

**Centro de Investigación Científica y de  
Educación Superior de Ensenada**



**DESARROLLO DE UN SOFTWARE EDUCATIVO  
PARA CALIBRAR ANALIZADORES DE REDES,  
UTILIZANDO TECNICAS DE CALIBRACION LRL(m)  
MULTILINEAS Y LRM MODIFICADA**

**TESIS  
MAESTRIA EN CIENCIAS**

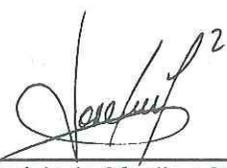
**EVERARDO INZUNZA GONZALEZ**

**Ensenada, Baja California, Mexico. Julio de 2001.**

TESIS DEFENDIDA POR  
**Inzunza González Everardo**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

  
**DR. J. Apolinar Reynoso Hernández**

*Director del Comité*

  
\_\_\_\_\_  
**Dr. José Luis Medina Monroy**

*Miembro del Comité*

  
\_\_\_\_\_  
**Dr. Pedro Negrete Regagnon**

*Miembro del Comité*

  
\_\_\_\_\_  
**M.C. Benjamín Hilarón Ramírez Durán**

*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 de 2001.

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE  
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

**DESARROLLO DE UN SOFTWARE EDUCATIVO PARA CALIBRAR  
ANALIZADORES DE REDES, UTILIZANDO TÉCNICAS DE  
CALIBRACIÓN LRL(m) MULTILÍNEAS Y LRM MODIFICADA**

TESIS

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

**Everardo Inzunza González**

Ensenada, Baja California, México. Julio de 2001.

RESUMEN de la Tesis de Everardo Inzunza González, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Julio de 2001.

DESARROLLO DE UN SOFTWARE EDUCATIVO PARA CALIBRAR ANALIZADORES DE REDES, UTILIZANDO TÉCNICAS DE CALIBRACIÓN LRL(m) MULTILÍNEAS Y LRM MODIFICADA

Resumen aprobado por:

  
\_\_\_\_\_  
Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Director de tesis

En este trabajo de tesis se presenta un software educativo para calibrar analizadores de redes vectoriales y para extraer los parámetros de dispersión de dispositivos montados en bases de prueba. Este software se implementó en una computadora personal utilizando el programa matlab. El programa implementado cuenta con las técnicas de calibración TRL/LRL(m) multilíneas, TRM/LRM, TRRM/LRRM y TAR. Todas estas técnicas de calibración utilizan un nuevo método general de De-Embedding desarrollado durante este trabajo de tesis. Para evaluar cada técnica de calibración se utilizó como elemento de verificación el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal de un PHEMT.

*Palabras Clave: Analizador de redes vectorial - Calibración - De-embedding.*

**ABSTRACT** of the Thesis of **Everardo Inzunza González**, presented as a partial requirement for obtaining the degree of **MASTER OF SCIENCE** in **ELECTRONICS** and **TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, México. July 2001.

**DEVELOPMENT OF AN EDUCATIONAL SOFTWARE  
TO CALIBRATE THE VECTOR NETWORK ANALYZER,  
USING CALIBRATION TECHNIQUES  
LRL(m) MULTILINES AND MODIFIED LRM**

Approved by:



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Thesis Advisor

In this work an educational software is presented for calibrating the vector network analyzer and to extract the scattering parameters of devices mounted in test fixtures. This software was implemented in a personal computer using matlab program. The implemented program perform the calibration techniques TRL/LRL(m) multilines, TRM/LRM, TRRM/LRRM and TAR. These calibration techniques use the new general de-embedding method developed during this thesis. To evaluate the calibration techniques performances the small signal equivalent circuit of a PHEMT was used as verification standard.

*Keywords: Vector Network Analyzer - Calibration - De-Embedding.*

## DEDICATORIA

*A DIOS, por darme cada día un respiro de vida, un soplo de inteligencia y una eternidad de bendiciones. Gracias Señor, por acordarse de mí y hacer éste sueño una realidad.*

*A mi madre **Manuela González Vda. de Inzunza**, quien siempre ha sabido darme un consejo cada vez que el camino se torna difícil de seguir y porque siempre le ha pedido a Dios que me cuide y ayude en todas mis decisiones. Gracias Madre Santa!, porque además eres mi mejor amiga.*

*A mis hermanos(a): **Elva Leticia, María Magdalena, Mirna Irene, Martín Emilio y Jesús Alejandro** por apoyarme en todos mis proyectos profesionales y personales. Gracias, pues siempre estarán en mi corazón.*

## AGRADECIMIENTOS

*Al Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por sus valiosos comentarios y asesorías durante el desarrollo de ésta tesis.*

*A los miembros de mi comité: Dr. Pedro Negrete Regagnon, Dr. José Luis Medina Monroy y al M.C. Benjamín H. Ramírez Durán. Gracias por su atención prestada durante cada presentación y por sus comentarios.*

*A todos los investigadores que compartieron conmigo una parte de sus conocimientos durante todo un año de cursos.*

*A mis compañeros microonderos: C. Alor Aguilar y Marco Panduro quienes con su apoyo y confianza fue posible que juntos llegáramos a la meta... Buena suerte compañeros!!*

*A Eloísa García y Javier Moreno por todos los tip's que me pasaron acerca de  $\text{\LaTeX}$  y por su buena amistad.*

*A mi gran Amiga Elizabeth Lara por todos sus consejos y sus correos tan motivadores que me escribe. Gracias mi niña bonita!!*

*A todos mis amigos(a) de la generación de Electrónica y Telecomunicaciones: Yasbel Márquez, Mabel Vázquez, Eloísa, Alor, Panduro, Victor, Cornelio, Roque, Marco, Héctor y Alfredo. Por todos los momentos que convivimos juntos.*

*A mi amiga Sughey Blanco por todas sus porras que me echaba desde mi tierra natal Navolato, Sinaloa.*

*A todos mis amigos de Navolato Sinaloa, mi compadre **Francisco Jesús, Rodrigo Murillo, Francisco Candelario, Héctor Chucuán, Arturo Ramírez, Gerardo Mercado, Yiyo, Sergio, Fabián, Paúl.***

*A mi amiga **Azucena** por todas sus e-cards tan bonitas que me envía y por su buena amistad que me ha demostrado.*

*A los nuevos microonderos **Eleazar y Alejandro...** siempre mirando hacia adelante!!.*

*Al **Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada** por haberme dado la oportunidad de seguir en el camino del conocimiento.*

*Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT)** por el apoyo económico brindado.*

# CONTENIDO

<b>I</b>	<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
I.1	Motivación . . . . .	1
I.2	Antecedentes . . . . .	1
I.3	Bancos de medición basados en ARV . . . . .	4
I.3.1	Banco de medición coaxial y/o coaxial-microcinta . . . . .	4
I.3.2	Banco de medición coplanar . . . . .	6
I.4	Planteamiento del problema . . . . .	8
I.5	Objetivo . . . . .	10
I.6	Estructuración del trabajo . . . . .	10
<b>II</b>	<b>DE-EMBEDDING CLÁSICO</b>	<b>13</b>
II.1	Introducción . . . . .	13
II.2	Planteamiento matemático . . . . .	14
II.2.1	Requerimientos . . . . .	16
II.3	Desventajas . . . . .	17
II.4	Conclusiones . . . . .	17
<b>III</b>	<b>DE-EMBEDDING PROPUESTO</b>	<b>18</b>
III.1	Introducción . . . . .	18
III.2	Planteamiento matemático . . . . .	19
III.3	Aplicaciones . . . . .	22
III.4	Formas de calcular $\frac{a}{c}$ y $b$ . . . . .	24
III.4.1	Clásicas . . . . .	24

III.4.2 Propuestas . . . . .	24
III.5 Ventajas del De-Embedding propuesto . . . . .	24
III.6 Conclusiones . . . . .	25
<b>IV TÉCNICAS DE CALIBRACIÓN</b>	<b>26</b>
IV.1 Introducción . . . . .	26
IV.2 Técnica de calibración Line-Reflect-Line (TRL/LRL) . . . . .	26
IV.2.1 Requerimientos . . . . .	26
IV.2.2 Cálculo de los coeficientes de error $\frac{a}{c}$ , $b$ , y de la propagación de la onda ( $\Lambda$ ) . . . . .	28
IV.2.3 Ventajas . . . . .	31
IV.2.4 Desventajas . . . . .	32
IV.3 Técnica de calibración TRL/LRL(m) multilíneas . . . . .	33
IV.3.1 Requerimientos . . . . .	33
IV.3.2 Corrimiento de fase efectivo ("best phase shift") . . . . .	34
IV.3.3 Planteamiento matemático . . . . .	35
IV.3.4 Ventajas . . . . .	36
IV.3.5 Desventajas . . . . .	37
IV.4 Técnica de calibración Line-Reflect-Match (TRM/LRM) . . . . .	38
IV.4.1 Requerimientos . . . . .	38
IV.4.2 Cálculo de $\frac{a}{c}$ , $b$ y $\varphi$ . . . . .	39
IV.4.3 Ventajas . . . . .	40
IV.4.4 Desventajas . . . . .	41

IV.5	Técnica de calibración Thru-Attenuator-Reflect (TAR) . . . . .	42
IV.5.1	Requerimientos . . . . .	42
IV.5.2	Cálculo de $\frac{a}{c}$ y $b$ . . . . .	42
IV.5.3	Ventajas . . . . .	45
IV.5.4	Desventajas . . . . .	46
IV.6	Conclusiones . . . . .	46
<b>V</b>	<b>SUBSTRATOS Y ELEMENTOS DE CALIBRACIÓN</b>	<b>48</b>
V.1	Introducción . . . . .	48
V.2	Dispositivos coaxiales . . . . .	48
V.3	Dispositivos en bases de prueba con transiciones coplanar-microcinta .	50
V.4	Dispositivos coplanares . . . . .	50
V.5	Dispositivos en bases de prueba de microcinta . . . . .	52
V.6	Kit's de calibración comerciales . . . . .	52
<b>VI</b>	<b>IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE</b>	<b>54</b>
VI.1	Introducción . . . . .	54
VI.2	Programa TRL/LRL(m) multilíneas . . . . .	55
VI.2.1	Comandos de Entrada . . . . .	55
VI.3	Programa TRM/LRM . . . . .	58
VI.3.1	Comandos de Entrada . . . . .	58
VI.4	Programa TAR . . . . .	61
VI.4.1	Comandos de Entrada . . . . .	61
VI.5	Programa TRRM/LRRM . . . . .	63

VI.5.1 Comandos de Entrada . . . . .	64
VI.6 Comandos de salida . . . . .	66
VI.6.1 Comandos principales . . . . .	66
VI.6.2 Graficar . . . . .	67
VI.6.3 Archivo/Guardar . . . . .	67
VI.6.4 Archivo/Leer . . . . .	67
VI.7 Conclusiones . . . . .	68
<b>VII RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	<b>69</b>
VII.1 Introducción . . . . .	69
VII.2 Mediciones de dispositivos coaxiales . . . . .	69
VII.2.1 Técnica TRL(m) multilíneas . . . . .	69
VII.2.2 Técnica TRM . . . . .	77
VII.2.3 Técnica TAR . . . . .	84
VII.2.4 Técnica TRRM . . . . .	88
VII.3 Mediciones de dispositivos coplanares . . . . .	91
VII.3.1 Introducción . . . . .	91
VII.3.2 Kit de calibración "ProbePoint" CM05 . . . . .	91
VII.3.3 Comparaciones de la técnica LRM con diferentes líneas de referencia . . . . .	96
VII.3.4 Comparaciones de la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores . . . . .	99
VII.3.5 Comparaciones de la técnica LRL(m) multilíneas utilizando distintos elementos reflectores . . . . .	101

VII.3.6	Kit de calibración “PicoProbe” CS-5 . . . . .	104
VII.4	Mediciones de dispositivos en microcinta . . . . .	107
VII.4.1	Kit de calibración IMC-3003 . . . . .	107
VII.5	Extracción del circuito eléctrico equivalente. . . . .	110
VII.5.1	Comparación LRL(m) multilíneas versus circuito eléctrico equi- valente. . . . .	113
VII.5.2	Comparación LRM versus circuito eléctrico equivalente. . . . .	117
VII.5.3	Comparación de los parámetros [S] calculados a partir del cir- cuito eléctrico equivalente obtenido con la técnica LRL(m) mul- tilíneas versus técnica LRM. . . . .	121
<b>VIII</b>	<b>CONCLUSIONES GENERALES</b>	<b>124</b>
VIII.1	Conclusiones . . . . .	124
VIII.2	Aportaciones . . . . .	126
VIII.3	Recomendaciones . . . . .	127
	<b>LITERATURA CITADA.</b>	<b>128</b>
	<b>Apéndice A Cálculo de los coeficientes de la matriz de error <math>T_B</math></b>	<b>132</b>
	<b>Apéndice B Cálculo del coeficiente de error “a”</b>	<b>134</b>
	<b>Apéndice C Cálculo de la constante de propagación <math>\gamma</math></b>	<b>136</b>
C.1	Introducción . . . . .	136
C.2	Planteamiento Matemático . . . . .	136
	<b>Apéndice D Cálculo de la constante dieléctrica efectiva (<math>\epsilon_{\text{eff}}</math>)</b>	<b>137</b>

Apéndice E Técnicas de calibración implementadas	138
Apéndice F Diagrama de flujo para la implementación de las técnicas de calibración	139
Apéndice G Publicaciones	140

# LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Banco de medición coaxial. . . . .	5
2	Banco de medición coplanar. . . . .	6
3	Imagen ampliada de un PHEMT F4X25 de $0.25\mu$ en oblea, montado en la máquina de puntas coplanar. . . . .	7
4	Diagrama a bloques de un sistema de medición de microondas basado en analizador de redes [Engen y Hoer, 1979]. . . . .	9
5	Sistema de medición de microondas calibrado [Engen y Hoer, 1979]. . . . .	9
6	Cálculo de los parámetros [S] del DBP, mediante el desplazamiento del plano de referencia o plano de medición. . . . .	13
7	Diagrama a bloques del dispositivo bajo prueba montado en una base de pruebas. . . . .	14
8	Cálculo de los parámetros [S] del DBP, cuando el DBP está insertado entre dos líneas de longitud $L$ . . . . .	18
9	Representación de la base de pruebas y de la línea de referencia utilizando matrices de transmisión. . . . .	19
10	Diagrama a bloques de la conexión de los patrones de calibración, para la técnica TRL/LRL . . . . .	26
11	Estándares requeridos para la implementación de la técnica TRL/LRL(m) multilíneas. . . . .	34
12	Ejemplo de un corrimiento de fase efectivo ("Best Phase Shift") utilizando tres combinaciones de líneas. . . . .	36

13	Diagrama a bloques de la conexión de los elementos de calibración, para la técnica TRM/LRM . . . . .	38
14	Cálculo de $\frac{a}{c}$ y $b$ utilizando una carga de $50\Omega$ . . . . .	39
15	Diagrama a bloques de la conexión de los patrones de calibración para la técnica de calibración TAR. . . . .	42
16	Kit de calibración Hewlett Packard de tecnología coaxial. . . . .	49
17	Adaptadores especiales 3.5mm para el kit de calibración coaxial HP85052C. . . . .	49
18	Kit de calibración ProbePoint/JC MicroTechnology modelo CM05 de tecnología coplanar-microcinta. . . . .	50
19	Kit de calibración PicoProbe/GGB modelo CS-5 de tecnología coplanar. . . . .	51
20	Kit de calibración en microcinta de la marca "InterContinental Microwave" modelo IMC-3003. . . . .	52
21	Menú principal de la técnica TRL/LRL multilíneas. . . . .	55
22	Menú "popup" para seleccionar la cantidad de líneas a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas. . . . .	56
23	Menú "popup" para seleccionar el tipo de reflector y su correspondiente archivo de datos a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas. . . . .	56
24	Menú "popup" para seleccionar la condición en la que se encuentra el reflector a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas. . . . .	57
25	Lista de los archivos de datos correspondientes a los elementos de calibración y al DBP a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas. . . . .	57
26	Menú principal de la técnica TRM/LRM. . . . .	58
27	Menú "popup" que pregunta la condición en la que se encuentra medido el DBP en la base de pruebas para poder ejecutar el programa TRM/LRM. . . . .	59

28	Menú “popup” que pregunta el tipo de elemento reflector, su archivo de datos correspondiente y la condición en la que se encuentra el elemento reflector para poder ejecutar el programa TRM/LRM. . . . .	59
29	Lista de archivos de datos medidos correspondientes a cada elemento de calibración y al DBP para poder ejecutar el programa TRM/LRM. . .	60
30	Menú principal de la técnica TAR. . . . .	61
31	Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de reflect y listado de archivo de datos de los elementos de calibración para poder ejecutar el algoritmo “thru-attenuator-reflect”. . . . .	62
32	Lista de archivos de datos medidos correspondientes a cada elemento de calibración y al DBP para poder ejecutar el programa “Thru-Attenuator-Reflect”. . . . .	63
33	Menú principal de la técnica TRRM/LRRM. . . . .	63
34	Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de kit para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”. . . . .	64
35	Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de reflect, listado de archivos correspondiente a los elementos reflectores necesarios para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”. . . . .	65
36	Listado de archivos correspondiente a los elementos de calibración para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”. . . . .	65
37	Menú de salida correspondiente a todas las técnicas de calibración. . .	66
38	Menú “Archivo” correspondiente a los programas de calibración. . . .	66
39	Condiciones en la que el DBP y el elemento reflector pueden estar en un kit de calibración. . . . .	67

40	Graficando los parámetros [S] del DBP obtenidos con las distintas técnicas de calibración. . . . .	68
41	Corrimiento de fase efectivo utilizando tres líneas de transmisión coaxiales. . . . .	70
42	Parámetros [S] en (dB) de un atenuador coaxial de 40 dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	71
43	Fase de los parámetros [S] de un atenuador coaxial de 40 dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	72
44	Parámetros [S] en (dB) de una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de $25\Omega$ , obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	73
45	Fase de los parámetros [S] de una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de $25\Omega$ , obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	74
46	Parámetros [S] en (dB) de una transición coaxial, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	75
47	Fase de los parámetros [S] de una transición coaxial, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. . . . .	76
48	Parámetros [S] en (dB) de una transición coaxial marca Wiltron, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	78
49	Fase de los parámetros [S] de una transición coaxial marca Wiltron, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	79
50	Parámetros [S] en (dB) de un atenuador de 20dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	80
51	Fase de los parámetros [S] de un atenuador de 20dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	81

52	Parámetros [S] en (dB) de un atenuador de 3dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	82
53	Fase de los parámetros [S] de un atenuador de 3dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. . . . .	83
54	Parte $Real(\hat{A})$ Vs $Imag(\hat{A})$ de un atenuador de 40 dB calculada a partir de $\frac{a}{c}$ y $b$ obtenidos con la técnica TAR. . . . .	84
55	Atenuación convertida a dB's a partir de la atenuación lineal de un atenuador de 3 dB obtenida con la técnica TAR. . . . .	85
56	Parámetros [S] en (dB) de una transición coaxial HP obtenidos con las técnicas SOLT y TAR. . . . .	86
57	Fase de los parámetros [S] de una transición coaxial HP obtenidos con las técnicas SOLT y TAR. . . . .	87
58	Parámetros [S] en (dB) de un atenuador coaxial de 3dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRRM. . . . .	88
59	Fase de los parámetros [S] de un atenuador coaxial de 3dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRRM. . . . .	90
60	Corrimiento de fase efectivo utilizando 5 líneas de transmisión del kit de calibración ProbePoint CM05. . . . .	92
61	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	93
62	Parámetros [S] en (dB) de un PHEMT "bloqueado" NE24200, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	94
63	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRRM.	95
64	Parámetros [S] en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintas líneas de referencia. . . . .	97

65	Fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintas líneas de referencia. . . . .	98
66	Parámetros [S] en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	99
67	Fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	100
68	Parámetros [S] en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	102
69	Fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	103
70	Parámetros [S] en (dB) de un transistor HP F8X38, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	105
71	Fase de los parámetros [S] de un transistor HP F8X38, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	106
72	Parámetros [S] en (dB) de la línea L2 del kit IMC-3003, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	108
73	Fase de los parámetros [S] de la línea L2 del kit IMC-3003, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. . . . .	109
74	Topologías más comunes para representar transistores coplanares. . . . .	111
75	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) (el reflector es un corto circuito) multilíneas y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1. . . . .	114
76	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) (el reflector es un circuito abierto) multilíneas y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1. . . . .	116

77	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM (el reflector es un corto circuito) y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1. . . . .	118
78	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM (el reflector es un circuito abierto) y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1. . . . .	120
79	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos a partir del circuito eléctrico equivalente modelado con una calibración previa LRL(m) multilíneas y LRM. El elemento reflector es un corto circuito. . . . .	122
80	Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos a partir del circuito eléctrico equivalente modelado con una calibración previa LRL(m) multilíneas y LRM. El elemento reflector es un circuito abierto. . . . .	123
81	Interconexión de un elemento altamente reflectivo (reflector) en los puertos del analizador de redes vectorial. . . . .	134
82	Diagrama de flujo para la implementación de las técnicas de calibración.	139

# LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Elementos básicos del kit de calibración coaxial HP 3.5mm/2.4mm. . .	49
II	Elementos básicos del kit de calibración ProbePoint/JC MicroTechnology CM05. . . . .	51
III	Elementos básicos del kit de calibración PicoProbe/GGB modelos CS-5.	52
IV	Elementos básicos del kit de calibración "Intercontinental Microwave" modelo IMC-3003. . . . .	53
V	Kit's de calibración utilizados. . . . .	53
VI	Elementos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y LRM utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	111
VII	Elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología # 1 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y LRM utilizando distintos elementos reflectores. . . . .	112
VIII	Técnicas de calibración implementadas y tipo de kit. . . . .	138

# I INTRODUCCIÓN

## I.1 Motivación

Para realizar un buen diseño de circuitos de microondas es necesario hacer una *caracterización* precisa de los dispositivos pasivos o activos que se vayan a utilizar en dicho diseño. Para efectuar una buena caracterización de dispositivos es necesario hacer previamente una *calibración* con excelente precisión al sistema de medición que se utilice. Es por tal motivo que surge la necesidad de estudiar las diferentes técnicas de calibración que se pueden utilizar en la caracterización de dispositivos de microondas y determinar cual técnica es más recomendable de realizar, cuales son sus ventajas y limitaciones, etc.

## I.2 Antecedentes

Existen distintas técnicas de calibración implementadas hoy en día para la extracción de los parámetros [S] de un dispositivo bajo prueba (DBP<sup>1</sup>). En primer término se tiene la técnica TRL<sup>2</sup> que fué implementada por [Engen y Hoer, 1979] y aquí en CI-CESE por [López Gutiérrez, 1996], la cual, se considera la base de todas las técnicas de calibración. Otra técnica muy común es la TRM<sup>3</sup> implementada por [Eul y Schiek, 1988] como una alternativa a la técnica TRL, en la cual se considera que la impedancia del “match” es desconocida, excepto a DC<sup>4</sup>. Posteriormente, [Barr y Pervere, 1989] estudiaron la calibración LRM<sup>5</sup> y notaron que la caracterización de las pérdidas de las líneas, también es necesaria para el desplazamiento del plano de referencia. Aunque

---

<sup>1</sup>Dispositivo bajo prueba

<sup>2</sup>Thru-Reflect-Line

<sup>3</sup>Thru-Reflect-Match

<sup>4</sup>Corriente Directa

<sup>5</sup>Line-Reflect-Match

no planteó la manera de llevar a cabo esta caracterización. Sin embargo, [Davidson, *et al.*, 1989] aplicaron la técnica LRM con el intento de obtener la calibración en el plano de las puntas de pruebas, es decir, una calibración en la estación de pruebas (máquina de puntas) con el plano de referencia en las puntas de pruebas y una impedancia de referencia de  $50\Omega$ . Estos autores utilizaron un arreglo de resistores para una resistencia de CD de  $50\Omega$  como “match”, los cuales intentaron calcular la reactancia del resistor y concluyeron que es pequeña. Efectuaron un desplazamiento del plano de referencia utilizando la aproximación a una línea sin pérdidas. Estas implementaciones de la calibración LRM también están limitadas a utilizar un “match” ideal y una línea muy corta y de bajas pérdidas. Un año después, [Davidson, *et al.*, 1990] introdujeron un procedimiento que intenta determinar la reactancia de los resistores planares que utilizaron como “match”. Lograron esto gracias a la utilización de un elemento reflector en la calibración. Este método también está limitado a que la resistencia del “match” debe ser independiente de la frecuencia y con una reactancia debida solamente a una inductancia independiente de la frecuencia, a una línea muy corta y de bajas pérdidas, así como unos reflectores sin pérdidas. Recientemente [Williams y Marks, 1995], modificaron la técnica de calibración LRM y tomaron en cuenta las imperfecciones del “match” y de la línea utilizados como estándares. Sin embargo, utilizaron un “thru”, un “reflect”, un “match” y una segunda línea de longitud moderada, esta última para poder calcular la constante de propagación  $\gamma$ , y para poder realizar el desplazamiento del plano de referencia, formándose así la técnica LLRM. En este trabajo de tesis, se presenta la técnica TRM/LRM utilizando solamente una línea de referencia, es decir, no se requiere calcular la constante de propagación  $\gamma$  para extraer los parámetros [S] del dispositivo bajo prueba, ya que se utiliza el nuevo método general de De-Embedding propuesto en el cap. III, el cual, es una de las originalidades de este trabajo de tesis.

