración de que tanto la impedancia de las líneas de transmisión como los conectores son de 50Ω en toda la banda a medir. En cuanto a la implementación de estos métodos, el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo es mucho más simple que el método de [Reynoso A., 2001]. Los dos métodos son precisos y no tienen limitaciones en frecuencia o tipo de línea. En base a las características mencionadas anteriormente, la constante de propagación que se calcula con el método de [Reynoso A., 2001] cumple un papel fundamental en el cálculo de la impedancia de estas líneas. Ahora bien, empleando la constante de propagación que se calcula empleando el método de [Reynoso A., 2001] y utilizando mediciones en el dominio del tiempo para calcular los parámetros A<sub>11</sub> y B<sub>11</sub>, ya descritos anteriormente, se derivó un método de cálculo de la impedancia Z<sub>L</sub> de líneas insertadas en transiciones. Hasta el momento no hay ningún trabajo reportado que calcule la impedancia Z<sub>L</sub> de este tipo de líneas y presente los resultados como los que calcula esta nueva técnica desarrollada en esta tesis. El único inconveniente que presenta esta técnica, es que la longitud de las líneas debe ser la adecuada para que no exista alguna interacción entre las reflexiones de ambos conectores en el dominio del tiempo, como se explicó en la sección IV. Para determinar experimentalmente la impedancia Z<sub>L</sub> empleando esta técnica se utilizó la base de pruebas Intercontinental Microwave TF 3000 en el intervalo de operación de 45 MHz a 25 GHz con líneas de microcinta montadas en alúmina (Zo=50  $\Omega$ ,  $l_1$ =1.6764,  $l_2$ =1.8542 cms).

#### VII.2 Aportaciones del trabajo realizado.

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis se mencionan a continuación:

- a) Se llevó a cabo un estudio teórico-experimental de los diferentes métodos de cálculo de la constante de propagación utilizando mediciones en el dominio de la frecuencia. Donde se presenta una nueva técnica para la caracterización eléctrica de líneas de transmisión insertadas en transiciones: el método propuesto por [Reynoso A., 2001].
- b) Se llevó a cabo un estudio teórico-experimental de los diferentes métodos de cálculo de la constante de propagación a partir de mediciones en el dominio del tiempo. Donde se presenta una nueva técnica para la caracterización eléctrica de líneas de transmisión insertadas en transiciones, el método L-L a partir de mediciones en el dominio del tiempo.
- c) Se llevó a cabo un estudio comparativo de métodos frecuenciales con métodos a partir de mediciones en el dominio del tiempo.
- d) En base al estudio comparativo de métodos frecuenciales con métodos a partir de mediciones en el dominio del tiempo, se desarrolló e implementó un método de cálculo de la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en transiciones, caso en que los conectores están bien adaptados a 50  $\Omega$  (a partir de mediciones en el dominio de la frecuencia).
- e) Se desarrolló e implementó un método general para el cálculo teóricoexperimental de la impedancia  $Z_L$  de líneas de transmisión insertadas en

transiciones (método "mixto" que utiliza tanto mediciones en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia).

### VII.3 Recomendaciones.

Como continuación a este trabajo de tesis se recomienda lo siguiente:

a) En base a la impedancia Z<sub>L</sub> que se obtiene con el método general (mixto) que se propone en esta tesis, calcular los parámetros [S] de los conectores de la base pruebas, así como la medición de dispositivos de microondas en función de la impedancia Z<sub>L</sub> calculada.

### LITERATURA CITADA

- Baker James y Vanzura Eric J. 1990, "Improved Technique for Determining Complex Permittivity with the Transmission/Reflection Method", IEEE Trans.

  Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, No. 8, pp. 1096-1102.
- Bianco Bruno, Panini Luigi, Parodi Mauro y Ridella Sandro 1978, "Some Considerations About of the Characteristic Impedance of Uniform Microstrips", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-26, No.3, pp. 182-185.
- Bianco B., y Parodi M. 1976, "Determination of the Propagation Constant of Uniform Microstrip Lines", Alta Frequenza., vol. XI.V, No.2, pp. 107(19E)-110(22F).
- Das N. K., Voda S. M. y Pozar D. M. 1987, "Two Methods for the Measurements of Substrate Dielectric Constant", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-35, No.7, pp. 636-642.
- Denlinger Edgar J. 1980, "Losses of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, No.6, pp. 513-522.
- Deutsch A., Arjavalingam G. y Kopcsay G 1992. "Characterization of Resistive Transmission Lines by Short-Pulse Propagation", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 2, No. 1, pp. 25-27.

- Deutsch A., Arjavalingam G., Kopcsay G. y Degerstrom M. J. 1992, "Short-Pulse Propagation Technique for Resistive Package Interconnections", IEEE Trans. on Components and Manufacturing, vol. 15, No. 6, pp. 1034-1037.
- Engen G. F. y Hoer C. A. 1979, "Thru-Reflect-Line: An improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer", IEEE Trans.

  Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, No.12, pp. 987-993.
- Eul H.J. y Schiek B. 1991, "A Generalized Theory and New Calibration Procedures for Network Analyzer Self-Calibration", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-39, No.4, pp. 724-731.
- Friar Robert J. y Neikirk Dean P. 2000, "Limitations on the Extraction of Loss Tangent from Submicron Transmission Line Test Structures", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-23, No.3, pp. 393-397.
- Getsinger William J. 1979, "Microstrip Characteristic Impedance", IEEE Trans.Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, No.4, pp. 293-294.
- Goldfarb Marc E. y Platzker Aryeh 1990, "Losses in GaAs Microstrip", IEEE Trans.

  Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, No.12, pp. 1957-1961.

- Gronau Gregor 1992, "Scattering-Parameter measurement of microstrip devices", Microwave journal, pp.82-92.
- Gronau Gregor y Wolf I. 1990, "A simple broadband device de-embedding Method Using an Automatic Network Analyzer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, No.3, pp. 479-483.
- Hayden V y Tripathi V. K. 1992, "Thru-Match-Short Calibration for Time Domain Network Analysis", IEEE MTT-S Digest, pp. 1447-1450.
- Hermann Josef Eul y Burkhard Schiek 1991, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration" IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 39, no. 4.
- Jain N. y Brown B. 1997, "Dispersion Characteristics of Microstrip Transmission Line On Glass Microwave IC's", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 7, No. 10, pp. 344-346.
- Kaiser Raian F. y Dylan F. Williams 1999, "Sources of Error in Coplanar-Waveguide TRL Calibrations", 54 ARFTG Conference.
- Kiziloglu Kursad, Dagli Nadir, George L. Matthaei y Stephen I. Long 1991,
  "Experimental Analysis of Transmision Line Parameters in High-Speed GaAs
  Digital Circuit Interconnects", IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,
  Vol.MTT-39, No.8, pp. 1361-1367.

- Lee M.Q. y Nam S. 1989, "An Accurate Broadband Measurement of Substrate Dielectric Constant", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 6, No. 4, pp. 168-170, April 1996, pp. 1669-1674.
- Lighart Leo P. 1983, "A Fast Computational Technique for Accurate Permittivity Determination Using Transmission Line Methods", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-31, No.3, pp. 249-254.
- López Gutiérrez Rosa Martha 1996, "Calibración TRL en dos etapas: una alternativa para eliminar los errores sistemáticos del analizador de redes HP8510C" Tesis de Maestría CICESE, División de Física Aplicada, Depto. De Eléctronica y Telecomunicaciones; Altas Frecuencias.
- Marks R. B. 1991, "Multiline Method of Network Analyzer Calibration", IEEE Trans.

  Microwave Theory Tech., Vol. MTT-39, No.7, pp. 1205-1215.
- Marks Roger B. y Dylan F. Williams 1991, "Characteristic Impedance Determination
  Using Propagation Constant Measurement", IEEE Microwave and Guided
  Wave Letters, Vol.1, No.6, pp. 141-143.

- Medina Monroy José Luis 1994, "Estudio caracterización y modelado de los efectos de dispersión en estructuras de microcinta con fronteras finitas", Tesis de Doctorado CICESE, División de Física Aplicada, Depto. De Eléctronica y Telecomunicaciones, Altas Frecuencias.
- Medina Monroy José Luis 1999, "Notas del curso: Fundamentos y técnicas de calibración", CICESE, División de Física Aplicada, Depto. De Eléctronica y Telecomunicaciones, Altas Frecuencias.
- Mondal R. P. 1988, "Propagation Constant Determination in Microwave Fixture Deembedding Procedure", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-36, No.4, pp. 706-714.
- Murray Nicholson A., Bennet C. Leonard, Lamensdorf Jr, David y Susman Leon 1972,

  "Aplications of Time-Domain Metrology to the Automation of Broad-Band

  Microwave Measurements", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.

  MTT-20, No.1, pp. 3-9.
- Nicholson A. M. 1970, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. IM-19, No.4, pp. 377-383.

- Pantoja R. R., Howes M. J., Richardson J. R. y Pollard R., 1989 "Improved Calibration and Measurement of the Scattering Parameters of Microwave Integrated Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, No.11, pp. 1675.
- Reynoso Hernández J. A. y Estrada Maldonado C. Fabiola 1999, "An improved Method for the Wave Propagation Constant Estimation in Broadband Uniform Millimeter Wave Transmission Line", Microwave and Optical Technology Letters. vol. 20, no.4, pp. 268-271.
- Reynoso Hernández J. A. y Estrada Maldonado C. Fabiola 1999, "Computation of the wave propagation constant in broadband uniform millimeter wave transmission line", 1999 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore.
- Reynoso Hernández J. A. 1999, "Notas del curso: Fundamentos y técnicas de calibración", CICESE, División de Física Aplicada, Depto. De Eléctronica y Telecomunicaciones, Altas Frecuencias.
- Reynoso Hernández J. A. y Estrada Maldonado C. Fabiola 2000, "Broadband determination of two-port transmission (S<sub>21</sub>, S<sub>12</sub>) parameters of PHEMT's Embedded in transmission lines", 55<sup>th</sup> ARTFG Conference, USA.

- Verma A. K. y Kumar A. K. 1998, "A New Dispersion Model for Microstrip Line", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.46, No.8, pp. 1183-1187.
- Waldow Peter y Wolff Ingo 1985, "The Skin-Effect at High Frequencies", IEEE Trans.

  Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, No.10, pp. 1076-1082.
- Wan Ch., Nauwelaers B. y Raedt W. 1998, "A Simple Correction Method for Two-Port Transmission Parameter Measurement", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 8, No. 2, pp. 58-59.
- York R. A. y Compton R. C. 1990, "Experimental Evaluation of Existing CAD Models for Microstrip Dispersion", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, No.3, pp. 327-328.