La técnica de calibración LRL multilíneas [Marks, 1990] no sufre de estas limitaciones, ya que está basada en el algoritmo TRL, el cual calcula la constante de propagación de una onda a través de una línea de transmisión [Marks y Williams, 1992]. El

ancho de banda y la exactitud de la calibración con la técnica multilíneas se incrementa en comparación con la TRL convencional por el uso de más de dos líneas de transmisión. La calibración también determina la constante de propagación de las líneas utilizadas como estándares, así que, la impedancia de referencia de la calibración y el plano de referencia pueden ser exactamente como se muestra en [Marks y Williams, 1991] y [Williams y Marks, 1991]. La técnica LRL(m) multilíneas sufre una desventaja para la medición en banda ancha, puesto que utiliza un conjunto de líneas que requieren un espacio extenso espacio en la oblea del sustrato. En el CICESE [López Gutiérrez, 1996] implementó esta técnica, pero el cambio de línea se realizaba manualmente. Adicionalmente se presenta la técnica de calibración TRL/LRL multilíneas, con la ventaja de que selecciona automáticamente la mejor combinación de líneas en el ancho de banda que se requiere. Además no necesita calcular la constante de propagación  $\gamma$  para extraer los parámetros [S] de dispersión del DBP, ya que utiliza el nuevo método general de De-Embedding propuesto en el cap. III.

En resumen, las técnicas de calibración mencionadas anteriormente, son las técnicas clásicas más utilizadas para calibrar un analizador de redes vectorial y para extraer los parámetros [S] de dispositivos montados en bases de pruebas que existen actualmente en el mercado. Además, todas estas técnicas de calibración requieren calcular la constante de propagación  $\gamma$  de la línea de referencia para poder realizar el desplazamiento del plano de medición hacia el plano del DBP (De-Embedding). El hecho de calcular  $\gamma$  nos conduce a la necesidad de utilizar otra línea de transmisión con longitud distinta a la línea de referencia. Además se requiere conocer con precisión las longitudes físicas de las líneas. Esto es una desventaja de las técnicas clásicas dado que se trata de longitudes micrométricas y un error mínimo en la medición de ellas nos conduce a un error considerable en la fase de los parámetros en reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , cuando se trata de mediciones en la banda de frecuencia de las ondas milimétricas.

### **I.3 Bancos de medición basados en ARV**

Existen diferentes bancos de medición de dispositivos de microondas, tales como: banco de medición para dispositivos coaxiales, banco de medición para dispositivos montados en bases de prueba con transiciones coaxial-microcinta, banco de medición para dispositivos coplanares (máquina de puntas).

#### **I.3.1 Banco de medición coaxial y/o coaxial-microcinta**

En el banco de medición coaxial se puede medir cualquier dispositivo que contenga conectores del tipo coaxial en sus puertos de entrada/salida tales como: transiciones, atenuadores, circuladores, filtros, amplificadores, etc.

En la figura 1 se muestra un esquema del analizador de redes con un dispositivo bajo prueba. En esta figura se puede observar que el DBP se encuentra montado en una base de pruebas con transición coaxial-microcinta. Pero puede ser el caso de que sea solamente un dispositivo coaxial, por ejemplo, un atenuador.

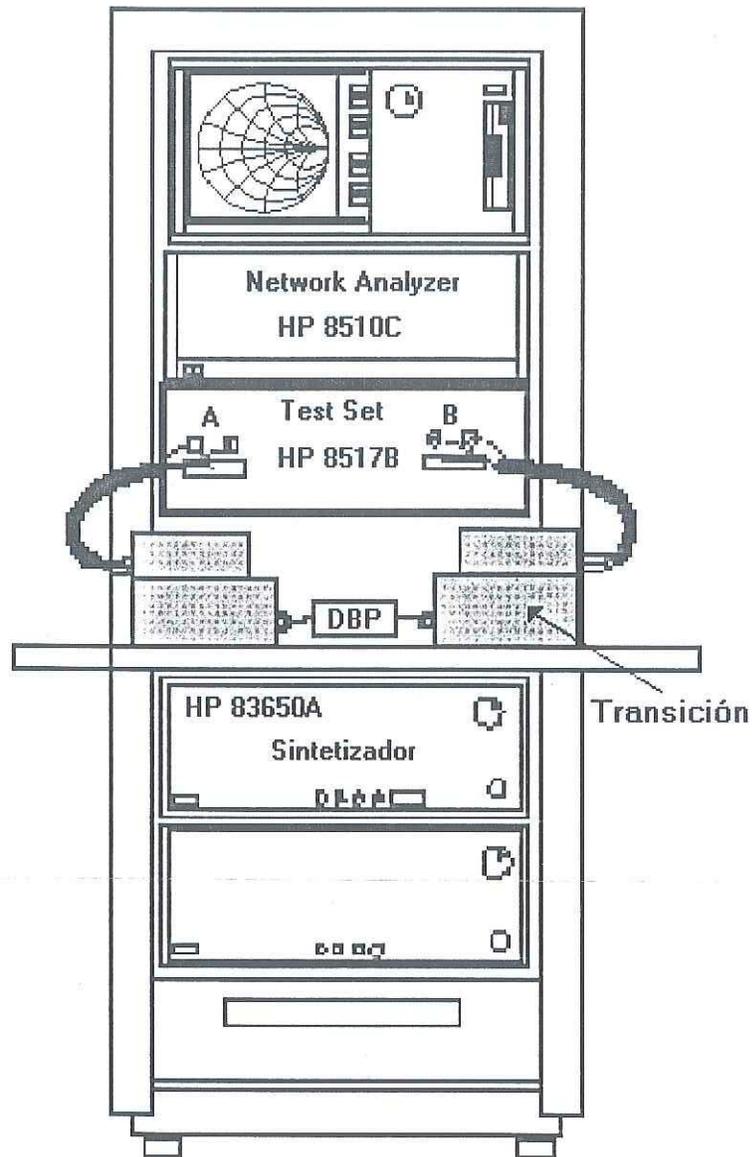


Figura 1: Banco de medición coaxial.

### I.3.2 Banco de medición coplanar

Estos bancos están diseñados para medir dispositivos de tecnología coplanar, tales como: transistores en obleas, por ejemplo: MESFET, PHEMT, etc. Para la implementación de este banco se requiere una máquina de puntas coplanares, un Analizador de Redes Vectorial, un microscopio electrónico, una cámara de video y un monitor.

La figura 2 muestra un esquema del banco de medición coplanar, se puede observar que está compuesto por: un analizador de redes, una máquina de puntas, un microscopio electrónico y una cámara de video, la cual envía una señal de video en banda base a un monitor que nos permite observar una imagen ampliada del DBP. La máquina de puntas es de la marca Cascade Microtech modelo SUMMIT 9000.

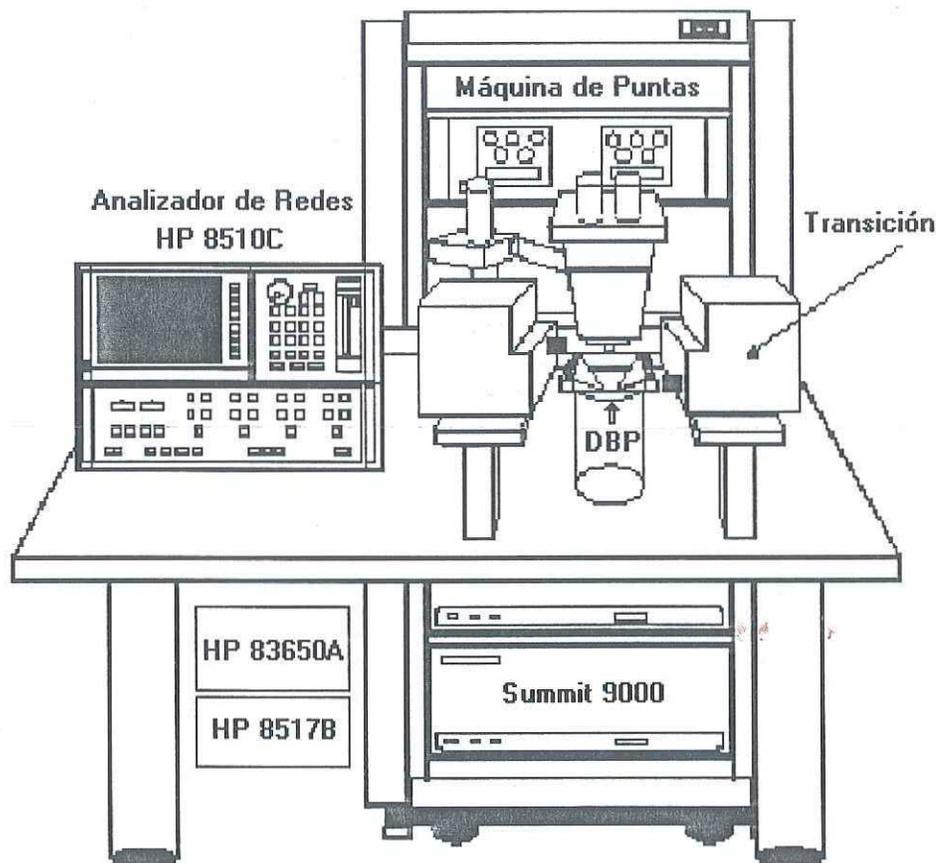


Figura 2: Banco de medición coplanar.

En la figura 3, se muestra una imagen ampliada de un dispositivo bajo prueba del tipo coplanar, en este caso se trata de un PHEMT, y la imagen es tal y como se mira en el monitor del banco de medición.

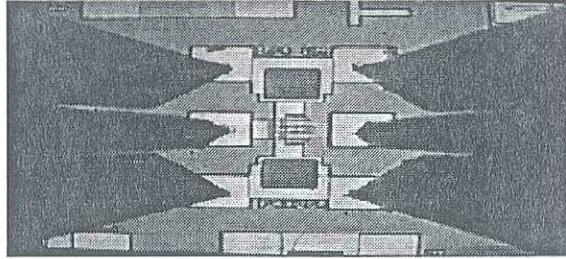


Figura 3: Imagen ampliada de un PHEMT F4X25 de  $0.25\mu$  en oblea, montado en la máquina de puntas coplanar.

## I.4 Planteamiento del problema

Un sistema de medición típico de microondas basado en analizador de redes, se puede modelar como:

- **Un analizador de redes ideal**

Este representa nuestro instrumento de medición [Engen y Hoer, 1979], en este caso, es el HP8510C, de la marca Hewlett Packard.

- **Dos cajas de error correspondientes a cada puerto del analizador**

Estos errores se deben a la no idealidad de los dispositivos con lo que está compuesto el VNA, tales como: acopladores direccionales, interruptores, cables de los puertos, conectores y/o transiciones, etc. A estos errores que se forman en el banco de medición se les conoce como *errores sistemáticos* y pueden ser estimados utilizando elementos de calibración o estándares de calibración [López Gutierrez, 1996].

- **Un dispositivo bajo prueba (DBP)**

Es el dispositivo el cual se desea medir o caracterizar, este DBP puede ser pasivo o activo. Además el DBP algunas veces debe estar montado en un soporte mecánico llamado base de pruebas y/o en una máquina de puntas coplanar, por lo tanto, también se tiene que modelar esta base de pruebas en el sistema de medición.

Un diagrama a bloques que represente a este sistema de caracterización de manera general se puede observar en la figura 4.

El problema consiste en evaluar los efectos de las cajas de errores A y B, incluyendo a las transiciones y líneas. Esto se hace auxiliándose de los elementos de calibración, tales como: líneas de transmisión, carga de  $50\Omega$ , atenuadores, corto circuito y/o circuito abierto, etc.

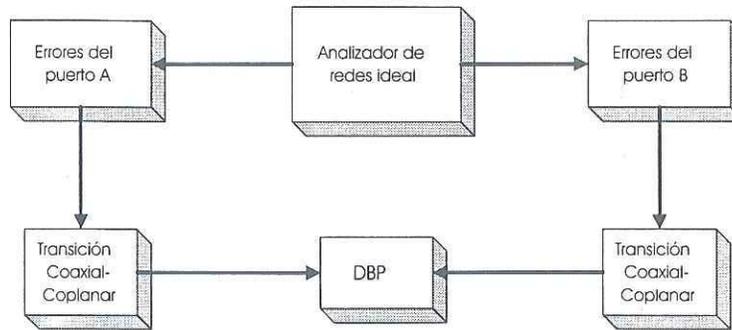


Figura 4: Diagrama a bloques de un sistema de medición de microondas basado en analizador de redes [Engen y Hoer, 1979].

Una vez que se han estimados los errores y el proceso de De-Embedding, nuestro sistema de medición sería como el que se muestra en la figura 5.

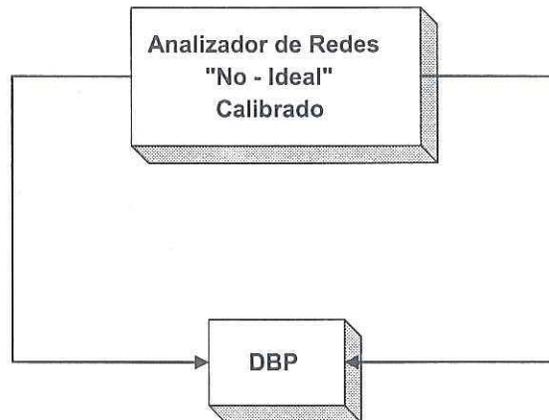


Figura 5: Sistema de medición de microondas calibrado [Engen y Hoer, 1979].

Se puede observar en la figura 5, que se han estimado los efectos de las cajas de errores A y B, los errores de las transiciones debido a los conectores y a su vez los efectos de las líneas en donde el dispositivo bajo prueba se encuentra insertado. Todo este proceso se hace mediante la calibración y empleando un cálculo matricial denominado De-Embedding, el cual lo tienen en común todas las técnicas de calibración. Este es el objetivo de todas las técnicas de calibración, donde la diferencia se encuentra en el planteamiento matemático del problema y en la solución de las ecuaciones, las cuales se realizan utilizando los distintos elementos de calibración.

## I.5 Objetivo

Desarrollar un software educativo para evaluar el comportamiento en frecuencia de las técnicas de calibración LRL(m) “Line-Reflect-Line multilíneas (implementado con líneas largas: longitud eléctrica mayor que  $180^\circ n$ ;  $n=1, 2, 3, \dots k$ ) y LRM “Line-Reflect-Match” modificada, para extraer los parámetros [S] de dispersión de dispositivos montados en bases de prueba, en el intervalo de frecuencia de 0.045-50GHz.

## I.6 Estructuración del trabajo

### ◇ CAPÍTULO II

En este capítulo se presenta el desarrollo matemático del método de desplazamiento del plano de referencia (De-Embedding clásico) para la extracción de los parámetros de dispersión [S] de dispositivos montados en bases de pruebas. Se presentan los requerimientos para su implementación así como también las desventajas que tiene este método de De-Embedding.

### ◇ CAPÍTULO III

En este capítulo se propone un nuevo método general de De-Embedding. Este método es fácil de realizar y es mucho más rápido que el De-Embedding clásico cuando el kit de calibración tiene ciertas condiciones apropiadas, las cuales se presentan en este mismo capítulo. Se presenta el desarrollo matemático, sus ventajas y aplicaciones.

### ◇ CAPÍTULO IV

En este capítulo se presenta el desarrollo matemático de las técnicas de calibración implementadas en este trabajo de investigación. Primeramente se presenta la técnica LRL, luego la técnica LRL multilíneas, LRM y por último la técnica TAR. Se presentan: los requerimientos de cada una de ellas, sus ventajas y desventajas, etc. Estas técnicas de calibración son las más utilizadas en la actualidad en todo sistema de medición

basado en analizador de redes vectorial (ARV<sup>6</sup>).

#### ◇ CAPÍTULO V

En este capítulo se presentan las características de los diferentes kit's de calibración comerciales que se utilizaron durante el desarrollo de esta tesis para la evaluación de las técnicas de calibración implementadas. Además se presentan los elementos básicos de calibración con los que se componen cada kit. Se podrá observar que cada uno de estos kit's tienen diferentes propiedades tanto físicas como eléctricas.

#### ◇ CAPÍTULO VI

En este capítulo se presentan 4 programas principales en Matlab: TRL/LRL(m) multilíneas, TRM/LRM, TRRM/LRRM y TAR. Además se muestran las interfaces gráficas de los programas de tal manera que el software sea amigable para el usuario, así como también sea didáctico, para que permita al usuario entender de una manera más clara el proceso de calibración. También se presentan los distintos comandos que el usuario puede ejecutar durante la operación de cualquiera de estos programas mencionados anteriormente.

#### ◇ CAPÍTULO VII

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos con los distintos kit's de calibración utilizados en el desarrollo de esta tesis. Se midieron y caracterizaron una gran variedad de dispositivos coaxiales, coplanares y en microcinta. Dentro de los dispositivos coaxiales se tienen a los atenuadores, transiciones, líneas de transmisión suspendidas en aire e impedancia característica de  $50\Omega$  y  $25\Omega$ . En la medición de dispositivos coplanares se utilizaron dispositivos PHEMT's y MESFET's con distintos puntos de polarización. Con la calibración en coaxial se comparan cada una de las técnicas de calibración implementadas con la técnica SOLT, esta última técnica se ejecuta por el ARV. Para la calibración con substratos planares se compara la técnica LRM con la LRL(m) multilíneas.

---

<sup>6</sup>Analizador de redes vectorial

## ◇ CAPÍTULO VIII

En este capítulo se presentan las conclusiones generales a las que se llegaron durante el desarrollo de este trabajo de tesis, las aportaciones que tiene este trabajo de investigación y algunas recomendaciones para trabajos futuros.

## II DE-EMBEDDING CLÁSICO

### II.1 Introducción

El De-Embedding es un proceso (cálculo matricial) utilizado para obtener los parámetros  $[S]$  reales del dispositivo bajo prueba (DBP). El término De-Embedding se refiere al desplazamiento del plano de medición hacia el plano deseado (del DBP) obtenido por los patrones de calibración.

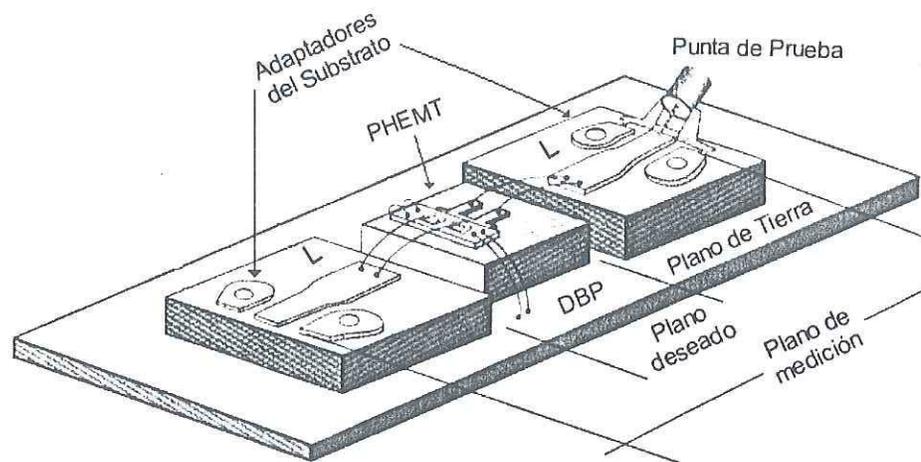


Figura 6: Cálculo de los parámetros  $[S]$  del DBP, mediante el desplazamiento del plano de referencia o plano de medición.

La figura 6 muestra un dispositivo de microondas el cual se desea caracterizar. Dado que es de tecnología planar, es necesario montarse en una base de pruebas para que este dispositivo pueda interconectarse con los puertos del analizador de redes, los cuales son de tecnología coaxial. En esa misma figura se puede apreciar que se tienen dos transiciones coplanar-microcinta, dos tramos de línea de transmisión en microcinta, y en el centro de la base de pruebas se tiene al dispositivo bajo prueba (DBP). Además, se puede observar también cual es el plano de medición del analizador de redes y el plano deseado.

## II.2 Planteamiento matemático

En la figura 7 se muestra la base de pruebas planar en forma de diagrama de bloques, en donde este diagrama a bloques permite entender de una manera mas clara el planteamiento matemático del de-embedding.

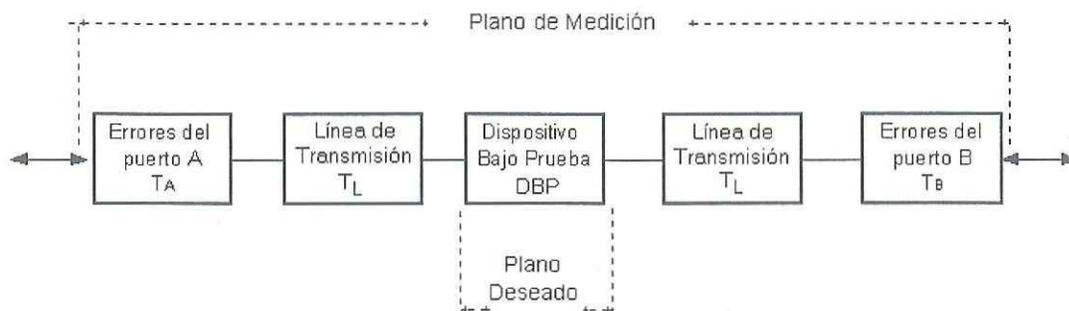


Figura 7: Diagrama a bloques del dispositivo bajo prueba montado en una base de pruebas.

Dado que, es una red tipo cascada, es conveniente representar las características de estos componentes con matrices de transmisión  $[T]$  [Engen G. F., 1992], ya que tienen la propiedad de multiplicarse cuando los elementos se encuentran conectados en cascada. Entonces, bajo esta hipótesis se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$[T_{ADB}] = T_A T_L T_{DBP} T_L T_B, \quad (1)$$

donde:

- $T_{ADB}$  son los parámetros de transmisión medidos cuando el DBP está montado en la base de pruebas.
- $T_A$  es la matriz de transmisión correspondiente a la transición del puerto A.
- $T_L$  es la matriz de transmisión correspondiente a la línea con impedancia característica de  $50\Omega$  que interconecta al DBP y las transiciones.
- $T_{DBP}$  es la matriz de transmisión correspondiente al dispositivo bajo prueba.

-  $T_B$  es la matriz de transmisión correspondiente a la transición del puerto B.

Como ya se sabe que el DBP se encuentra insertado en líneas con longitud  $L$ , por lo tanto la matriz de transmisión para una línea "no reflectora ( $50\Omega$ )" [Engen y Hoer, 1979] con una longitud como la mencionada anteriormente sería:

$$T_L = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Tomando la nomenclatura de [Engen y Hoer, 1979] para representar la caja de error A y B:

$$T_A = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$T_B = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \varphi & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Despejando  $T_{DBP}$  de la ec. (1) se obtiene la siguiente expresión matricial:

$$T_{DBP} = T_L^{-1} T_A^{-1} T_{ADB} T_B^{-1} T_L^{-1}. \quad (5)$$

$T_{ADB}$  es la matriz de parámetros de transmisión medidos cuando el DBP está conectado entre el puerto A y B, por lo tanto se puede definir a esta matriz como:

$$T_{ADB} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

efectuando la multiplicación de las matrices de la ec. (5) se puede representar a la matriz del DBP como: [López Gutiérrez, 1996 ]

$$T_{DBP} = p \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

donde:

$$p = \frac{1}{r_{22}\rho_{22}(a - bc)(\alpha - \beta\varphi)}, \quad (8)$$

$$d_{11} = ((m_{11} - bm_{21}) - \varphi(m_{12} - bm_{22}))e^{2\gamma L}, \quad (9)$$

$$d_{12} = \alpha(m_{12} - bm_{22}) - \beta(m_{11} - bm_{21}), \quad (10)$$

$$d_{21} = (am_{21} - cm_{11}) - \varphi(am_{22} - cm_{12}), \quad (11)$$

$$d_{22} = (\alpha(am_{22} - cm_{12}) - \beta(am_{21} - cm_{11}))e^{-2\gamma L}. \quad (12)$$

Las ecuaciones 7 a 12 proporcionan los parámetros de transmisión reales del dispositivo bajo prueba. Para obtener los parámetros de dispersión [S] del dispositivo bajo prueba es necesario una conversión de parámetros [T] a [S], para así tener el comportamiento dispersivo del dispositivo en el dominio de la frecuencia, que es muy común de representarlos de esta manera en el área de las microondas.

### II.2.1 Requerimientos

De acuerdo a las ec. 7 a 12 es necesario calcular previamente las siguientes incógnitas:

1. Los elementos de la caja de error A, los cuales son:  $a$ ,  $b$ ,  $c$ .
2. Los elementos de la caja de error B, los cuales son:  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\varphi$ .
3. El producto  $r_{22}\rho_{22}$ .

Los elementos de la caja de error A y B se pueden calcular parcialmente utilizando la técnica LRL clásica [Engen y Hoer, 1979], y/o siguiendo el algoritmo realizado por [López Gutiérrez, 1996]. Una manera adicional puede ser con la técnica TRM clásica implementada por [Eul y Schiek, 1988], por mencionar algunos de los métodos más clásicos.

## II.3 Desventajas

Como se puede observar de la ec. 9 y 12, para extraer los parámetros de transmisión del DBP es necesario conocer previamente:

1. La constante de propagación  $\gamma$ , la cual se calcula utilizando dos líneas de transmisión de diferentes longitudes físicas (se requiere una línea de transmisión adicional). Los detalles se pueden apreciar en el apéndice C.
2. Se tienen que conocer con exactitud las dimensiones físicas de las líneas de transmisión.

## II.4 Conclusiones

Se presentó el planteamiento matemático del De-Embedding clásico y una manera de como resolver este problema. Se mencionaron cuales son las incógnitas (requerimientos) que se tienen que calcular para realizar el desplazamiento del plano de medición hacia el plano deseado del DBP. Se demostró matemáticamente que este De-Embedding clásico necesita del cálculo de la constante de propagación  $\gamma$ . El hecho de calcular  $\gamma$  conduce a la necesidad de utilizar otra línea de transmisión con longitud distinta a la línea de referencia. Además se requiere conocer con precisión las longitudes físicas de las líneas. Esto es una desventaja de las técnicas clásicas, dado que se trata de longitudes micrométricas y un error mínimo en la medición de ellas conduce a un error considerable en la fase de los parámetros en reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , cuando se trata de mediciones en la banda de frecuencia de las ondas milimétricas.

### III DE-EMBEDDING PROPUESTO

#### III.1 Introducción

La idea de este nuevo De-Embedding surge de la necesidad de desarrollar un algoritmo más rápido, es decir, que necesite menos tiempo de cómputo y memoria de máquina. Además, de que solamente requiera del cálculo parcial de la caja de error A y B. Con el De-Embedding propuesto y utilizando un kit de calibración con líneas de transmisión de dimensiones apropiadas no es necesario calcular la constante de propagación  $\gamma$ , ni tampoco se requiere del conocimiento exacto de las longitudes físicas de las líneas en donde el dispositivo se encuentra insertado en la base de pruebas. Este nuevo De-Embedding tiene la misma precisión en el cálculo de los parámetros [S] que el De-Embedding clásico que se presenta en la sección II.1.

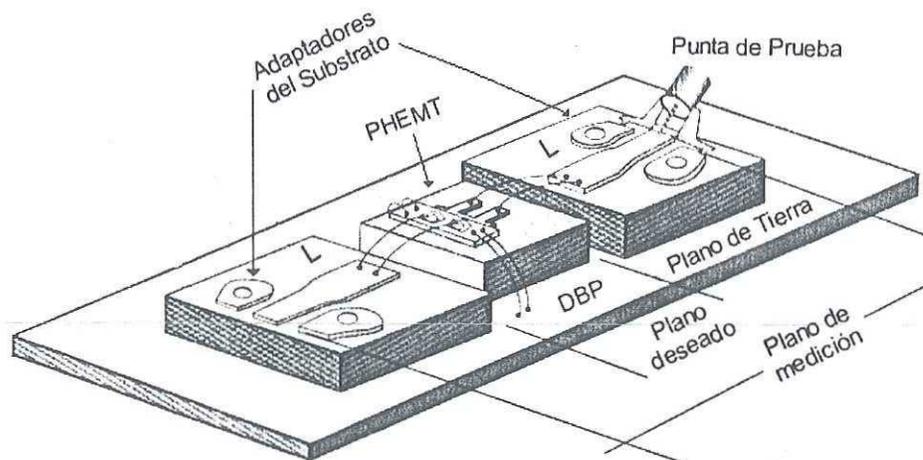


Figura 8: Cálculo de los parámetros [S] del DBP, cuando el DBP está insertado entre dos líneas de longitud  $L$ .

Modelando la base de pruebas mostrada en la figura 8, se puede representar tal y como se muestra en la figura 9.

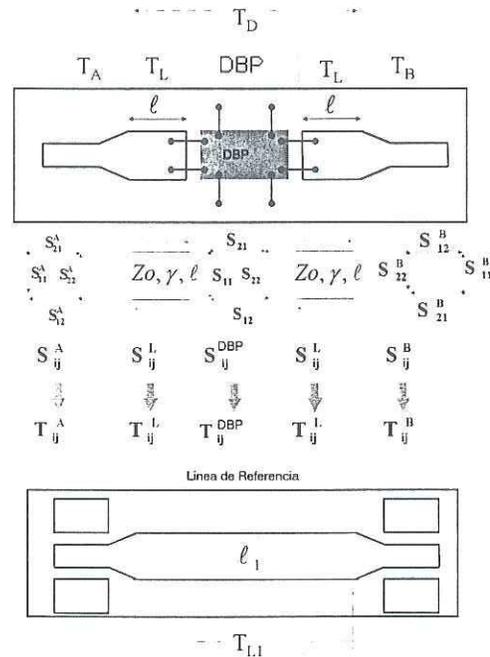


Figura 9: Representación de la base de pruebas y de la línea de referencia utilizando matrices de transmisión.

### III.2 Planteamiento matemático

El primer estándar a utilizar para extraer los parámetros  $[S]$  del DBP es una línea de referencia no reflectora ( $50\Omega$ ), con una longitud física  $L_1$ .

Las dos matrices de cascada  $T_1$  y  $T_2$  ( $T_1$  para la línea de referencia y  $T_2$  para el DBP montado en la base de pruebas), se escriben como:

$$T_1 = T_A T_{L1} T_B, \quad (13)$$

$$T_2 = T_A T_D T_B, \quad (14)$$

donde:

$$T_D = T_L T_{DBP} T_L. \quad (15)$$

$T_D$  es la matriz cascada del dispositivo bajo prueba insertado entre las líneas con una longitud igual a  $\ell$ .

$T_{DBP}$  es la matriz cascada del dispositivo bajo prueba [Engen y Hoer, 1979].

$$T_{DBP} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

donde:

$$\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

De acuerdo a [Engen, 1979] la matriz de la caja error A se expresa por:

$$T_A = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

y la matriz de la caja de error B se representa por:

$$T_B = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \varphi & 1 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Mientras que la matriz de una línea de transmisión no reflectora se representa como:

$$T_L = \begin{bmatrix} e^{-\gamma\ell} & 0 \\ 0 & e^{\gamma\ell} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Utilizando las ecuaciones 13 y 14, se obtienen las siguientes expresiones:

$$T_{L1}T_D^{-1} = T_A^{-1}T_1T_2^{-1}T_A, \quad (20)$$

$$T_D = T_A^{-1}T_2T_B^{-1}, \quad (21)$$

$$T_{L1} = T_A^{-1}T_1T_B^{-1}. \quad (22)$$

Ahora definiendo:

$$P = T_2T_1^{-1} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Desarrollando el siguiente producto:

$$T_{L1}T_D^{-1} = \frac{1}{S_{12}} \begin{bmatrix} e^{-\gamma(\ell_1-2\ell)} & -S_{11}e^{-\gamma\ell_1} \\ S_{22}e^{\gamma\ell_1} & -\Delta Se^{\gamma(\ell_1-2\ell)} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Por otro lado de la ec. 20 se puede observar que  $T_{L1}T_D^{-1}$  y  $T_1T_2^{-1}$  son matrices similares, por lo tanto, tienen el mismo determinante, es decir:

$$\det(T_1T_2^{-1}) = \det(T_{L1}T_D^{-1}). \quad (25)$$

Calculando el determinante de la ec. (23):

$$\Delta P = p_{11}p_{22} - p_{12}p_{21} = \frac{1}{S_{12}^2}(-\Delta S + S_{11}S_{22}), \quad (26)$$

por lo tanto:

$$\Delta P = \frac{S_{21}}{S_{12}}. \quad (27)$$

Para despejar  $S_{21}$  o  $S_{12}$  de ec. 27 se necesita una expresión adicional, y esta expresión se obtiene de la ec. 20. Sustituyendo cada una de las matrices obtenemos:

$$T_{L1}T_D^{-1} = \frac{1}{r_{22}(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \quad (28)$$

efectuando el producto en ec. 28, resulta la siguiente ecuación:

$$T_{L1}T_D^{-1} = r \begin{bmatrix} a(p_{11} + \frac{c}{a}p_{12} - bp_{21} - b\frac{c}{a}p_{22}) & bp_{11} + p_{12} - b^2p_{21} - bp_{22} \\ a^2(-\frac{c}{a}p_{11} - (\frac{c}{a})^2p_{12} + p_{21} + \frac{c}{a}p_{22}) & a(-b\frac{c}{a}p_{11} - \frac{c}{a}p_{12} + bp_{21} + p_{22}) \end{bmatrix}, \quad (29)$$

donde:

$$r = \frac{1}{(a-bc)}. \quad (30)$$

Igualando la ec. 24 con la ec. 29 los parámetros  $S_{12}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  se expresan como:

$$S_{12} = \frac{(1 - \frac{b}{a/c})}{p_{11} + \frac{p_{12}}{a/c} - bp_{21} - \frac{bp_{22}}{a/c}} e^{-\gamma(\ell_1 - 2\ell)}, \quad (31)$$

$$S_{21} = \Delta P S_{12}, \quad (32)$$

$$S_{11} = -S_{12} \frac{(bp_{11} + p_{12} - b^2p_{21} - bp_{22})}{a_m (1 - \frac{b}{a/c})}, \quad (33)$$

$$S_{22} = \frac{S_{12} a_m \left( -\frac{p_{11}}{a/c} - \left( \frac{1}{a/c} \right)^2 p_{12} + p_{21} + \frac{p_{22}}{a/c} \right)}{\left( 1 - \frac{b}{a/c} \right)}, \quad (34)$$

donde:

$$a_m = ae^{-\gamma\ell_1}, \quad (35)$$

$\ell_1$  = Longitud de la línea de referencia.

$\ell$  = Longitud de las líneas en donde se encuentra insertado el DBP.

### III.3 Aplicaciones

#### 1. Dispositivos Coaxiales

En este caso la línea de referencia  $\ell_1 = 0$  y las longitudes de las líneas  $\ell$  donde el dispositivo se encuentra insertado también son cero ( $\ell = 0$ ). Por lo tanto la ec. 24 se simplifica y queda representada de la siguiente manera:

$$T_{L1}T_D^{-1} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{11} \\ S_{22} & -\Delta S \end{bmatrix}. \quad (36)$$

Se puede observar que para calcular los parámetros [S] del DBP con la ec. (36 y 29), los valores de  $\frac{a}{c}$ ,  $b$  y  $a_m$  tienen que ser calculados previamente. Para calcular  $S_{12}$  y  $S_{21}$  solamente es necesario conocer  $\frac{a}{c}$  y  $b$ . Esto es, solamente se requiere del conocimiento parcial de la matriz correspondiente a la transición de la caja de error A ( $T_A$ ) y B ( $T_B$ ).

#### 2. Dispositivos montados en bases de prueba asimétricas

En esta aplicación la línea de referencia es  $\ell_1 \neq 0$ , y el DBP se encuentra insertado en líneas cuya longitud es la mitad de la línea de referencia ( $\ell = \frac{\ell_1}{2}$ ). Las figuras 8 y 9 representan esta aplicación. Por lo tanto la ec. 24 se simplifica y la podemos representar de la siguiente manera:

$$T_{L1}T_D^{-1} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{11}e^{-\gamma\ell_1} \\ S_{22}e^{\gamma\ell_1} & -\Delta S \end{bmatrix}. \quad (37)$$

En este caso también se puede observar que para calcular los parámetros [S] del DBP con ec. (37 y 29), los valores de  $\frac{a}{c}$ ,  $b$  y  $a_m$  tienen que ser calculados previamente. Para calcular  $S_{12}$  y  $S_{21}$  se observa que solamente  $\frac{a}{c}$  y  $b$  son necesarios.

### 3. Dispositivos en oblea montados en el plano de las puntas de pruebas coplanares

En estas aplicaciones la línea de referencia también  $\ell_1 \neq 0$ , pero la longitud de las líneas en donde el dispositivo se encuentra insertado  $\ell = 0$ . Bajo estas condiciones la ec. 24 queda representada como:

$$T_{L1}T_D^{-1} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} e^{-\gamma\ell_1} & -S_{11}e^{-\gamma\ell_1} \\ S_{22}e^{\gamma\ell_1} & -\Delta S e^{\gamma\ell_1} \end{bmatrix}. \quad (38)$$

Para calcular los parámetros [S] en esta aplicación, se puede observar de ec. 38 y ec. 29 que es necesario calcular la constante de propagación  $\gamma$ ,  $\frac{a}{c}$ ,  $b$  y  $a_m$  previamente.

### 4. Dispositivos montados en base de pruebas e insertados en líneas de longitud $\ell$ cualquiera

En esta aplicación la línea de referencia toma cualquier valor  $\ell_1$  y las líneas en donde el DBP se encuentra tienen otro valor  $\ell$  cualquiera. En este caso es necesario calcular la constante de propagación  $\gamma$ , en el apéndice C se presenta una manera de calcular  $\gamma$ , requiriéndose además conocer las dimensiones físicas de las líneas  $\ell_1$  y  $\ell$ . Por lo tanto, bajo estas condiciones en las que se encuentra el DBP la ec. 24 no se puede simplificar. Además también se requiere calcular previamente  $\frac{a}{c}$ ,  $b$ , y  $a_m$ .

### III.4 Formas de calcular $\frac{a}{c}$ y $b$ .

#### III.4.1 Clásicas

El cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  se realiza empleando cualquiera de los métodos clásicos que ya se mencionaron anteriormente, tales como: [Engen y Hoer, 1979], [López Gutiérrez, 1996], quienes utilizan dos líneas de transmisión no reflectoras ( $50\Omega$ ) de longitudes distintas (TRL/LRL clásica), [Eul y Schiek, 1988] que utilizan una carga (match) con impedancia de  $50\Omega$  (TRM clásica) y empleando varias líneas [Marks, 1991]

#### III.4.2 Propuestas

Sin embargo,  $\frac{a}{c}$  y  $b$  también se pueden calcular con los métodos propuestos en este trabajo de tesis, los cuales son: utilizando dos líneas no reflectoras (LRL) [Reynoso y Estrada, 2000]. En la sección IV.2 se presentan más detalles. Los coeficientes de calibración  $\frac{a}{c}$  y  $b$  también se pueden calcular utilizando más de dos líneas de transmisión (TRL/LRL(m) multilíneas). Esta técnica se explica en la sección IV.3. Otro método puede ser utilizando una carga de  $50\Omega$  (TRM/LRM modificada) explicada en la sección IV.4. Y utilizando un atenuador (TAR), esta técnica se explica en la sección IV.5.

### III.5 Ventajas del De-Embedding propuesto

1. Como se puede observar en el planteamiento matemático (sección III.2) de este nuevo De-Embedding, para su implementación no requiere del cálculo de la constante de propagación  $\gamma$  cuando las longitudes de las líneas de transmisión correspondientes al kit de calibración son las apropiadas.
2. Requiere de poco tiempo de cómputo y memoria de máquina.

3. Tiene exactamente la misma precisión que el De-Embedding clásico (explicado en la sección II.2).
4. No se requiere conocer las dimensiones de las líneas, lo cual representa una gran ventaja a frecuencias de ondas milimétricas, debido a que un error milimétrico en la medición de las longitudes físicas de las líneas, afecta considerablemente la fase de los parámetros en reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$ .

### III.6 Conclusiones

Se desarrolló un nuevo método de De-Embedding el cual es general y evita el cálculo de la constante de propagación  $\gamma$ . Con esto se mejora la precisión en la medición de dispositivos en el rango de ondas milimétricas. Este método es más rápido que el De-Embedding clásico debido a que no realiza cálculos de variables innecesarias. Sin embargo, Las líneas de transmisión correspondientes a los kit's de calibración que aplican para poder realizar este De-Embedding general deben ser con dimensiones apropiadas.

## IV TÉCNICAS DE CALIBRACIÓN

### IV.1 Introducción

En este capítulo se presenta el desarrollo matemático de las técnicas de calibración implementadas en este trabajo de investigación. Primeramente se presenta la técnica LRL, posteriormente la técnica LRL multilíneas, LRM, y por último la técnica TAR. Se presentan: los requerimientos de cada una de ellas, sus ventajas y desventajas, etc. Estas técnicas de calibración son las más utilizadas en la actualidad en todo sistema de medición basado en ARV.

### IV.2 Técnica de calibración Line-Reflect-Line (TRL/LRL)

Esta técnica consiste en calcular los coeficientes de error  $\frac{a}{c}$  y  $b$  utilizando dos líneas de transmisión no reflectoras con longitud  $L_1$  y  $L_2$  [Engen y Hoer, 1979], donde  $L_1 < L_2$ . Además requiere un elemento altamente reflectivo, el cual puede ser un corto circuito o un circuito abierto; este “reflector” se utiliza para calcular el coeficiente de error “a”, ya que con dos líneas solamente se puede conocer la relación  $\frac{a}{c}$  y  $b$ . En el apéndice B se presenta detalladamente el cálculo del coeficiente de error “a”.

#### IV.2.1 Requerimientos

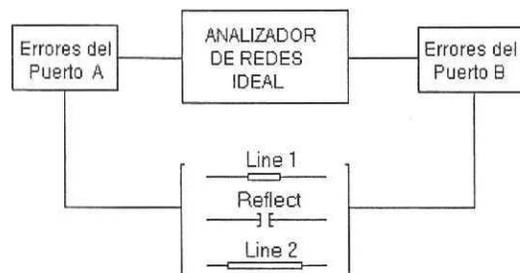


Figura 10: Diagrama a bloques de la conexión de los patrones de calibración, para la técnica TRL/LRL

En la figura 10 se muestra el diagrama a bloques de la implementación de esta técnica. Como se puede apreciar, está compuesto por: un analizador de redes ideal, dos cajas de error A y B que corresponden a cada puerto del analizador de redes respectivamente (incluyendo los conectores de la base de pruebas, acopladores direccionales, interruptores, etc.), y elementos de calibración los cuales se van conectando de uno por uno en los puertos del analizador de redes, y se almacenan los datos obtenidos en cada medición, para procesarlos posteriormente mediante una unidad de procesamiento (CPU<sup>7</sup>) o computadora.

La implementación de esta técnica requiere los siguientes elementos de calibración:

1. Una línea de transmisión con longitud  $L_1$  con impedancia característica de  $50\Omega$ . Por lo general esta es la línea de referencia que se utiliza para calcular los elementos de la caja de error B. Los detalles del cálculo se describen detalladamente en el apéndice A.
2. Un elemento altamente reflectivo que puede ser: un corto circuito o un circuito abierto. Cabe mencionar, que se requiere un elemento reflector para cada puerto. Los detalles del cálculo utilizando este elemento se muestran en el apéndice B; el reflector se utiliza para calcular el coeficiente de error "a".
3. Otra línea de transmisión con longitud  $L_2$  y con impedancia característica de  $50\Omega$ . Utilizando las dos líneas de transmisión se puede calcular la relación  $\frac{a}{c}$  y  $b$  correspondientes a la caja de error A.

Donde  $L_1$  debe ser menor a  $L_2$  y los elementos reflectores deben ser iguales, es decir: si en el puerto A se conecta un corto circuito, por tanto, en el puerto B también es necesario conectar un corto circuito con las mismas características.

---

<sup>7</sup>Unidad Central de Procesamiento

#### IV.2.2 Cálculo de los coeficientes de error $\frac{a}{c}$ , $b$ , y de la propagación de la onda ( $\Lambda$ )

Para calcular los elementos  $\frac{a}{c}$  y  $b$  utilizando dos líneas de transmisión nos auxiliamos de las dos ecuaciones siguientes:

$$T_1 = T_A T_{L_1} T_B, \quad (39)$$

$$T_2 = T_A T_{L_2} T_B, \quad (40)$$

donde:

$T_1$  son los parámetros [T] medidos con la línea # 1 conectada entre los puertos A y B.

$T_2$  son los parámetros [T] medidos con la línea # 2 conectada entre los puertos A y B.

$T_A$  son los parámetros [T] de la caja de error A,

$$T_A = \frac{1}{S_{21}^A} \begin{bmatrix} -\Delta_S^A & S_{11}^A \\ -S_{22}^A & 1 \end{bmatrix}. \quad (41)$$

$T_B$  son los parámetros [T] de la caja de error B,

$$T_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} T_C^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

donde:

$$T_C = \frac{1}{S_{21}^B} \begin{bmatrix} -\Delta_S^B & S_{11}^B \\ -S_{22}^B & 1 \end{bmatrix}. \quad (43)$$

$T_{Li}$  se define como la matriz de parámetros de transmisión para una línea ideal, dada como:

$$T_{Li} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L_i} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L_i} \end{bmatrix}; i = 1, 2. \quad (44)$$

Combinando ec. 39 y 40, se obtiene la siguiente relación:

$$T = T_2 T_1^{-1} = T_A T_{L_2} T_{L_1}^{-1} T_A^{-1}, \quad (45)$$

representando nuevamente la ec. (45) con otra variable,

$$T = T_A T_X T_A^{-1}, \quad (46)$$

Definiendo a  $T_X$  como:

$$T_X = T_{L_2} T_{L_1}^{-1} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L_T} & 0 \\ 0 & e^{\gamma L_T} \end{bmatrix}, \quad (47)$$

donde:

$$L_T = L_2 - L_1, \quad (48)$$

de la ec. 47 se puede observar que  $T_X$  tiene la forma de:

$$T_X = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Lambda} & 0 \\ 0 & \Lambda \end{bmatrix}, \quad (49)$$

donde:

$$\Lambda = e^{\gamma L_T}. \quad (50)$$

Además como  $T_1$  y  $T_2$  son matrices conocidas, obtenidas mediante dos mediciones, es posible representar a la matriz  $[T]$  de la siguiente manera:

$$T = T_2 T_1^{-1} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}. \quad (51)$$

Definiendo a las matrices  $T_A$  y  $T_B$  de una manera mas simplificada y de acuerdo a la nomenclatura de [Engen y Hoer, 1979], a las ecuaciones (41 y 42),

$$T_A = r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \quad (52)$$

$$T_B = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \varphi & 1 \end{bmatrix}, \quad (53)$$

de la ec. (46) se puede observar que  $[T]$  y  $T_X$  son matrices similares, recordando algunas propiedades de matrices similares:

- ◇ tienen la misma traza, es decir:  $\text{Traza}(T) = \text{Traza}(T_X)$ ,
- ◇ tienen el mismo determinante,  $\det(T) = \det(T_X)$ ,
- ◇ tienen los mismos valores propios,  $\lambda(T) = \lambda(T_X)$ .

Partiendo de la ec. (46) se puede resolver para  $T_X$ , obteniendo la siguiente ecuación:

$$T_X = T_A^{-1} T T_A \quad (54)$$

sustituyendo cada una de las matrices en la ec. (54),

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Lambda} & 0 \\ 0 & \Lambda \end{bmatrix} = \frac{1}{r_{22}(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix}, \quad (55)$$

desarrollando el producto en la ec. 55:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\Lambda} & 0 \\ 0 & \Lambda \end{bmatrix} = q \begin{bmatrix} at_{11} + ct_{12} - abt_{21} - bct_{22} & bt_{11} + t_{12} - b^2t_{21} - bt_{22} \\ -act_{11} - c^2t_{12} + a^2t_{21} + act_{22} & -bct_{11} - ct_{12} + abt_{21} + at_{22} \end{bmatrix}, \quad (56)$$

donde:

$$q = \frac{1}{(a-bc)}, \quad (57)$$

igualando término a término en ambos lados de la ec. 56 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$b^2 t_{21} + b(t_{22} - bt_{11}) - t_{12} = 0, \quad (58)$$

$$\left(\frac{a}{c}\right)^2 t_{21} + \frac{a}{c}(t_{22} - bt_{11}) - t_{12} = 0. \quad (59)$$

Cabe mencionar que las ecuaciones (58 y 59) fueron reportadas por [Engen y Hoer, 1979] y [Reynoso y Estrada, 2000]. Por otro lado, como las ecuaciones (58 y 59) tienen los mismos coeficientes,  $b$  y  $\frac{a}{c}$  son raíces de la misma ecuación. Sin embargo, debido a que  $T_A$  es una matriz invertible, su determinante debe ser diferente de cero, es decir:  $(a - bc \neq 0)$ . Por lo tanto  $b \neq \frac{a}{c}$ , son dos raíces diferentes obtenidas a partir de la ec. (58 y/o 59). Los valores de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  deben seleccionarse de acuerdo al reporte de [Engen y Hoer, 1979], el cual dice que se debe cumplir la siguiente condición:

$$|b| < \left|\frac{a}{c}\right|. \quad (60)$$

Por otra parte, el vector de onda de propagación  $\Lambda$  lo podemos obtener igualando los elementos de las matrices con subíndice 1-1 y/o el 2-2 de la ec. 56, lo cual resulta:

$$\Lambda = \frac{t_{22} + bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{11} - \frac{1}{a/c}t_{12}}{1 - \frac{b}{a/c}} = \frac{1 - \frac{b}{a/c}}{t_{11} + \frac{1}{a/c}t_{12} - bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{22}}. \quad (61)$$

Hasta aquí se puede observar que solamente se conoce la relación  $\frac{a}{c}$  y  $b$  de la caja de la matriz de transmisión  $T_A$ . Además para el cálculo solamente se han utilizado dos líneas ( $L_1$  y  $L_2$ ), cabe mencionar que para calcular la incógnita “a” es necesario otro elemento de calibración, el cual es el “reflect”. El procedimiento para esto se explica detalladamente en el apéndice B. Por otra parte, los elementos de la caja de error B se calculan utilizando la línea de referencia y los detalles de este cálculo se muestran en el apéndice A.

### IV.2.3 Ventajas

1. Requiere de pocos patrones de calibración (en el caso TRL).

2. No requiere del conocimiento de las longitudes físicas de las líneas.
3. Requiere de poco tiempo y memoria de máquina.
4. Permite calcular el vector de onda de propagación  $\Lambda$ , y por tanto, la constante de propagación  $\gamma$ . Los detalles para el cálculo de  $\gamma$  se encuentran en el apéndice C.
5. Permite calcular la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ ), los detalles de este cálculo, se pueden ver en el apéndice D.
6. Es fácil de implementar.

#### IV.2.4 Desventajas

1. Está limitada en ancho de banda debido a la longitud eléctrica del par de líneas utilizadas en la calibración, i.e., la calibración es válida en el rango de frecuencia para:  $20^\circ < \theta < 160^\circ$ , donde:  $\theta$  es la longitud eléctrica del par de líneas ( $L_2 - L_1$ ) utilizadas durante la calibración.

### IV.3 Técnica de calibración TRL/LRL(m) multilíneas

Como se demostró en la técnica LRL clásica [Engen y Hoer, 1979] y [López Gutiérrez, 1996] se tiene la desventaja de que la longitud eléctrica del par de líneas debe ser diferente de  $180n^\circ$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), i.e, en donde la fase debe estar entre  $20^\circ < \theta < 160^\circ$  para que sea una calibración aceptable y confiable. En el desarrollo de esa técnica se observó que cuando las longitudes eléctricas de las líneas eran cercanas a  $180n^\circ$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), los parámetros [S] del DUT presentaban algunas discontinuidades no deseadas en ciertos puntos de frecuencias (correspondiente a la fase de  $180^\circ$ ), ya que precisamente en esos puntos de frecuencia el coeficiente de calibración  $\frac{a}{c}$  se indetermina.

Por otro lado, la técnica TRL/LRL(m) multilíneas [Hoer, 1983] corrige la desventaja presentada en la técnica LRL clásica [Marks, 1990] y [Marks, 1991], esto lo realiza auxiliándose de más líneas para evitar los cruces por  $180n^\circ$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ). Los parámetros [S] se calculan para todas las combinaciones de líneas de igual manera que en la técnica LRL clásica. Dependiendo de cual par de líneas tenga un mejor corrimiento de fase (más próximo a  $90^\circ$ ) en cada punto de frecuencia, se hace la selección de los parámetros [S]. Con esto se amplía el ancho de banda mucho más que con la técnica TRL/LRL.

#### IV.3.1 Requerimientos

La figura 11 se muestra un diagrama a bloques de los estándares que se requieren para la implementación de la técnica TRL/LRL(m) multilíneas. Se puede apreciar que se necesita una línea de referencia o thru, un elemento altamente reflectivo, el cual puede ser un corto circuito o un circuito abierto desplazados o no desplazados, y por último se requieren “n” líneas de transmisión de longitudes físicas distintas.

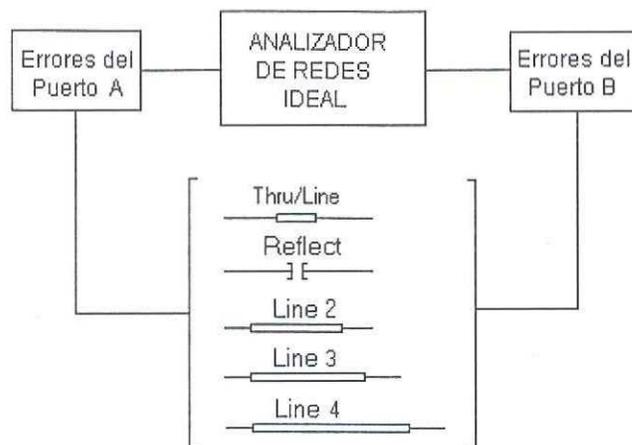


Figura 11: Estándares requeridos para la implementación de la técnica TRL/LRL(m) multilíneas.

#### IV.3.2 Corrimiento de fase efectivo ("best phase shift")

Algunas técnicas de calibración utilizan una línea de transmisión de longitud precisa como un estándar. Un ejemplo de esta técnica es la LRL clásica [Engen y Hoer, 1979] y [López Gutiérrez, 1996], un problema al utilizar líneas de longitud precisa como estándar es que la longitud eléctrica no debe estar cerca de los múltiplos de  $180^\circ$ , o la solución de algunas de las constantes para la calibración del analizador de redes se indeterminan.

*Una longitud eléctrica de  $90^\circ + 180n^\circ$  es ideal [Hoer, 1983], donde  $n=0, 1, 2, \dots$*

Otro problema es que la longitud física de una línea con longitud eléctrica menor a  $180^\circ$ , sería muy corta a frecuencias de ondas milimétricas (a medida que la frecuencia se incrementa, la longitud de onda disminuye), y por lo tanto no sería muy práctica [Hoer, 1983].

### IV.3.3 Planteamiento matemático

Se sabe que la longitud eléctrica de una línea de transmisión [Hoer, 1983] se calcula de la siguiente manera:

$$\theta = \beta l = 12fl\sqrt{\varepsilon_{eff}}, \quad (62)$$

donde:

$f$  es la frecuencia en GHz.

$\beta$  es la constante de fase de la línea, en rad/Cm.

$l$  es la longitud física de la línea, en Cm.

$\varepsilon_{eff}$  es la constante dieléctrica efectiva de la línea utilizada.

Para que el corrimiento de fase sea  $180^\circ$  en  $f_1 + f_2$ , la longitud de la línea debe ser:

$$l = \frac{180}{12(f_1 + f_2)\sqrt{\varepsilon_{eff}}}. \quad (63)$$

Obviamente esta idea puede ser extendida a más de dos rangos de frecuencia.

El corrimiento de fase efectivo queda determinado por:

$$\psi = |\theta - 180n^\circ|, \quad (64)$$

cuando  $\theta > 90^\circ + 180n^\circ$ , para  $n=0, 1, 2, 3, \dots$

Con esto se limita a que  $\psi$  varíe entre  $0$  y  $90^\circ$ , donde obviamente el caso ideal para  $\psi$  es que sea igual a  $90^\circ$ .

En la figura 12 se muestra una gráfica típica del corrimiento de fase efectivo utilizando tres combinaciones de líneas. Se puede observar que la línea más gruesa siempre trata de estar lo más cerca posible a  $90^\circ$ , que es el punto ideal para la mejor fase y es precisamente ahí donde se tienen los mejores parámetros  $[S]$  calculados, ya que las constantes de calibración en ese punto de frecuencia están muy bien definidas (libre de discontinuidades). En este principio está basado la técnica TRL/LRL(m) multilíneas, como se puede ver, es un proceso iterativo de la técnica LRL clásica, en donde, se

calculan los parámetros [S] con todas y cada una de las combinaciones de líneas en función de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  calculados con los distintos pares de líneas, y de acuerdo al par de líneas que tenga un mejor corrimiento de fase efectivo (más próximo a  $90^\circ$ ) durante cada punto del ancho de banda empleado en la calibración, en ese punto se tienen los mejores parámetros [S]. Por lo tanto, se seleccionan estos parámetros [S]. Esta selección de parámetros [S] se hace en todos y cada uno de los puntos de frecuencia que se tenga en la calibración.

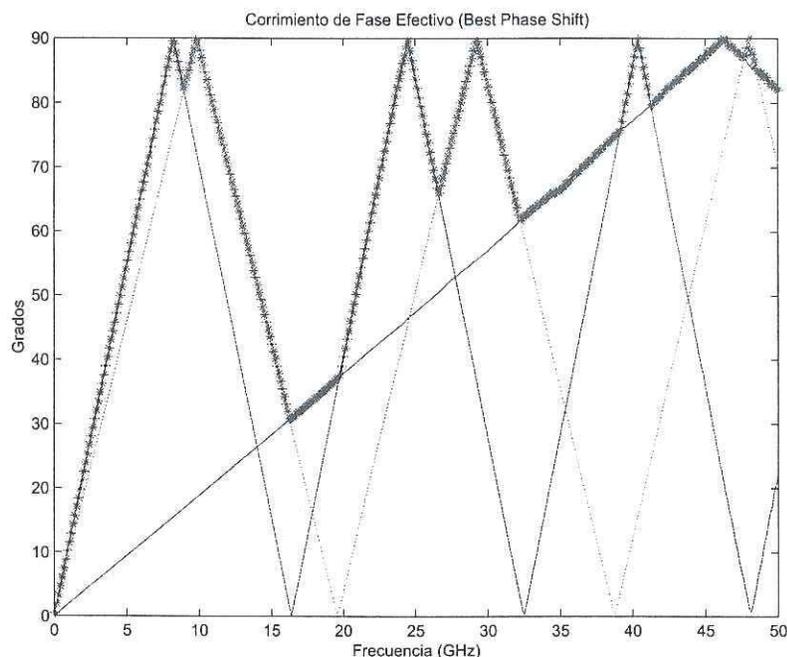


Figura 12: Ejemplo de un corrimiento de fase efectivo ("Best Phase Shift") utilizando tres combinaciones de líneas.

#### IV.3.4 Ventajas

1. El ancho de banda se incrementa considerablemente en comparación con la técnica TRL/LRL.
2. Esta técnica calcula la constante de propagación  $\gamma$  de las combinaciones de las líneas utilizadas como estándares. El cálculo de  $\gamma$  se realiza tal y como se muestra en el apéndice C.

#### IV.3.5 Desventajas

1. Para medición en banda amplia es necesario un conjunto de líneas que ocupan un espacio extenso en la oblea o substrato, para el caso de dispositivos de tecnología coplanares.
2. Requiere de mucho tiempo y memoria de cómputo.

## IV.4 Técnica de calibración Line-Reflect-Match (TRM/LRM)

La diferencia principal entre todas las técnicas de calibración descritas anteriormente se encuentra en el cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  básicamente. En la técnica LRM el cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  se hace a partir de una carga de  $50\Omega$  y una línea de referencia [Eul y Schiek, 1988], tal y como se muestra en la figura 14.

### IV.4.1 Requerimientos

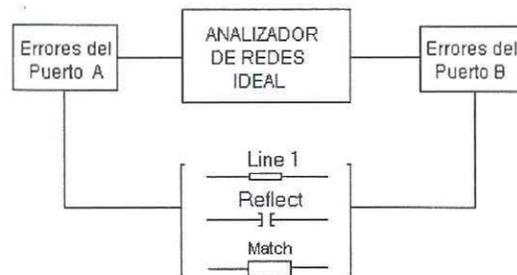


Figura 13: Diagrama a bloques de la conexión de los elementos de calibración, para la técnica TRM/LRM

La implementación de esta técnica requiere como elementos de calibración:

1. Un línea de referencia de longitud  $L_1$  para el caso LRM, o un thru (línea de longitud cero) para el caso TRM. Estas líneas son utilizadas para calcular los elementos de la caja de error B. En el apéndice A se explican los detalles para el cálculo de los coeficientes de calibración pertenecientes a la caja de error B.
2. Un elemento altamente reflectivo, el cual puede ser: un corto circuito o circuito abierto. Cabe mencionar que se requiere un elemento reflector para cada puerto, y deben de ser simétricos. Los detalles del cálculo utilizando este elemento se muestran en el apéndice B. El reflector se utiliza para calcular el coeficiente de error "a".

3. Una carga de  $50\Omega$  (match), que se utiliza para calcular los coeficientes de error  $\frac{a}{c}$ ,  $b$  y  $\varphi$ , de la caja de error A, como se muestra a continuación.

#### IV.4.2 Cálculo de $\frac{a}{c}$ , $b$ y $\varphi$

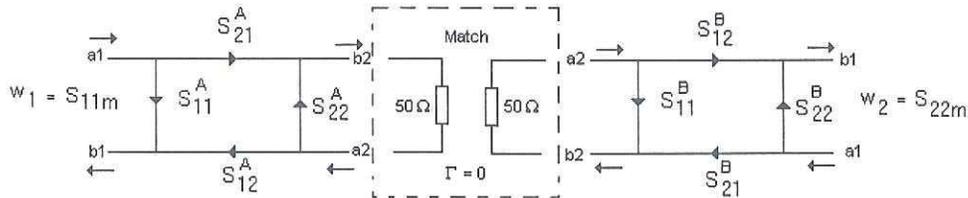


Figura 14: Cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  utilizando una carga de  $50\Omega$ .

Los coeficientes de reflexión  $w_1$  y  $w_2$  medidos en los puertos A y B se expresan por las ecuaciones (65 y 66), que ya fueron deducidas en el apéndice 2 de la tesis presentada por [López Gutiérrez, 1996], las cuales son:

$$w_1 = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A S_{21}^A \Gamma_L}{1 - S_{22}^A \Gamma_L} = \frac{a\Gamma_L + b}{c\Gamma_L + 1}, \quad (65)$$

$$w_2 = S_{22}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B \Gamma_L}{1 - S_{22}^B \Gamma_L} = \frac{\alpha\Gamma_L - \varphi}{1 - \beta\Gamma_L}. \quad (66)$$

Los términos  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\varphi$ , tienen el mismo significado que en la técnica TRL/LRL clásica, TRM/LRM, TAR, y TRL/LRL(m) multilíneas y lo único que cambia es su manera de calcularlos.

Por otro lado, es importante mencionar que para una carga ideal de  $50\Omega$  su coeficiente de reflexión  $\Gamma_L = 0$ . Entonces, bajo esta hipótesis los términos  $w_1$  y  $w_2$  se reducen a:

$$w_1 = b, \quad (67)$$

$$w_2 = -\varphi. \quad (68)$$

Como se puede apreciar en la figura 14,  $w_1 = S_{11}^m$  y  $w_2 = S_{22}^m$ ; donde  $S_{11}^m$  y  $S_{22}^m$  son los parámetros [S] medidos cuando a los puertos A y B se les conecta una carga de  $50\Omega$ .

Por lo tanto, se puede notar que con esta condición de medición se determinan  $b$  y  $\varphi$ . El hecho de conocer  $\varphi$  conduce al conocimiento de  $\frac{a}{c}$ , puesto que están relacionadas por la ec. (99) y se expresa como:

$$\varphi = \frac{f - \frac{c}{a}d}{1 - \frac{c}{a}e}, \quad (69)$$

la ec. 69 se puede resolver para  $\frac{a}{c}$ , resultando la siguiente expresión:

$$\frac{a}{c} = \frac{d - e\varphi}{f - \varphi}. \quad (70)$$

Los términos restantes se calculan siguiendo el procedimiento que se presenta en el apéndice A y B. Una vez calculados todos los términos de error de las transiciones A y B, el siguiente paso es calcular los parámetros [S] del dispositivo bajo prueba (DUT), i.e., realizar el proceso De-embedding, el cual puede ser el De-Embedding clásico presentado en el cap. II o el De-Embedding propuesto en el cap. III .

#### IV.4.3 Ventajas

1. Requiere de pocos patrones de calibración (en el caso TRM).
2. No está limitada en ancho de banda. La limitación del ancho de banda depende de la banda de operación de la carga de  $50\Omega$ . Normalmente se utiliza una carga de banda amplia. Por otro lado, utilizando la carga de  $50\Omega$ , el coeficiente de calibración  $\frac{a}{c}$  no se indetermina por los cruces de  $\theta$  por  $180^\circ n$ ;  $n=0, 1, 2, \dots$ , como lo tiene la limitante de la técnica TRL/LRL.
3. No requiere del conocimiento de la longitud física de la línea de referencia.
4. Requiere de poco tiempo y memoria de máquina.
5. Es fácil de implementar.

## IV.5 Técnica de calibración Thru-Attenuator-Reflect (TAR)

La idea de implementar la técnica de calibración TAR nace por la similitud que existe entre la matriz de parámetros de transmisión de un atenuador ideal y de una línea no reflectora ( $50\Omega$ ). Hoy en la actualidad la técnica de calibración TAR no existe comercialmente. La implementación de esta técnica de calibración fué propuesta por [Eul y Schiek, 1991]. Sin embargo, el método que se presenta en esta sección para el cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  a partir de un thru y un atenuador es una originalidad de este trabajo. Se muestra que esta técnica de calibración es una buena alternativa cuando el atenuador tiene un coeficiente de reflexión muy bajo (bien adaptado).

### IV.5.1 Requerimientos

Esta técnica requiere como estándares de calibración: un thru (línea de longitud cero), un atenuador, y un elemento altamente reflectivo, que puede ser un corto circuito o un circuito abierto.

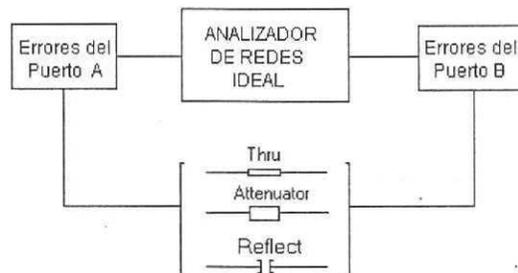


Figura 15: Diagrama a bloques de la conexión de los patrones de calibración para la técnica de calibración TAR.

### IV.5.2 Cálculo de $\frac{a}{c}$ y $b$

La matriz de transmisión  $T_1$  que se obtiene al interconectar el puerto A con el puerto B se define como:

$$T_1 = T_A T_B, \quad (71)$$

y cuando se interconecta un atenuador entre el puerto A y B del analizador de redes, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_2 = T_A X_{\hat{A}} T_B, \quad (72)$$

donde:

$$X_{\hat{A}} = \begin{bmatrix} \hat{A} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{A}} \end{bmatrix}, \quad (73)$$

y donde:

◇  $\hat{A} = 10^{\frac{\alpha'}{20}}$  es la atenuación en escala lineal del elemento atenuador.

◇  $\alpha' =$  Atenuación en dB.

La ec. 73 representa la matriz de transmisión de un atenuador ideal.

Efectuando la operación matricial siguiente se obtiene:

$$T_2 T_1^{-1} = T_A X_{\hat{A}} T_A^{-1}. \quad (74)$$

Entonces se puede definir:

$$T = T_2 T_1^{-1} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}, \quad (75)$$

por lo tanto:

$$T = T_A X_{\hat{A}} T_A^{-1}. \quad (76)$$

Despejando  $X_{\hat{A}}$  de la ec. 76, se obtiene:

$$X_{\hat{A}} = T_A^{-1} T T_A. \quad (77)$$

Es importante señalar que la matriz  $X_{\hat{A}} \sim T$  (son similares). Se sabe que las matrices similares tienen las siguientes propiedades:

$$\det(X_{\hat{A}}) = \det(T) \quad \Rightarrow \quad t_{11}t_{22} - t_{21}t_{12} = 1, \quad (78)$$

$$\text{Traza}(X_{\hat{A}}) = \text{Traza}(T) \quad \Rightarrow \quad t_{11} + t_{22} = \frac{1}{\hat{A}} + \hat{A}, \quad (79)$$

$$\lambda(X_{\hat{A}}) = \lambda(T) \quad \Rightarrow \quad \lambda_1(X_{\hat{A}}) = \hat{A} \quad \lambda_2(X_{\hat{A}}) = \frac{1}{\hat{A}}, \quad (80)$$

donde:  $\lambda(T)$ , son los valores propios de la matriz  $[T]$ , y se calculan de la siguiente manera:

$$(t_{11} - \lambda)(t_{22} - \lambda) - t_{12}t_{21} = 0, \quad (81)$$

desarrollando la ec. 81 y resolviendo para  $\lambda$ :

$$\lambda_{1,2} = \frac{(t_{11} + t_{22}) \pm \sqrt{(t_{11} + t_{22})^2 - 4}}{2}, \quad (82)$$

La ec. 82 permite calcular la atenuación del atenuador utilizado como estándar en dicha calibración, partiendo de mediciones realizadas sin calibrar previamente al ARV.

Por otra parte, desarrollando la ec. 77;  $X_{\hat{A}}$  se puede expresar como:

$$X_{\hat{A}} = \frac{1}{r_{22}(a - bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} r_{22} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix} \quad (83)$$

efectuando el producto matricial en ec. 83:

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{A}} \end{bmatrix} = H_1 \begin{bmatrix} at_{11} - abt_{21} + ct_{12} - bct_{22} & bt_{11} - b^2t_{21} + t_{12} - bt_{22} \\ -act_{11} + a^2t_{21} - c^2t_{12} + act_{22} & -bct_{11} + abt_{21} - ct_{12} + at_{22} \end{bmatrix}, \quad (84)$$

donde:

$$H_1 = \frac{1}{(a - bc)}. \quad (85)$$

La atenuación del patrón de calibración (atenuador) se calcula igualando término a término los coeficientes de la de la ec. 84 con subíndice 1-1 y/o 2-2:

$$\hat{A} = \frac{a(t_{11} - bt_{21} + \frac{c}{a}t_{12} - b\frac{c}{a}t_{22})}{a(1 - b\frac{c}{a})} = \frac{t_{11} - bt_{21} + \frac{c}{a}t_{12} - b\frac{c}{a}t_{22}}{1 - b\frac{c}{a}}, \quad (86)$$

los coeficientes de error  $b$  y  $\frac{c}{a}$ , se calculan igualando término a término los coeficientes de la ec. 84 con subíndice 1-2 y/o 2-1 :

$$b^2t_{21} - b(t_{11} - t_{22}) - t_{12} = 0, \quad (87)$$

$$\left(\frac{c}{a}\right)^2 t_{21} - \frac{a}{c}(t_{11} - t_{22}) - t_{12} = 0. \quad (88)$$

Cabe mencionar que las ecuaciones 87 y 88 fueron reportadas por [Engen y Hoer, 1979] y [Reynoso y Estrada, 2000]. En este trabajo la derivación de ellas es a partir de un atenuador. Por otro lado, como las ecuaciones (87 y 88) tienen los mismos coeficientes,  $b$  y  $\frac{a}{c}$  son raíces de la misma ecuación. Sin embargo, se sabe que  $T_A$  es una matriz invertible y por lo tanto, su determinante debe ser diferente de cero, es decir:  $(a - bc \neq 0)$ , por lo tanto  $b \neq \frac{a}{c}$ , son dos raíces diferentes, obtenidas a partir de la ec. 87 y/o 88. Los valores de  $\frac{a}{c}$  y  $b$ , deben ser seleccionados de acuerdo al reporte de [Engen y Hoer, 1979], el cual dice, que se debe cumplir la siguiente condición:

$$|b| < \left|\frac{a}{c}\right|. \quad (89)$$

El coeficiente de error “a” se calcula tal y como se muestra en el apéndice B, y los elementos de la caja de error B, se calculan como se muestra en el apéndice A.

Una vez que ya se conocen los elementos de la caja de error A y B, se procede a aplicar el De-Embedding, ya sea el clásico, presentado en el cap. II, o el De-Embedding propuesto en este trabajo, descrito en el cap. III.

### IV.5.3 Ventajas

1. No importa el valor de la “atenuación” del atenuador utilizado como elemento de calibración.
2. El coeficiente de calibración  $\frac{a}{c}$  no se indetermina en todo el ancho de banda de la calibración.
3. Es fácil de realizar.
4. Requiere poco tiempo y memoria de cómputo.
5. No está limitada en ancho de banda (depende del ancho del atenuador).

#### IV.5.4 Desventajas

1. Se requiere un atenuador que tenga un buen acoplamiento a la entrada/salida.
2. El atenuador debe ser de banda amplia.

### IV.6 Conclusiones

En este capítulo se desarrolló el método L-L para el cálculo de los coeficientes de error  $\frac{a}{c}$  y  $b$  utilizando dos líneas de transmisión no reflectoras. Se llegaron a las mismas ecuaciones reportadas por [Engen y Hoer, 1979], pero desde el punto de vista de otro planteamiento matemático.

Se desarrolló un método para efectuar la calibración TRL/LRL(m) multilíneas. Se presentó el cálculo del corrimiento de fase efectivo el cual se utiliza para hacer la selección de los parámetros de dispersión [S].

Además se presentó una metodología para la implementación de la técnica de calibración TRM/LRM. Se mostraron las ecuaciones para el cálculo de los coeficientes de error  $\frac{a}{c}$  y  $b$  correspondientes a la caja de error A, los cuales se calcularon utilizando una carga de  $50\Omega$ . Se puede observar que: en ningún momento se indetermina el coeficiente  $\frac{a}{c}$ , dado que se obtiene a partir de una medición.

En este capítulo también se presentó una manera de calcular los coeficientes de calibración  $\frac{a}{c}$  y  $b$  a partir de la utilización de un atenuador (TAR). Se presentó el planteamiento matemático y se resolvieron las ecuaciones para su solución. Es importante observar que: los coeficientes de calibración  $\frac{a}{c}$  y  $b$ , se obtienen de la misma ec. reportada por [Engen y Hoer, 1979], [Reynoso y Estrada, 2000] y que las obtenidas en el cap. IV.2 utilizando dos líneas, pero que en la técnica TAR la derivación de estas ecuaciones, es partir de un atenuador. Esta técnica solamente está implementada en Alemania por [Eul y Schiek, 1991] y ahora aquí en México durante el desarrollo de esta tesis. Los resultados que se obtuvieron en este trabajo son muy similares a los de [Eul

y Schiek, 1991], incluyendo el pequeño error en la fase de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ . Sin embargo, la implementación del algoritmo matemático de la técnica de calibración TAR descrita en este trabajo es distinto al reportado por [Eul y Schiek, 1991].

# V SUBSTRATOS Y ELEMENTOS DE CALIBRACIÓN

## V.1 Introducción

En este capítulo se presentan las características de los kit's de calibración: coaxial, coplanar y en microcinta. También se presentan los elementos básicos de calibración con los que se componen cada kit. Se podrá observar que cada uno de estos kit's tienen diferentes propiedades tanto físicas como eléctricas.

En el desarrollo de esta tesis se utilizaron diferentes kit's de calibración comerciales para mostrar la utilidad de las técnicas de calibración presentadas en el cap. IV.

## V.2 Dispositivos coaxiales

La figura 16 muestra al kit de calibración coaxial 3.5mm (HP85052C) y 2.4mm (HP-85056D) de la marca Hewlett Packard, el primero opera hasta una frecuencia máxima de 26.5GHz, mientras que el segundo opera hasta 50GHz. Aunque en la figura sólo se aprecian conectores de 3.5mm, cabe mencionar que los conectores 2.4mm son similares físicamente a simple vista. Los elementos básicos para poder implementar la calibración en coaxial que contiene este kit de calibración son: dos "corto circuito" desplazados como elementos reflectores, dos "circuitos abiertos" desplazados también utilizados como elementos reflectores, dos cargas de  $50\Omega$  y un thru que se forma al unir ambos puertos del ARV.

En la figura 17 se muestran tres adaptadores 3.5mm pertenecientes al kit de calibración coaxial HP85052C. Estos adaptadores se utilizan cuando por ejemplo no es posible unir ambos puertos del analizador de redes debido que los cables de los puertos cuentan con conectores del mismo sexo, por lo regular son conectores "machos".

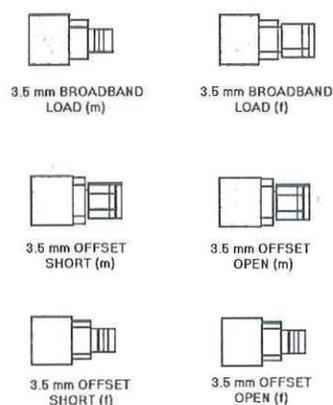


Figura 16: Kit de calibración Hewlett Packard de tecnología coaxial.



Figura 17: Adaptadores especiales 3.5mm para el kit de calibración coaxial HP85052C.

Tabla I: Elementos básicos del kit de calibración coaxial HP 3.5mm/2.4mm.

Reflect	Match ( $50\Omega$ )	Líneas	Tipo de Conector
2 Circ. Abiertos desplazados 2 Cortos Circ. desplazados	2 Cargas $50\Omega$	thru=0	3.5mm/2.4mm

### V.3 Dispositivos en bases de prueba con transiciones coplanar-microcinta

En la figura 18 se muestra el kit de calibración con transiciones coplanar-microcinta y es de la marca ProbePoint/JC MicroTechnology. Este kit opera en la banda de 0.045-50GHz. Este kit cuenta básicamente con: 5 líneas de transmisión con impedancia característica de  $50\Omega$ , dos cargas de  $50\Omega$ , dos “corto circuitos” y dos “circuitos abiertos” desplazados y se utilizan como elementos reflectores. Todos estos elementos de calibración se encuentran ubicados sobre el mismo sustrato de alúmina.

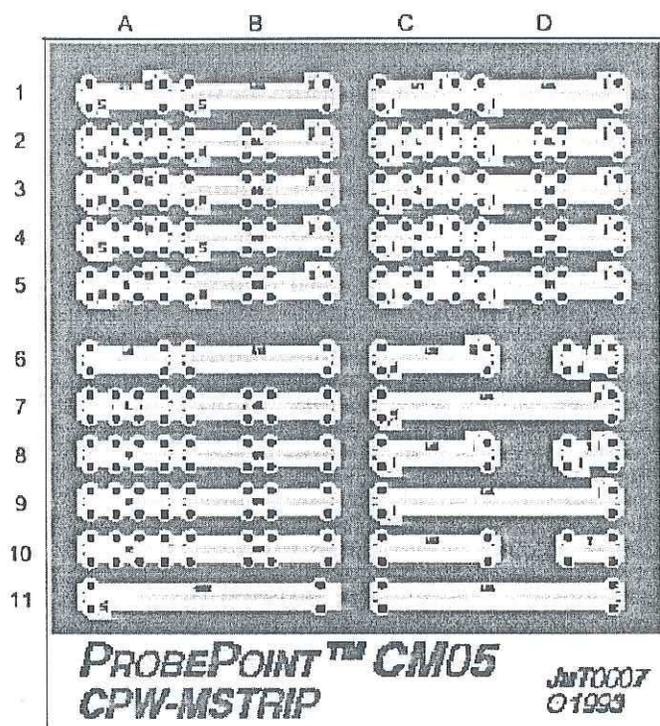


Figura 18: Kit de calibración ProbePoint/JC MicroTechnology modelo CM05 de tecnología coplanar-microcinta.

### V.4 Dispositivos coplanares

En la figura 19 se muestra el kit de calibración coplanar de la marca PicoProbe/GGB. Este kit opera en el ancho de banda desde DC-220 GHz. Básicamente este kit de

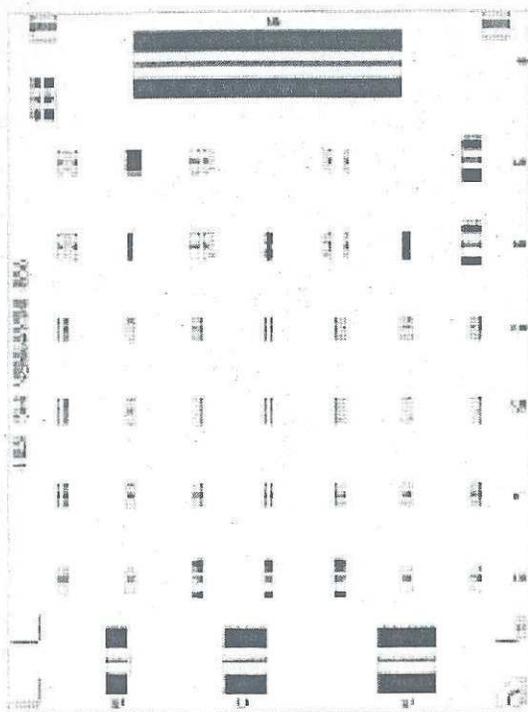


Figura 19: Kit de calibración PicoProbe/GGB modelo CS-5 de tecnología coplanar.

calibración cuenta con 6 líneas de transmisión no reflectoras, dos cargas de  $50\Omega$ , dos “corto circuitos” y dos “circuitos abiertos” no desplazados y se utilizan como elementos reflectores. Todos estos elementos de calibración se encuentran ubicados sobre el mismo sustrato de alúmina.

Tabla II: Elementos básicos del kit de calibración ProbePoint/JC MicroTechnology CM05.

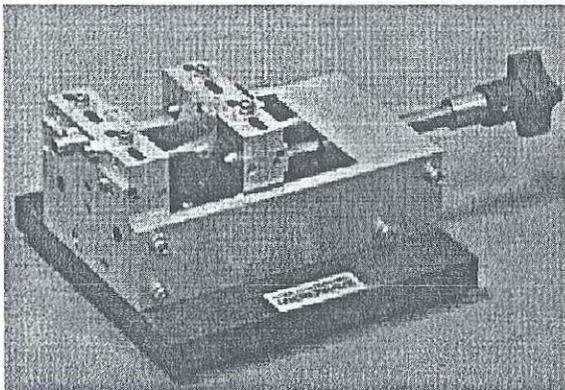
Reflect	Match ( $50\Omega$ )	Líneas	Tipo de Adaptador
2 Circ. Abiertos desplazados 2 Cortos Circ. desplazados	2 Cargas $50\Omega$	5 Líneas	Coplanar-Microcinta

Tabla III: Elementos básicos del kit de calibración PicoProbe/GGB modelos CS-5.

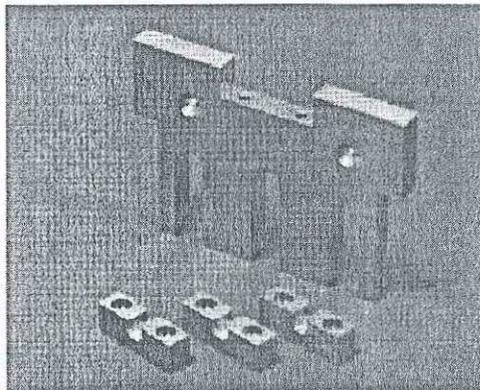
Reflect	Match ( $50\Omega$ )	Líneas	Tipo de Adaptador
2 Circ. Abiertos No desplazados 2 Cortos Circ. No desplazados	2 Cargas $50\Omega$	5 Líneas	Coplanar-Coplanar

## V.5 Dispositivos en bases de prueba de microcinta

Por último, en la figura 20 se muestra el kit de calibración en microcinta de la marca InterContinental Microwave, este kit opera en la banda de frecuencias desde DC-26.5 GHz. Se compone básicamente por: tres líneas de transmisión con impedancia característica de  $50\Omega$ , dos cargas de  $50\Omega$ , dos “corto circuitos” no desplazados. Los elementos de calibración también se encuentran en el mismo sustrato de alúmina.



**Base de Pruebas**



**Estándares, S, O, L, T**

Figura 20: Kit de calibración en microcinta de la marca “InterContinental Microwave” modelo IMC-3003.

## V.6 Kit's de calibración comerciales

En la tabla VIII se muestra los diferentes kits que se utilizaron para evaluar las técnicas de calibración desarrolladas en este trabajo. En dicha tabla se puede observar: el tipo

Tabla IV: Elementos básicos del kit de calibración “Intercontinental Microwave” modelo IMC-3003.

Reflect	Match ( $50\Omega$ )	Líneas	Tipo de Adaptador
2 Cortos Circ. No desplazados	2 Cargas $50\Omega$	3 Líneas	coaxial-microcinta

de kit de calibración, la marca del fabricante, el rango de operación en frecuencia, y el substrato/dieléctrico del material en el que se encuentran los patrones de calibración.

Tabla V: Kit's de calibración utilizados.

Kit de Calibración	Marca	Frec. de operación	Dieléctrico
Coaxial 3.5 mm	Hewlett Packard	DC-26.5 GHz	Aire.
Coaxial 2.4 mm	Hewlett Packard	DC-50 GHz	Aire.
CM05	ProbePoint	DC-50 GHz	Alúmina.
CS-5	PicoProbe	DC-220 GHz	Alúmina.
IMC-3003	Intercont. Microwave	DC-26.5 GHz.	Alúmina.

## VI IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

### VI.1 Introducción

En este capítulo se describen los programas implementados en Matlab: TRL/LRL(m) multilíneas, TRM/LRM, TRRM/LRRM y TAR. Además se diseñaron las interfaces gráficas (GUI's<sup>8</sup>) de tal manera que el software sea amigable para el usuario, así como también sea didáctico para que permita al usuario entender de una manera más clara el proceso de calibración. Los archivos de datos que acepta el sistema correspondientes a los elementos de calibración y al DBP deben estar en formato "touchstone".

La pantalla principal de estos programas se dividen básicamente en tres secciones. En la parte superior se solicitan las características principales del kit de calibración a utilizar. En la parte central se solicitan los archivos de datos correspondientes a las mediciones de los elementos de calibración y del DBP. Por último, en la parte inferior se tienen los comandos de salida del programa.

Adicionalmente se presentan los distintos comandos que el usuario puede ejecutar durante la operación de cualquiera de estos programas mencionados anteriormente.

---

<sup>8</sup>Grafic User Interface

## VI.2 Programa TRL/LRL(m) multilíneas

En la figura 21 se muestra el menú principal para la técnica TRL/LRL multilíneas. Se pueden observar todos los datos de entrada que requiere y sus comandos de salida.

Figura 21: Menú principal de la técnica TRL/LRL multilíneas.

### VI.2.1 Comandos de Entrada

Este programa lo primero que requiere es la cantidad de líneas que se van a utilizar para realizar la calibración. En la fig. 22 se puede apreciar que el programa pregunta al usuario la "cantidad de líneas a utilizar" en la calibración. A partir de este menú "popup" el usuario solamente puede seleccionar de 2 líneas hasta 5 líneas.

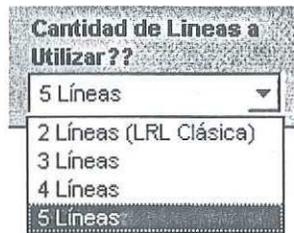


Figura 22: Menú “popup” para seleccionar la cantidad de líneas a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas.

En la fig. 23 se observa que el programa requiere distinguir si el “reflect” es un corto circuito o circuito abierto. Ahí mismo se observa que se necesita el archivo de datos correspondiente a la medición del reflect sin haber calibrado previamente al ARV, en este caso el archivo correspondiente al elemento reflector se llama “Dd.s.tou”.



Figura 23: Menú “popup” para seleccionar el tipo de reflector y su correspondiente archivo de datos a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas.

La fig. 24 muestra que el programa necesita que se indique la condición en la que se encuentra el elemento reflector: desplazado o no desplazado.

La fig 25 muestra que el programa requiere los archivos de datos correspondiente a los parámetros [S] de los elementos de calibración tales como: thru, líneas, reflect y el DBP. Para hacer el procesamiento adecuado (evaluar el algoritmo multilíneas). En este ejemplo se muestra el archivo de datos correspondiente al thru.

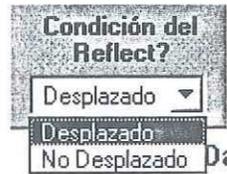


Figura 24: Menú "popup" para seleccionar la condición en la que se encuentra el reflector a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas.

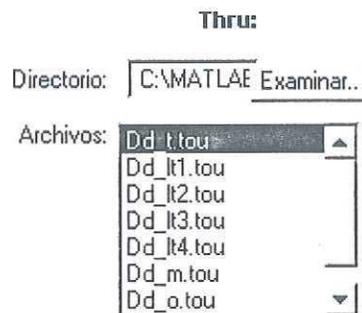


Figura 25: Lista de los archivos de datos correspondientes a los elementos de calibración y al DBP a utilizar en la calibración TRL/LRL(m) multilíneas.

## VI.3 Programa TRM/LRM

En la figura 26 se muestra el menú principal correspondiente a la técnica TRM/LRM. Se pueden observar todos los datos de entrada que requiere y sus comandos de salida.

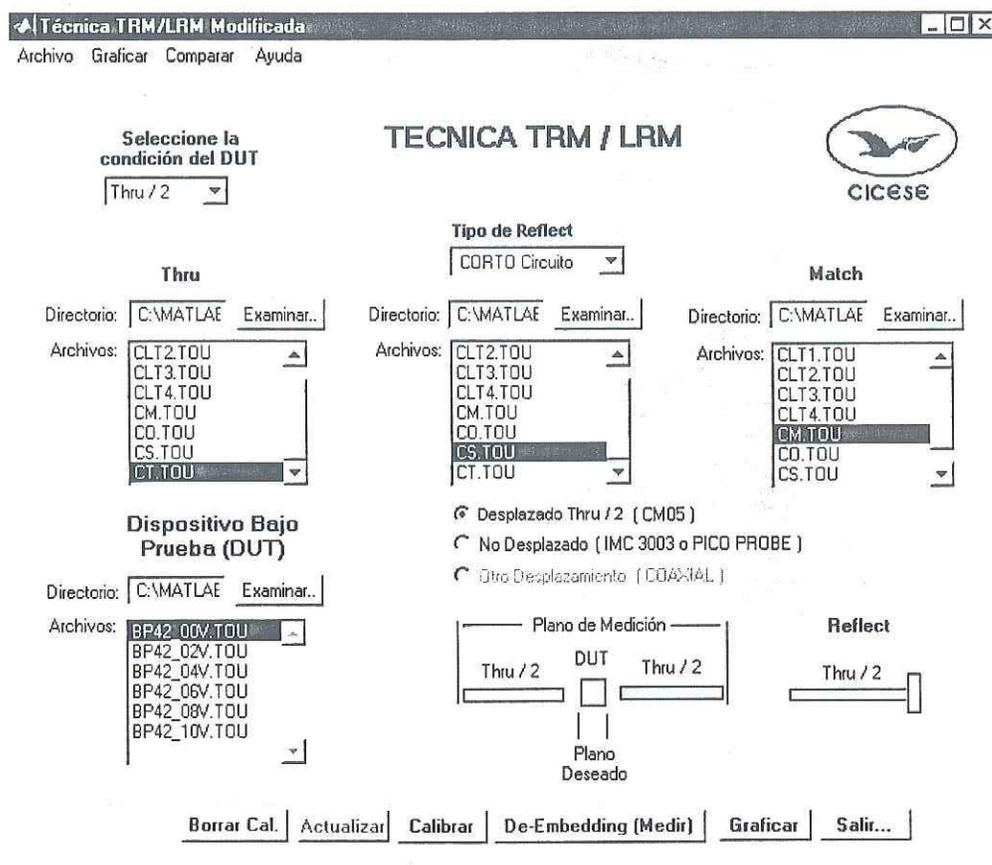


Figura 26: Menú principal de la técnica TRM/LRM.

### VI.3.1 Comandos de Entrada

En la figura 27 se puede ver que el programa pregunta al usuario a través de un menú tipo “popup” la condición en la que se encuentra insertado el DBP. Esta condición puede ser:  $\frac{Thru}{2}$  o en  $L = 0$ .

**Seleccione la  
condición del DUT**

Figura 27: Menú “popup” que pregunta la condición en la que se encuentra medido el DBP en la base de pruebas para poder ejecutar el programa TRM/LRM.

En la figura 28 se pregunta a través de un menú tipo “popup” si el elemento reflector es: un corto circuito o circuito abierto. Además se requiere que el usuario le proporcione el archivo de datos correspondiente al elemento reflector, cuando este elemento fue medido sin haber calibrado previamente al ARV. El programa también necesita como dato si el reflector se encuentra “desplazado  $\frac{thru}{2}$  (kit CM05)”, “no desplazado (kit IMC-3003 o PicoProbe), o en su defecto el elemento reflector puede tener cualquier “otro desplazamiento (kit coaxial)” que el algoritmo es capaz de calcularlo automáticamente.

Figura 28: Menú “popup” que pregunta el tipo de elemento reflector, su archivo de datos correspondiente y la condición en la que se encuentra el elemento reflector para poder ejecutar el programa TRM/LRM.

La fig. 29 muestra un lista típica de entrada de los archivos de datos correspon-

dientes a cada elemento de calibración, los cuales son: thru/line, “reflect”, “match” y el DBP. En esta ocasión se puede observar que el archivo de datos seleccionado se llama “BP42.00V.TOU” y corresponde a un PHEMT. Finalmente con estos datos el programa ya puede ejecutar el algoritmo TRM/LRM.



Figura 29: Lista de archivos de datos medidos correspondientes a cada elemento de calibración y al DBP para poder ejecutar el programa TRM/LRM.

## VI.4 Programa TAR

La figura 30 muestra el menú principal correspondiente al programa “Thru-Attenuator-Reflect”. En esta figura se pueden observar todos los datos de entrada que requiere el programa para su operación adecuada.

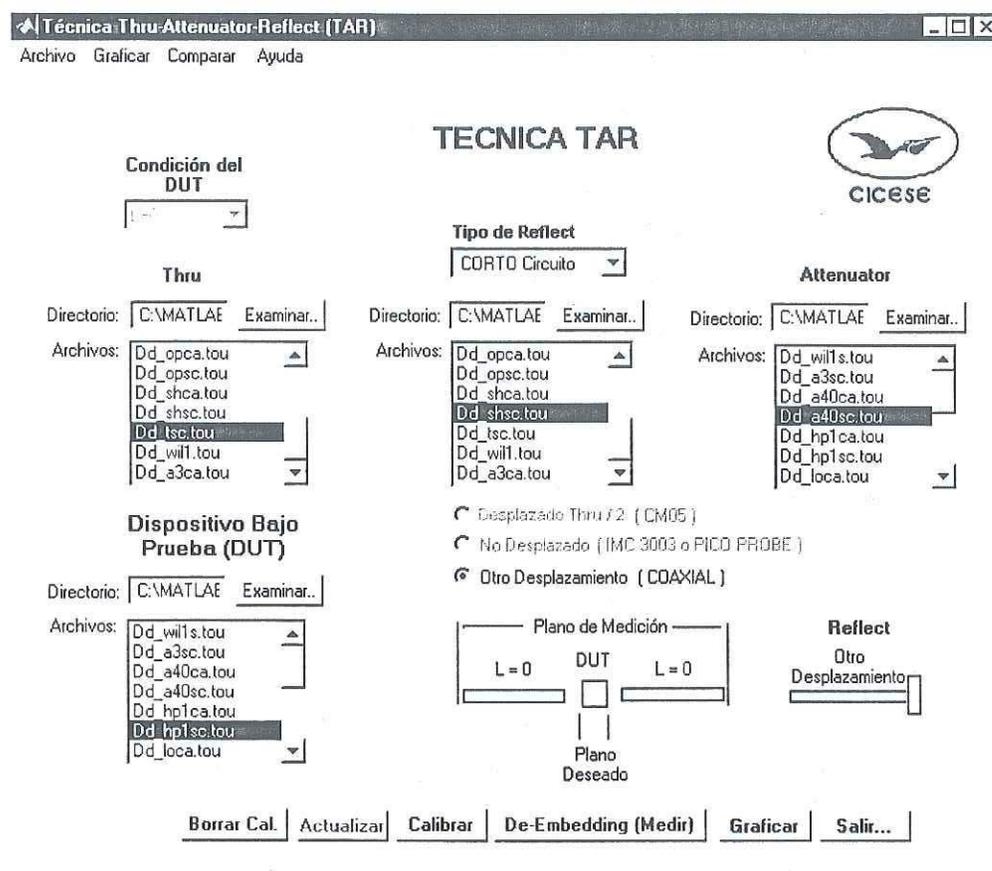


Figura 30: Menú principal de la técnica TAR.

### VI.4.1 Comandos de Entrada

Se puede observar que este programa requiere como datos de entrada un “thru”, un atenuador, un “reflect” y las mediciones correspondientes al DBP. Los datos medidos de estos elementos se obtienen utilizando el ARV sin alguna calibración realizada pre-

viamente. Se puede observar que el programa solamente puede realizar la calibración en coaxial, esto se debe a que no se pudo conseguir atenuadores en tecnología coplanar y microcinta.

Al igual que los otros programas, este programa necesita como dato el tipo de elemento reflector utilizado para la calibración, el cual puede ser: un “corto circuito” o “circuito abierto”, como se puede apreciar en la fig. 31.

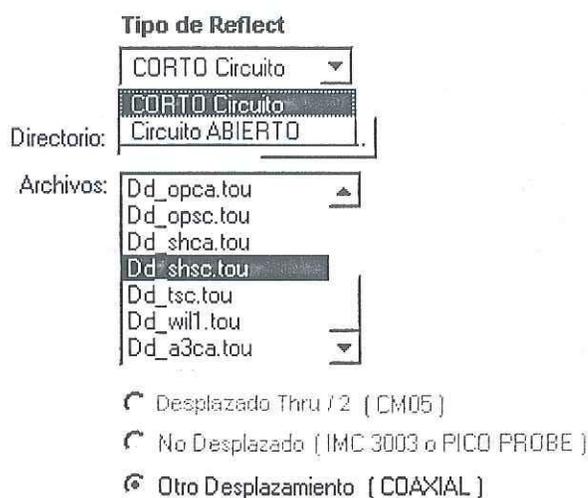


Figura 31: Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de reflect y listado de archivo de datos de los elementos de calibración para poder ejecutar el algoritmo “thru-attenuator-reflect”.

La figura 32 muestra un lista típica de entrada de los archivos de datos correspondientes a cada elemento de calibración, los cuales son: thru/line, “reflect”, “attenuator” y el DBP. En esta ocasión se puede ver que el archivo de datos seleccionado se llama “Dd\_a40sc.tou” y corresponde a un atenuador de 40dB que fué medido sin haber calibrado previamente al ARV. Finalmente con estos datos el programa ya puede ejecutar el algoritmo TAR.

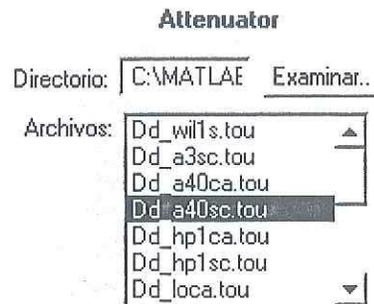


Figura 32: Lista de archivos de datos medidos correspondientes a cada elemento de calibración y al DBP para poder ejecutar el programa "Thru-Attenuator-Reflect".

## VI.5 Programa TRRM/LRRM

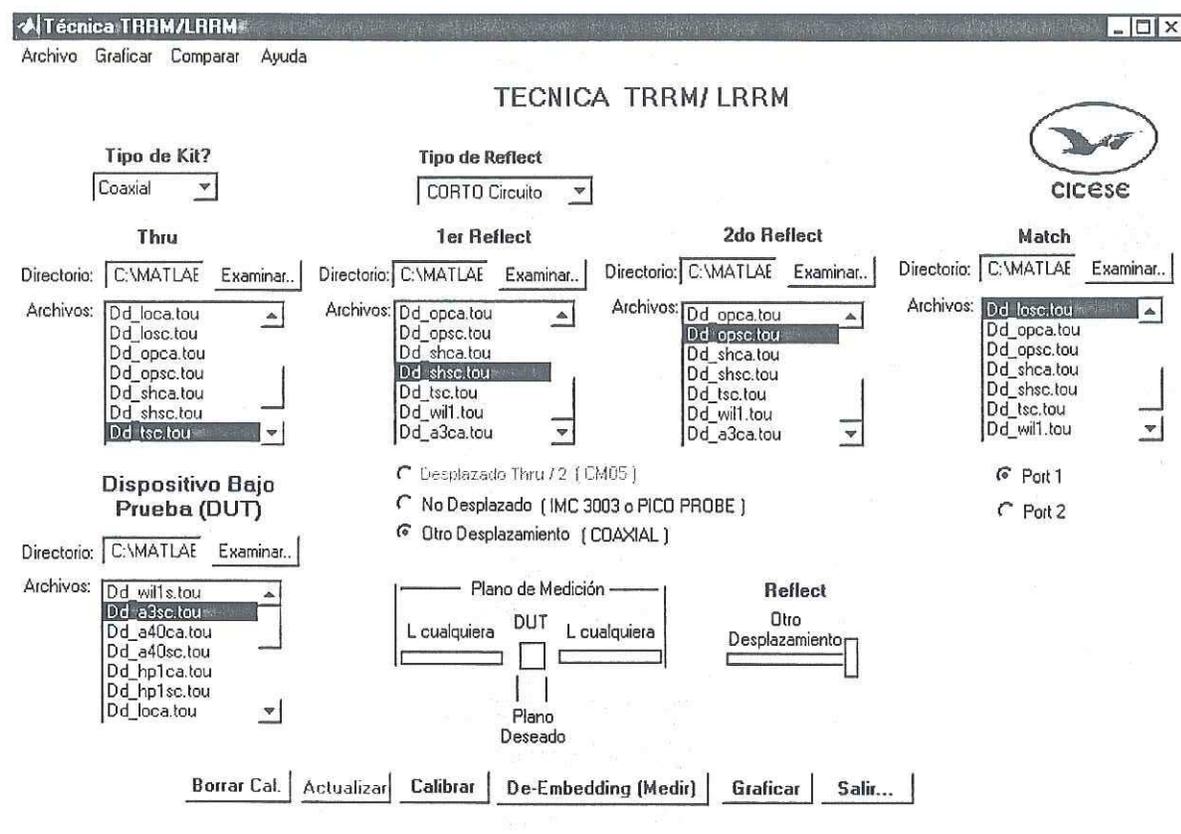


Figura 33: Menú principal de la técnica TRRM/LRRM.

En la figura 33 se muestra el menú principal correspondiente a la técnica TRRM-/LRRM, donde se puede apreciar cuales son los datos que requiere el programa para

poder ejecutarse adecuadamente.

### VI.5.1 Comandos de Entrada

En la fig. 34 se muestra que el programa pregunta al usuario el tipo de kit utilizado, el cual puede ser del tipo: planar o coaxial.



Figura 34: Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de kit para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”.

La fig. 35 muestra también que este programa requiere como dato si el elemento reflector es: un corto circuito o circuito abierto. El programa requiere que el usuario indique si el elemento reflector se encuentra “desplazado  $\frac{thru}{2}$  (kit CM05)”, “no desplazado (kit PicoProbe o IMC-3003), o tiene cualquier “otro desplazamiento (kit coaxial)” que el algoritmo puede calcularlo automáticamente. Además este programa necesita un segundo elemento reflector el cual debe ser diferente al primer elemento reflector seleccionado previamente. En este caso se muestra que el 1<sup>er</sup> reflector que se seleccionó es un corto circuito con un desplazamiento desconocido (kit coaxial) y el archivo de datos correspondiente se llama: “Dd.shsc.tou”. El segundo elemento reflector que aparece seleccionado corresponde a un circuito abierto y su archivo de datos correspondiente se llama “Dd.opsc.tou”.

En la fig. 36 se muestra que el programa también requiere los archivos de datos de cada una de las mediciones correspondientes a cada elemento de calibración, los cuales son: thru/line, “reflect 1”, “reflect 2”, donde: “reflect 1”  $\neq$  “reflect 2”, un “match”, y el DBP. Para el caso del “match”, el programa necesita como dato si se encuentra

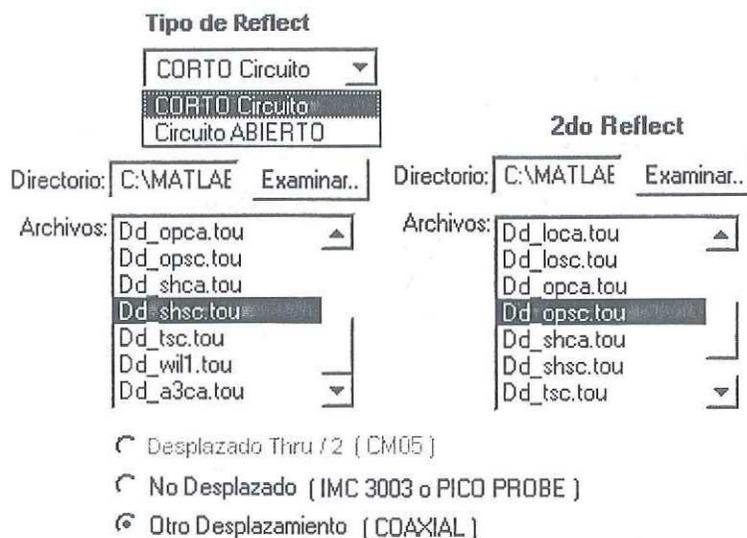


Figura 35: Menú tipo “popup” que pregunta el tipo de reflect, listado de archivos correspondiente a los elementos reflectores necesarios para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”.

conectado en el puerto A o B del analizador de redes. Finalmente con estos datos el programa ya puede ejecutar el algoritmo TRRM/LRRM.



Figura 36: Listado de archivos correspondiente a los elementos de calibración para poder ejecutar el algoritmo “TRRM/LRRM”.

## VI.6 Comandos de salida

### VI.6.1 Comandos principales

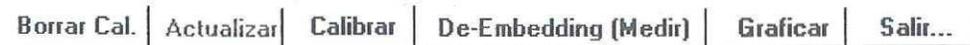


Figura 37: Menú de salida correspondiente a todas las técnicas de calibración.

La fig. 37 muestra que el menú de salida tiene las opciones de: “Borrar” la Calibración, “Actualizar” los directorios de archivos, “Calibrar” de nuevo, realizar el “De-Embedding” o medir el DBP, y por último, “Graficar” en el formato deseado los parámetros [S] del DBP, los cuales pueden ser: Carta Smith, Carta Polar, Log Mag, parte Real e Imag, Fase, etc.

La fig. 38 muestra el menú “archivo” de los programas de calibración realizados, aquí se tienen las opciones: “Nueva Calibración”, “Abrir Calibración”, “Guardar Calibración”, “Leer Archivo Touchstone”, “Guardar parámetros [S] del DBP”. En el menú “Graficar”, se tienen las opciones: “Parámetros [S] del DBP”, “Best Phase Shift” (caso multilíneas). Por último, se tiene un menú “Comparar”, en el cual, se pueden realizar comparaciones con distintas mediciones realizadas, aquí los archivos deben estar en formato touchstone.

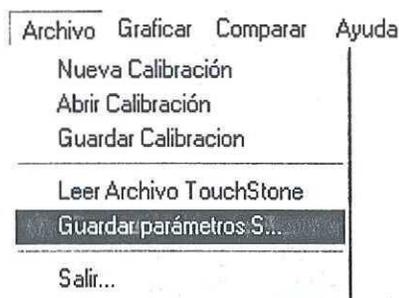


Figura 38: Menú “Archivo” correspondiente a los programas de calibración.

La fig. 39 muestra una imagen que aparece en la pantalla principal de los programas de calibración. En esta figura se muestra un esquema del DBP y en la condición en la

que se encuentra, de manera similar para el “reflect”. Esto permite al usuario entender más el proceso de calibración, ya que ahí se puede notar cual es el plano de medición y el plano deseado del DBP.

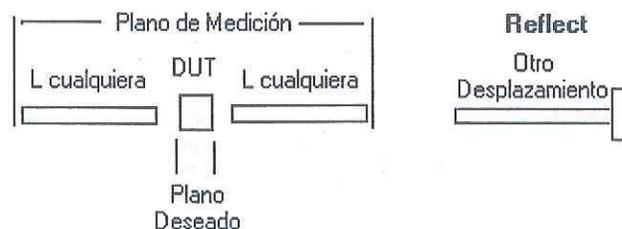


Figura 39: Condiciones en la que el DBP y el elemento reflector pueden estar en un kit de calibración.

## VI.6.2 Graficar

La fig. 40 muestra una caja de diálogo en la cual el usuario puede graficar los parámetros [S] del DBP en diferentes formatos, tales como: Carta Smith, Carta Polar, Log Mag, Parte Real e Imaginaria, etc.

## VI.6.3 Archivo/Guardar

Permite guardar los coeficientes de calibración (Cal Set), y los parámetros de dispersión [S] del dispositivo bajo prueba en un archivo de formato touchstone (ver fig. 38), el cual puede ser utilizado en cualquier simulador comercial de circuitos de microondas, para finalmente poder realizar un diseño de un circuito de microondas.

## VI.6.4 Archivo/Leer

Estos programas también permiten leer “n” archivos en formato touchstone (ver fig. 38), con el fin de hacer comparaciones entre las distintas técnicas de calibración. Estas comparaciones se pueden realizar en los diferentes formatos de gráficas mencionados en anteriormente.

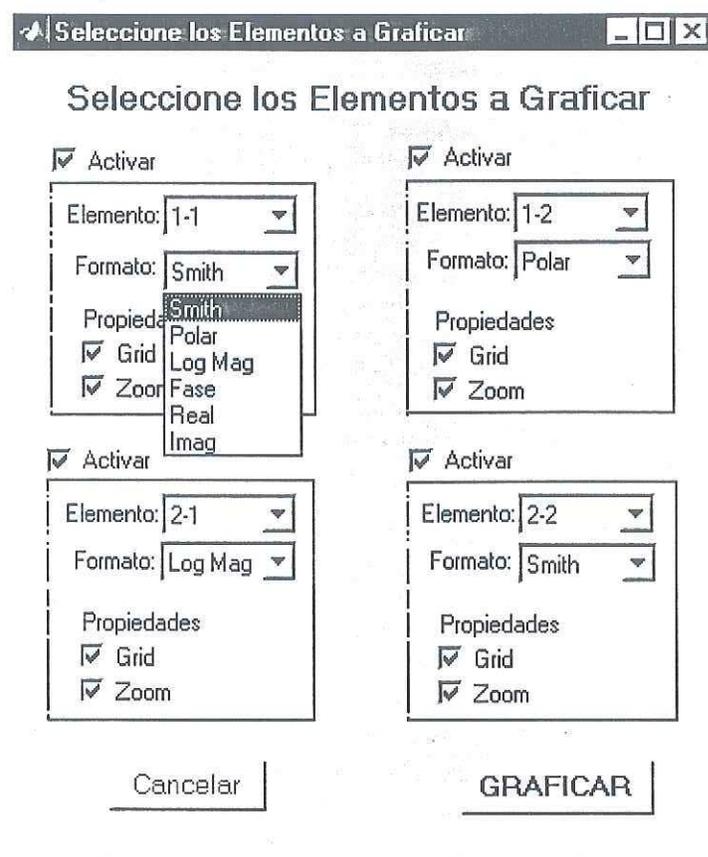


Figura 40: Graficando los parámetros  $[S]$  del DBP obtenidos con las distintas técnicas de calibración.

## VI.7 Conclusiones

Se presentaron los módulos principales correspondientes a cada técnica de calibración. También se mostraron los comandos principales que pueden ser ejecutados con las distintas técnicas de calibración implementadas durante el desarrollo de esta tesis. Se mostró para que sirven cada uno de los comandos de entrada/salida. Además se mostraron las interfaces gráficas más utilizadas en estos programas de calibración.

## VII RESULTADOS EXPERIMENTALES

### VII.1 Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos con los distintos kit's de calibración que ya se mencionaron anteriormente y reportados en la tabla VIII del cap. V. Para la obtención de los resultados se utilizó un analizador de redes vectorial HP8510C, una máquina de puntas coplanares SUMMIT 9000 y un banco de medición en estática (CD). Todas las mediciones se realizaron a temperatura ambiente ( $21^{\circ}\text{C}$ ) del laboratorio de microondas del CICESE. Se midieron y caracterizaron una gran variedad de dispositivos coaxiales, coplanares y en microcinta. Dentro de los dispositivos coaxiales se tienen a los atenuadores, transiciones, líneas de transmisión suspendidas en aire e impedancia característica de  $50\Omega$ . En la medición de dispositivos coplanares se utilizaron dispositivos PHEMT's y MESFET's con distintos puntos de polarización. Con la calibración en coaxial se comparan cada una de las técnicas de calibración implementadas con la técnica SOLT, la cual es ejecutada por el ARV. Para la calibración con substratos planares se comparan la técnica LRM con la técnica LRL(m) multilíneas.

### VII.2 Mediciones de dispositivos coaxiales

#### VII.2.1 Técnica TRL(m) multilíneas

La técnica multilíneas se realizó utilizando un thru y 2 líneas suspendidas en aire. El elemento reflector es un corto circuito. Las mediciones se realizaron en un ancho de banda de 0.045-20GHz.

La implementación de esta técnica nos permite observar el comportamiento del corrimiento de fase efectivo provocado por las distintas combinaciones de líneas que se utilizaron durante la calibración.

La fig. 41 muestra el comportamiento del corrimiento de fase efectivo provocado al utilizar tres líneas de longitudes distintas incluyendo al thru=0. El corrimiento de fase efectivo está representado por las pendientes punteadas. En este caso estamos utilizando el kit coaxial 3.5 mm HP85052C con dos líneas coaxiales adicionales suspendidas en aire y de longitudes distintas.

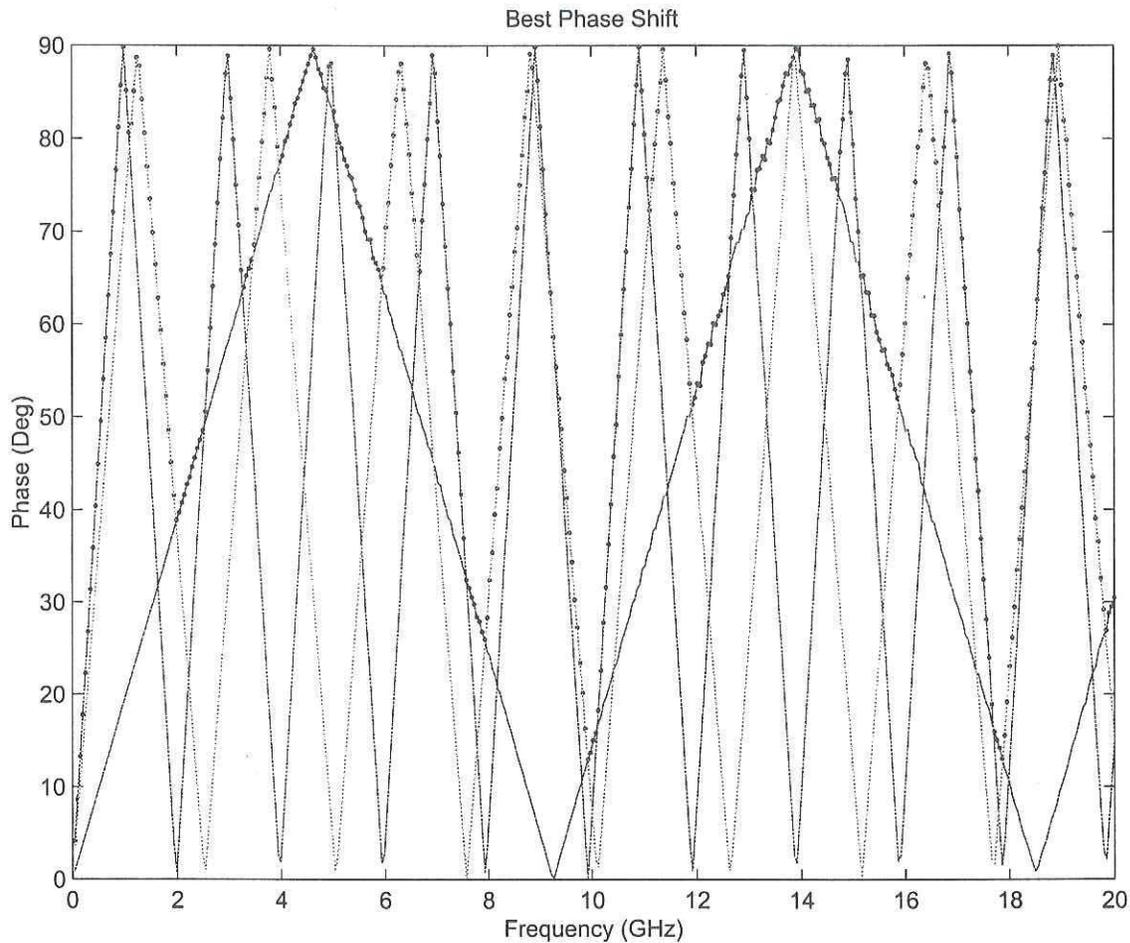


Figura 41: Corrimiento de fase efectivo utilizando tres líneas de transmisión coaxiales.

En la figura 42 se muestra una comparación de los parámetros  $[S]$  en escala logarítmica (dB) de un atenuador de 40dB, obtenidos con las técnicas SOLT<sup>9</sup> y la técnica TRL(m) multilíneas implementada en este trabajo de tesis. Se puede observar en la fig. 42 que el

<sup>9</sup>Short-Open-Load-Thru

comportamiento del  $S_{11}$  y  $S_{22}$  oscila entre -40 dB y -50 dB. Esto indica que el atenuador tiene un buen acoplamiento a la entrada/salida. Los parámetros de transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  están en el orden de -40 dB en todo el ancho de banda. Se puede observar también que existen ciertas diferencias entre los parámetros [S] obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas, requiriéndose más líneas para que la técnica multilíneas sea más precisa (ya que solamente se cuenta con dos líneas suspendidas en aire).

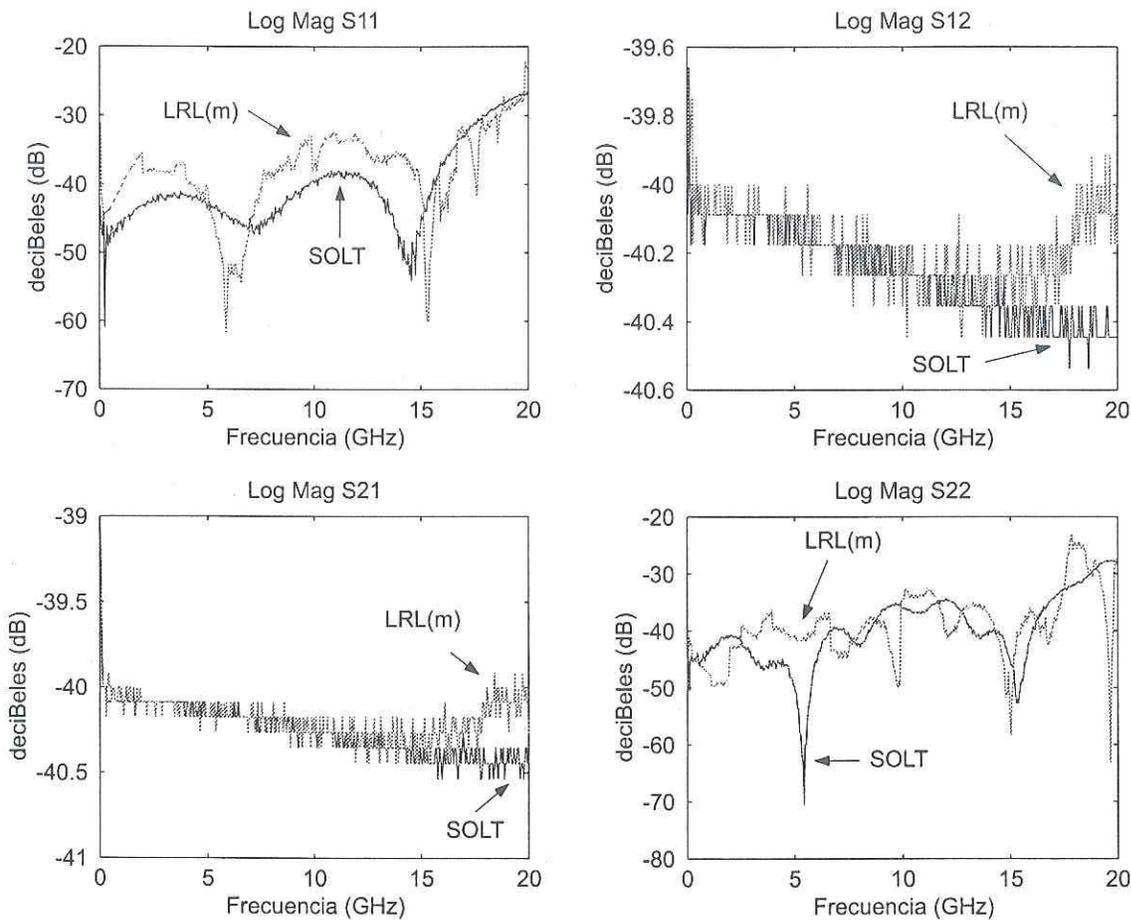


Figura 42: Parámetros [S] en (dB) de un atenuador coaxial de 40 dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

La figura 43 muestra una comparación de la fase de los parámetros [S] del mismo atenuador de 40 dB obtenidos con las técnicas SOLT y la técnica TRL(m) multilíneas. Se puede observar que la fase de los parámetros de transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son iguales en ambas técnicas. Sin embargo, la fase de los parámetros en reflexión son muy similares,

observándose un pequeño margen de error entre los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  de ambas técnicas de calibración.

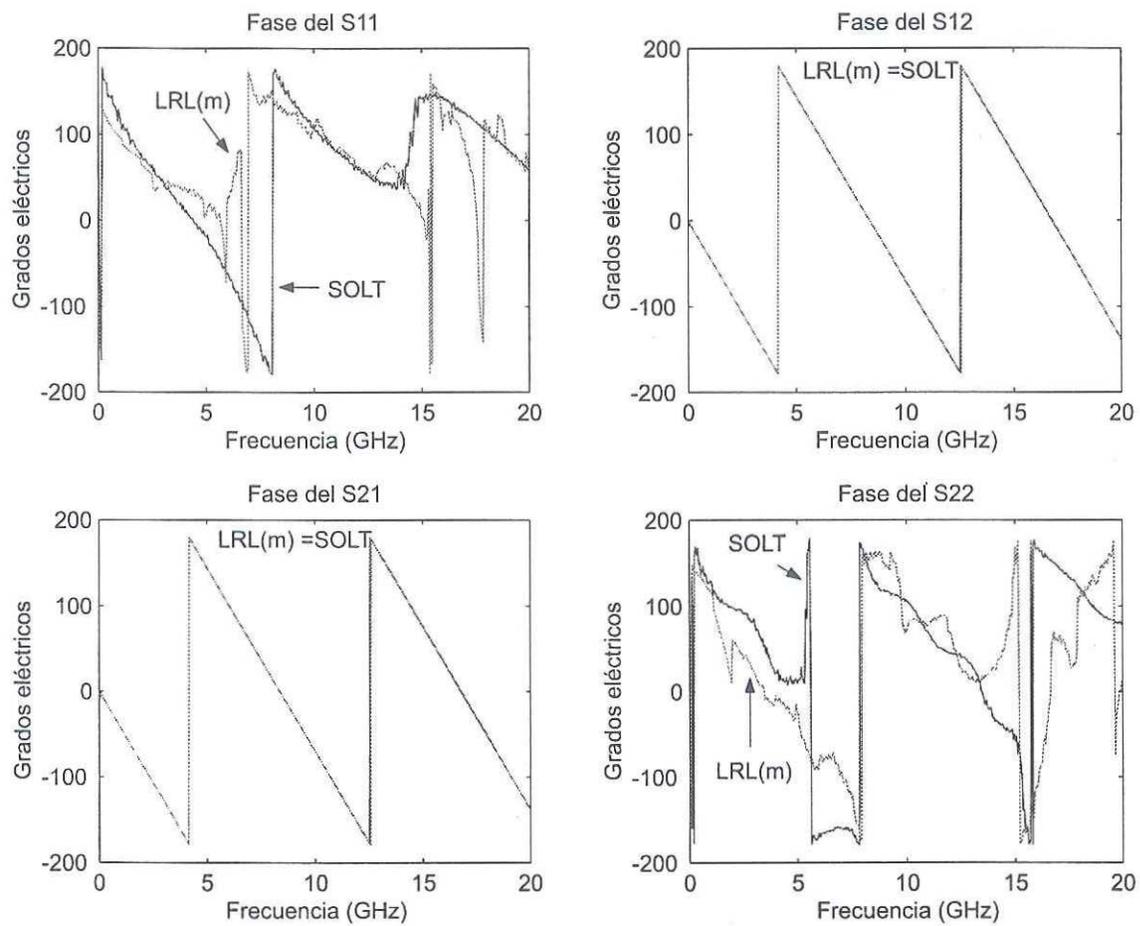


Figura 43: Fase de los parámetros [S] de un atenuador coaxial de 40 dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

La figura 44 muestra los parámetros [S] en escala logarítmica (dB) de una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de  $25\Omega$ . Se puede observar en la figura 44 que los 4 parámetros [S] obtenidos con ambas técnicas de calibración son muy similares en todo el ancho de banda.

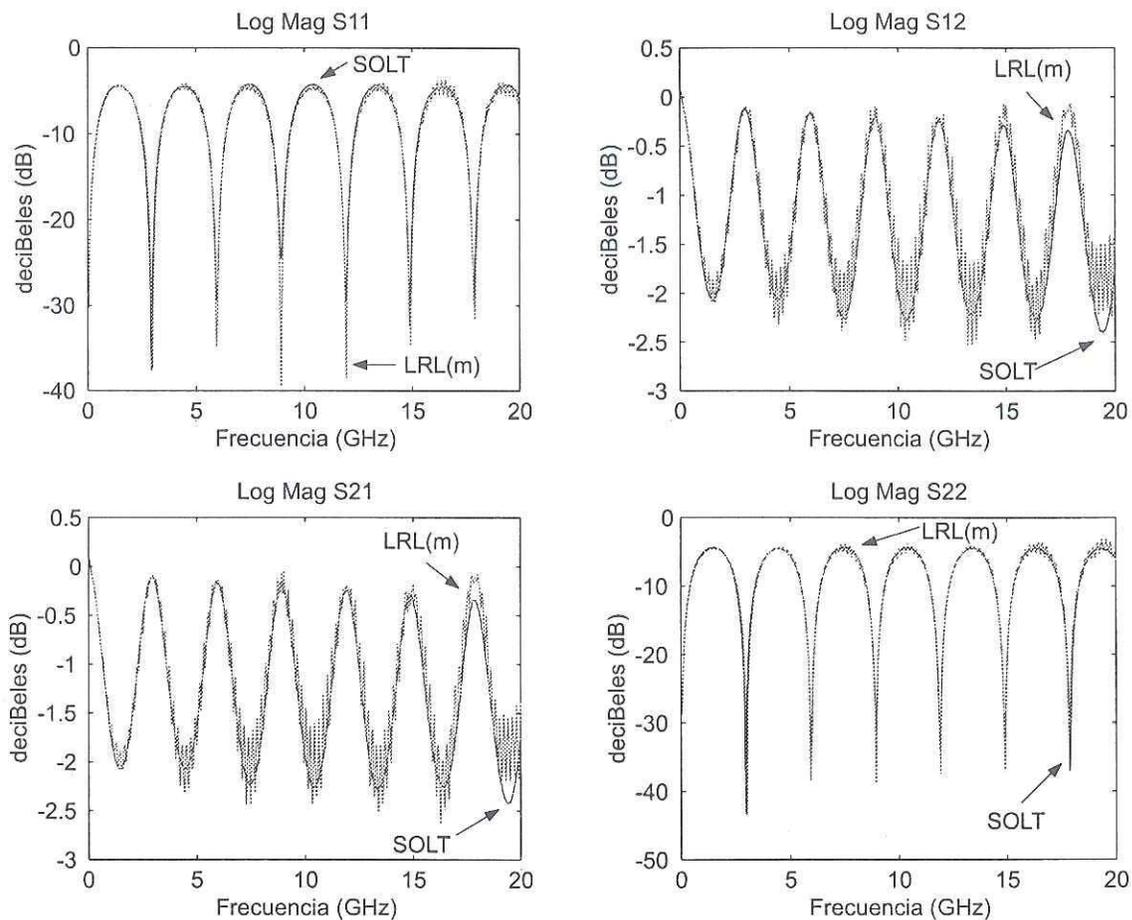


Figura 44: Parámetros [S] en (dB) de una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de  $25\Omega$ , obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

La figura 45 muestra la fase de los parámetros [S] de una línea de  $25\Omega$  obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas. Se observa también que la fase de los 4 parámetros [S] obtenidos con ambas técnicas de calibración son muy similares, a excepción de cierto punto de frecuencia (9GHz) en el  $S_{22}$ .

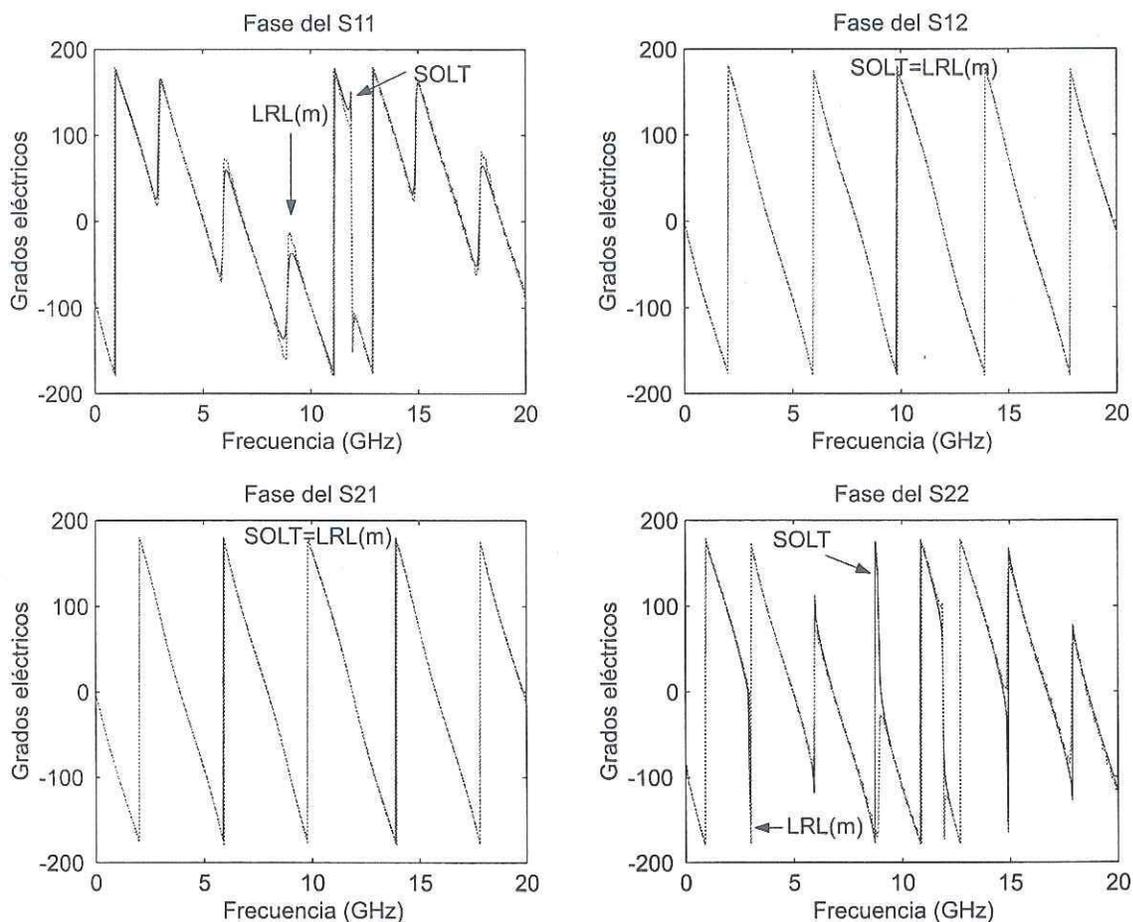


Figura 45: Fase de los parámetros [S] de una línea de transmisión coaxial con impedancia característica de  $25\Omega$ , obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

En la figura 46 se observan los parámetros  $[S]$  en escala logarítmica (dB) de una transición coaxial obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

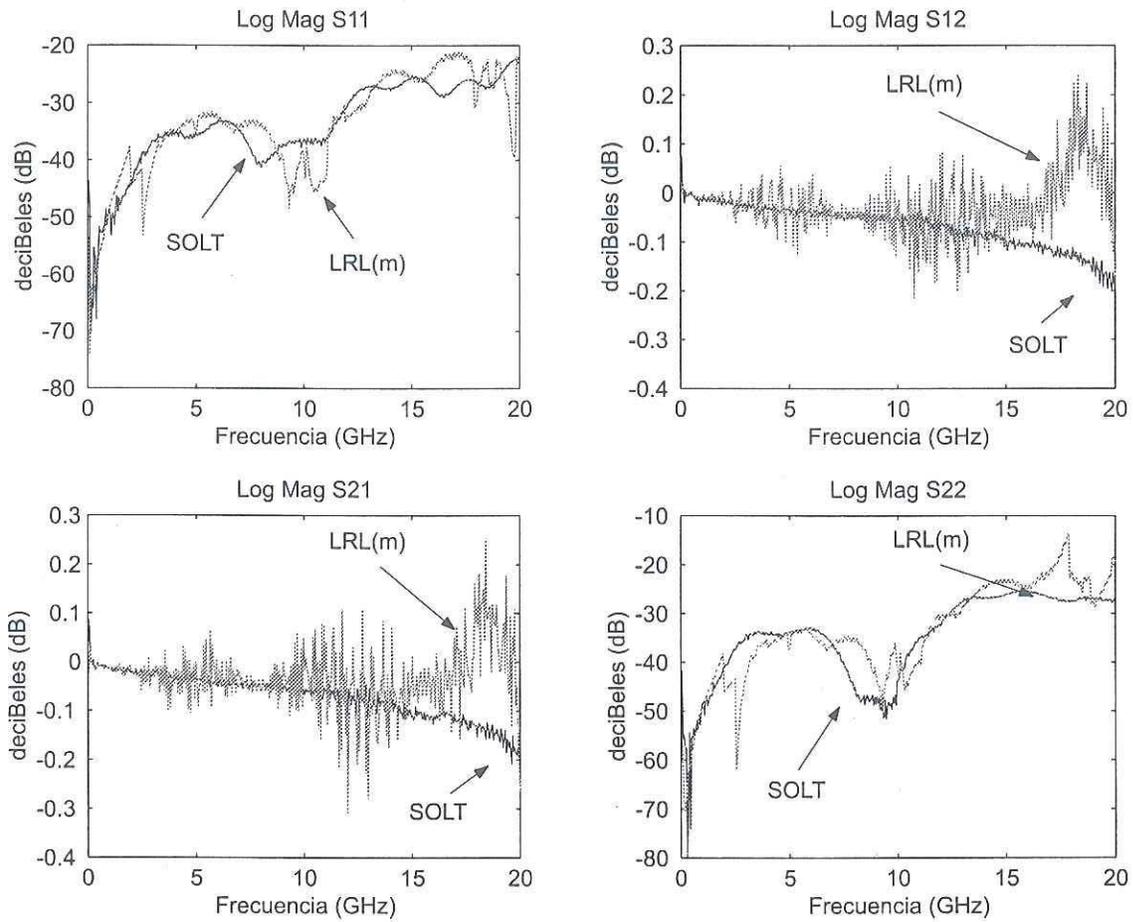


Figura 46: Parámetros  $[S]$  en (dB) de una transición coaxial, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

La figura 47 muestra la fase de los parámetros  $[S]$  de una transición coaxial obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

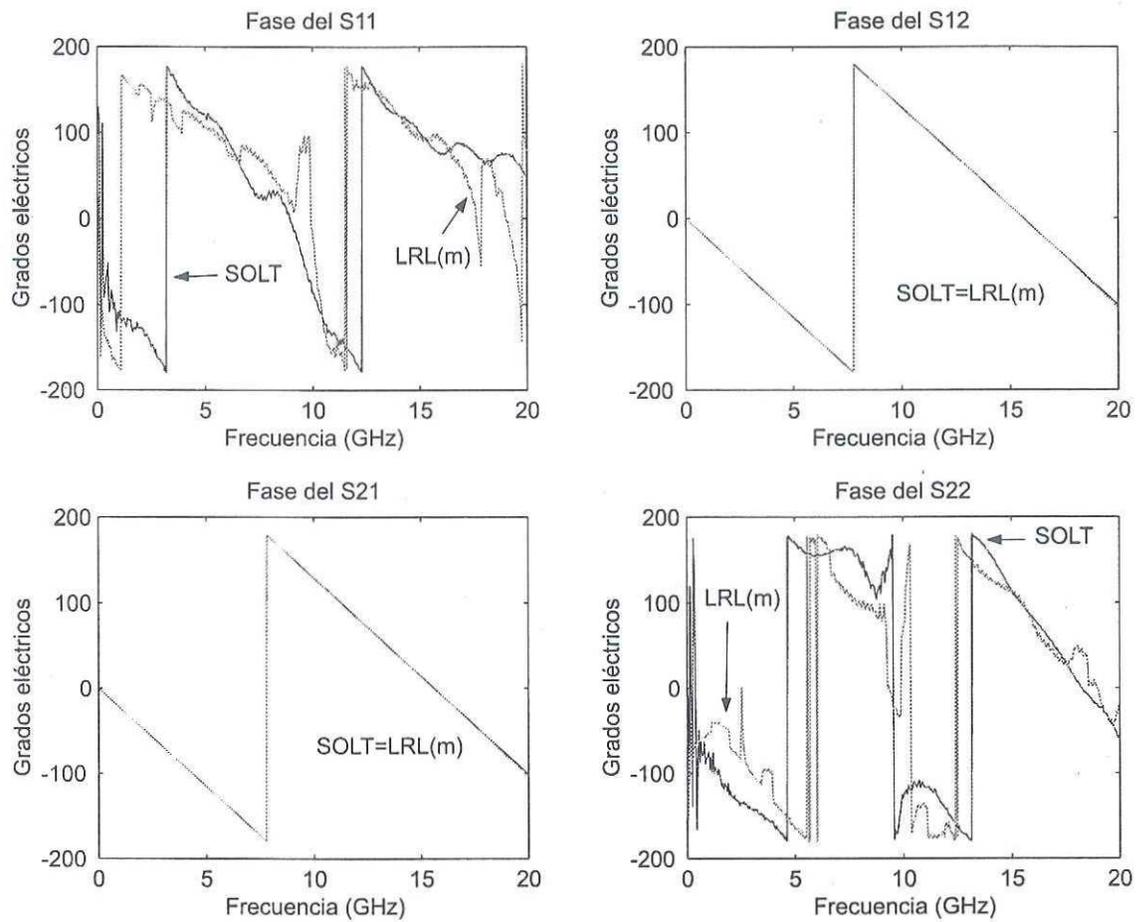


Figura 47: Fase de los parámetros  $[S]$  de una transición coaxial, obtenidos con las técnicas SOLT y TRL(m) multilíneas.

## VII.2.2 Técnica TRM

Para realizar la calibración TRM se utilizó un thru, un corto circuito como elemento reflector y una carga de  $50\Omega$  de banda amplia. La calibración se realizó en la banda de frecuencias de 0.045-50GHz. Para ello, se utilizó el kit de calibración coaxial de 2.4mm HP85056D.

En la figura 48 se muestran los parámetros [S] en escala logarítmica (dB) de una transición coaxial marca “Wiltron” obtenidos con la calibración SOLT y TRM. Se puede observar que los parámetros son muy similares empleando ambas técnicas de calibración. Los parámetros en reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  oscilan entre -20 dB y -50 dB aproximadamente. Esto indica que tiene buen acoplamiento a la entrada y salida el DBP. Los parámetros de transmisión en (dB) indican las pérdidas por inserción que presenta esta transición coaxial, en donde se puede apreciar que van de 0dB a -1.2 dB.

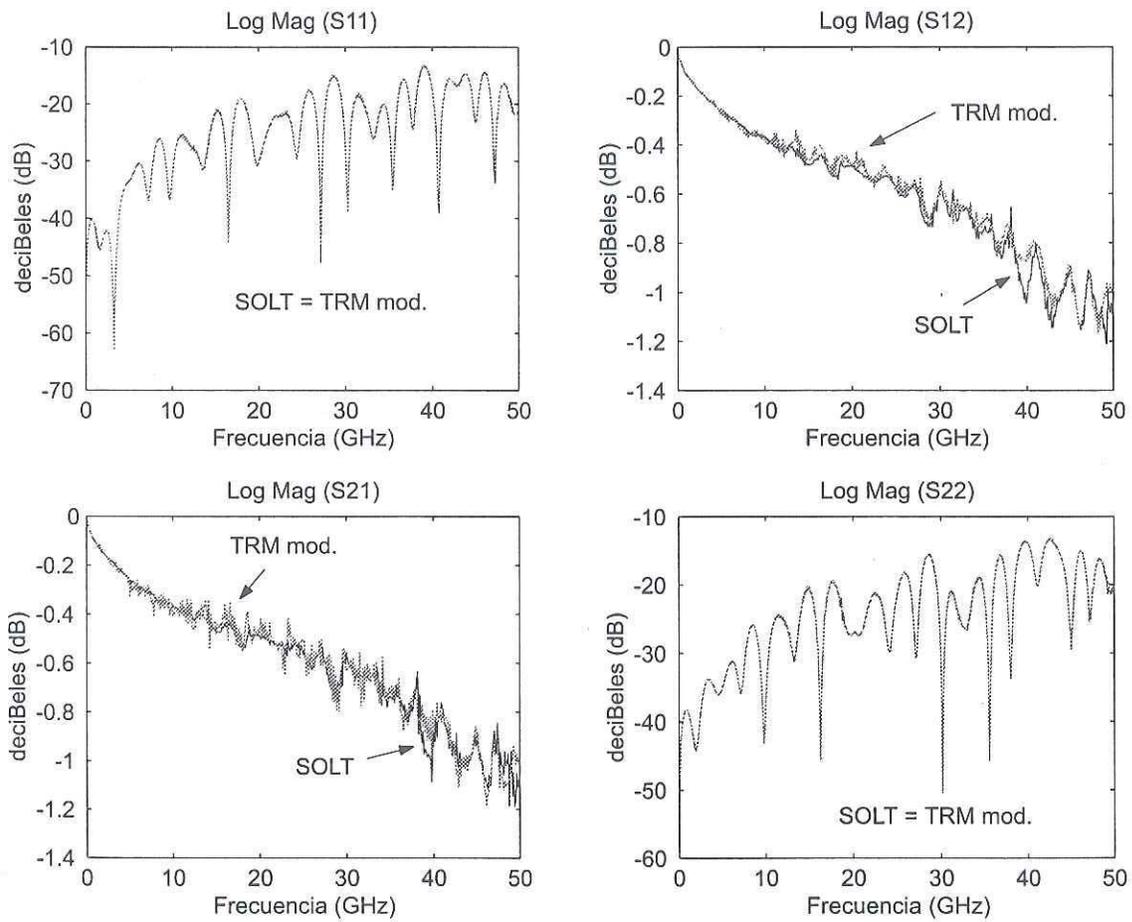


Figura 48: Parámetros [S] en (dB) de una transición coaxial marca Wiltron, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

En la figura 49 muestra la fase de los parámetros  $[S]$  transición coaxial marca Wiltron obtenidos con las técnicas de calibración SOLT y TRM. Se puede observar que son idénticas las fases de los parámetros que hemos obtenido con ambas técnicas de calibración. Esto se debe a que la calidad del “match” utilizado en la técnica de calibración TRM es muy buena y no es dispersiva en todo el ancho de banda. Para esta aplicación se puede decir que la técnica TRM desarrollada en este trabajo es muy confiable y precisa.

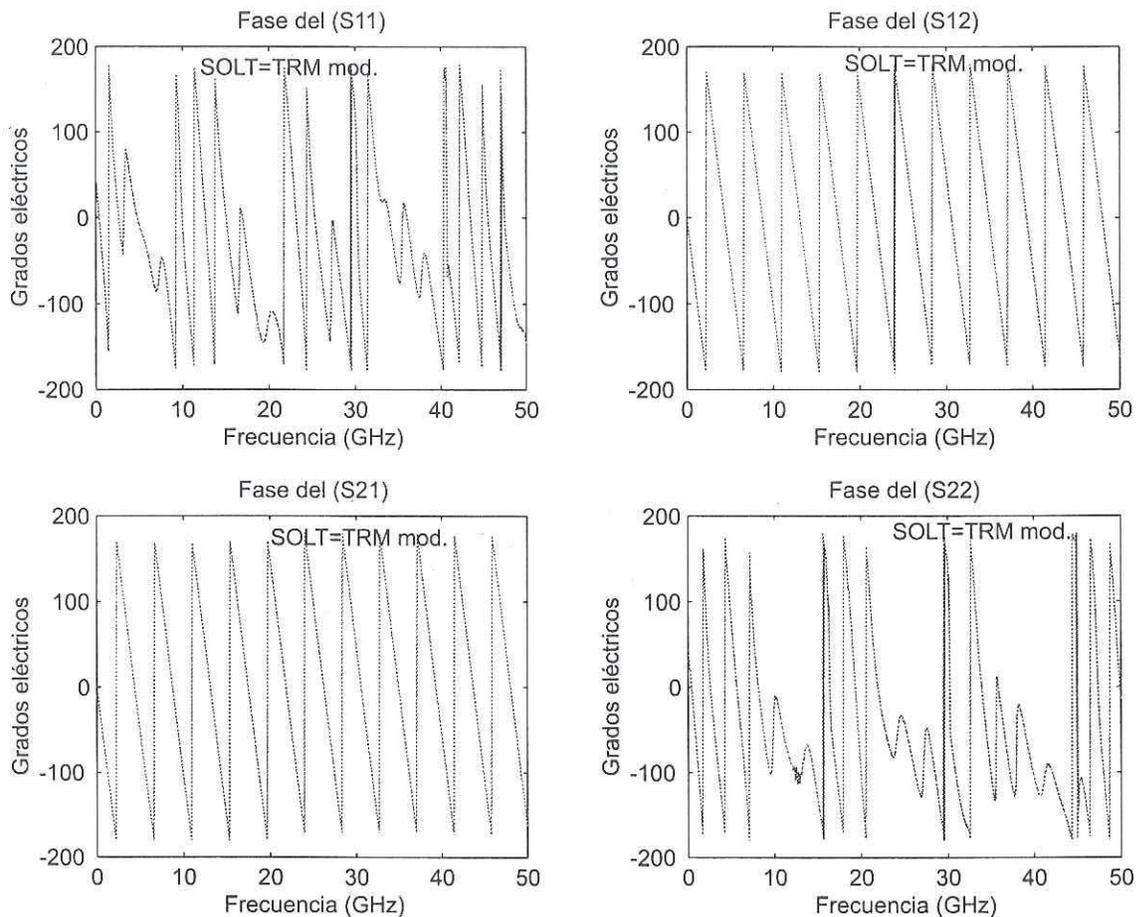


Figura 49: Fase de los parámetros  $[S]$  de una transición coaxial marca Wiltron, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

La figura 50 muestra los parámetros  $[S]$  en (dB) de un atenuador de 20dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. El parámetro  $S_{11}$  obtenido con ambas técnicas converge muy bien en todo el ancho de banda. Sin embargo, el parámetro  $S_{12}$  y  $S_{21}$  solamente convergen desde 0.045-15 GHz. En el parámetro  $S_{22}$  se observa una diferencia mayor entre ambos parámetros. Esto se debe al acoplamiento a la salida del “match”.

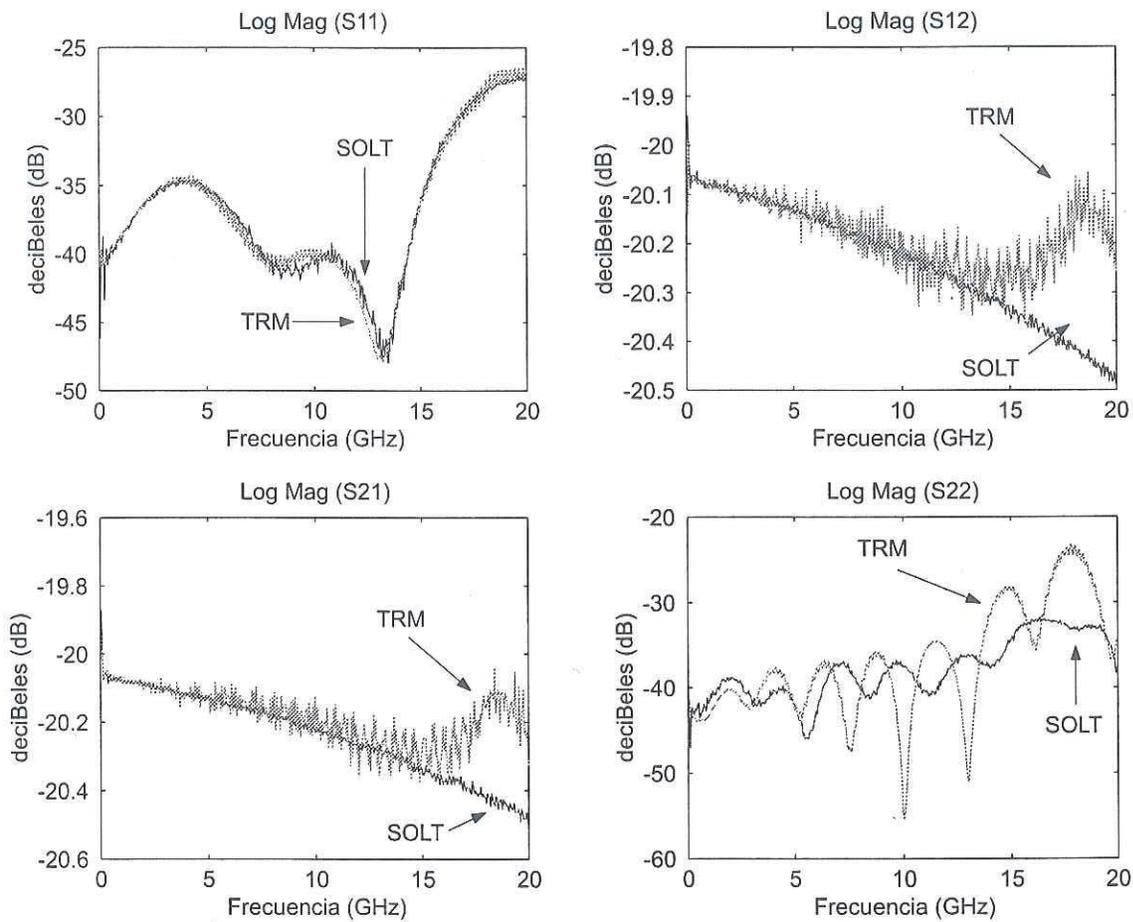


Figura 50: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un atenuador de 20dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

La figura 51 muestra la fase de los parámetros  $[S]$  de un atenuador de 20dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRM. También convergen adecuadamente en todo el ancho de banda a excepción del parámetro  $S_{22}$  que muestra muchas discrepancias.

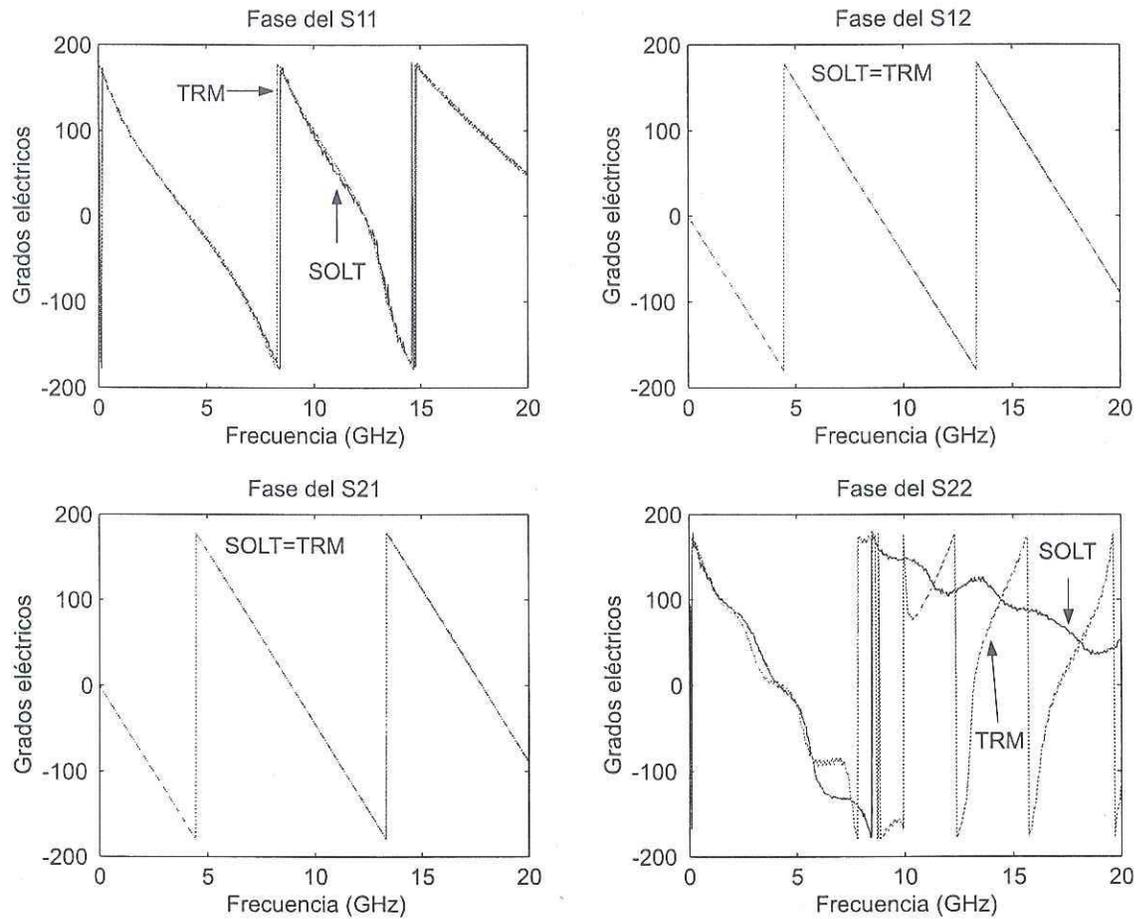


Figura 51: Fase de los parámetros  $[S]$  de un atenuador de 20dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

En la figura 52 se muestra una comparación de los parámetros  $[S]$  de un atenuador de 3 dB obtenidos con las técnicas de calibración SOLT y TRM. Se puede apreciar que los 4 parámetros  $[S]$  son muy similares en todo el ancho de banda.

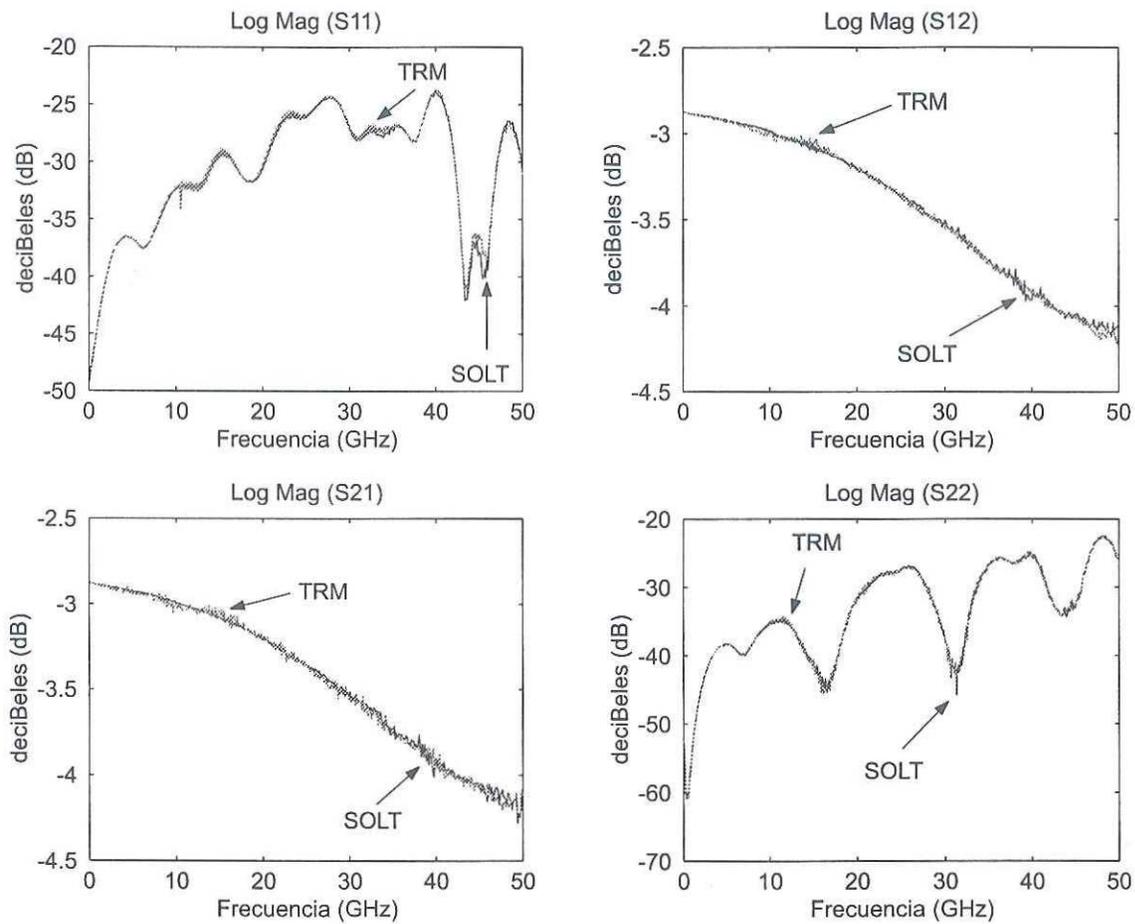


Figura 52: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un atenuador de 3dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

En la figura 53 se muestra una comparación de la fase de los parámetros [S] del atenuador de 3 dB obtenidos con las técnicas de calibración SOLT y TRM. Se puede apreciar que los 4 parámetros [S] son iguales en todo el ancho de banda.

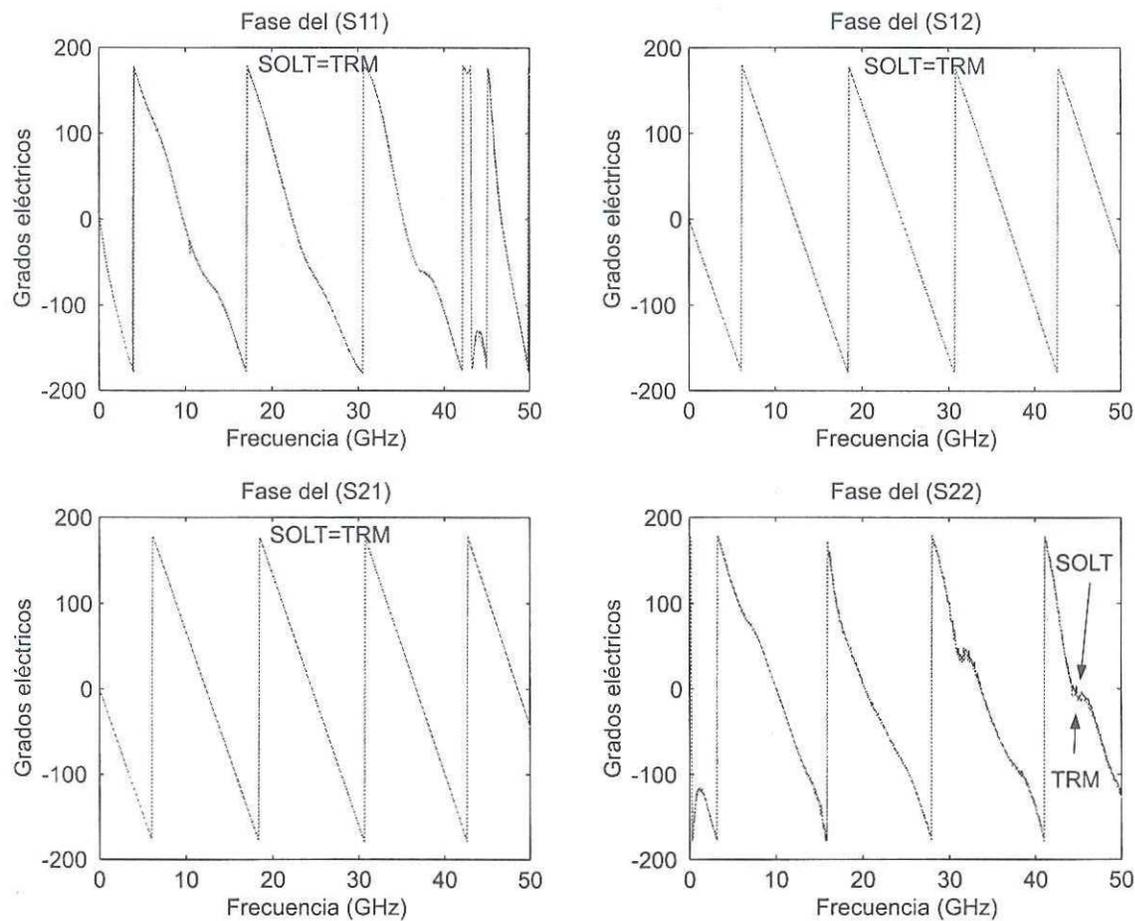


Figura 53: Fase de los parámetros [S] de un atenuador de 3dB, obtenidos con las técnicas SOLT y TRM.

### VII.2.3 Técnica TAR

Esta técnica se realizó utilizando el kit de calibración coaxial de 2.4 mm, un atenuador de banda amplia de 40dB y una línea de referencia thru. El elemento reflector utilizado es un corto circuito. Se calibró en la banda de frecuencias de 0.045-50GHz. Lo primero que se calcula es la atenuación del atenuador utilizado como patrón de calibración a partir de  $\frac{a}{c}$  y  $b$ . La figura 54 muestra el comportamiento de la atenuación en un plano real Vs. imaginario. Se puede observar que su comportamiento es similar al de la propagación de la onda  $\Lambda$  calculado con la técnica LRL, de hecho, resultan de la misma ecuación, en donde la única diferencia es el patrón de calibración utilizado para el cálculo de  $\frac{a}{c}$  y  $b$ . Es decir, una línea de transmisión no reflectora para la técnica LRL y un atenuador para la técnica TAR.

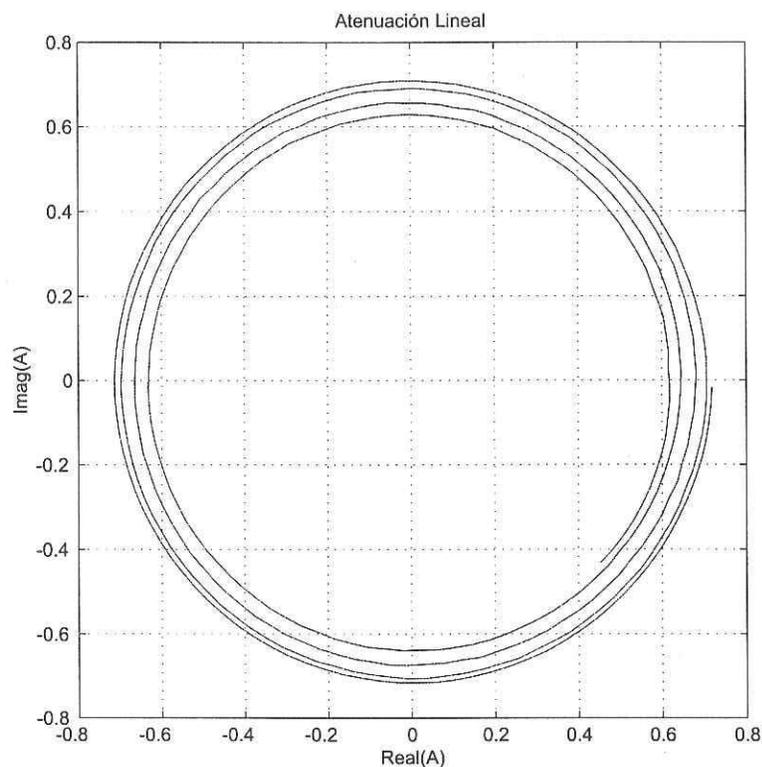


Figura 54: Parte  $Real(\hat{A})$  Vs  $Imag(\hat{A})$  de un atenuador de 40 dB calculada a partir de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  obtenidos con la técnica TAR.

En la figura 55 se muestra la atenuación en dB calculada a partir de  $\frac{a}{c}$  y  $b$  del

atenuador utilizado como patrón de calibración. En la fig. 55 se puede apreciar que la atenuación cada vez es más negativa conforme la frecuencia aumenta. Para que la calibración sea buena y confiable, se requiere un estándar que cuya atenuación sea plana en todo el ancho de banda, i.e., que no varíe con la frecuencia, y que el atenuador tenga un buen acoplamiento a la entrada/salida.

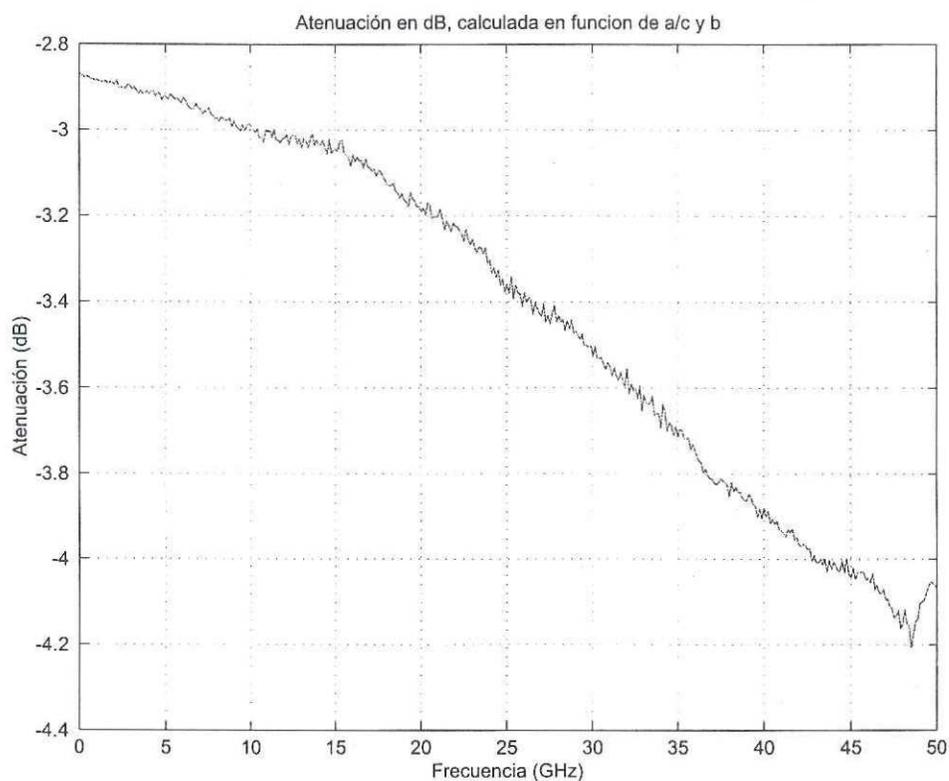


Figura 55: Atenuación convertida a dB's a partir de la atenuación lineal de un atenuador de 3 dB obtenida con la técnica TAR.

En la fig. 56 se muestran los parámetros  $[S]$  en (dB) de una transición coaxial compuesta de conectores HP, obtenidos con las técnicas de calibración SOLT y TAR. Se puede apreciar que el acoplamiento a la entrada/salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) oscila entre -20 dB y -60 dB en ambas técnicas de calibración. Las pérdidas por inserción (IL)  $S_{12}$  y  $S_{21}$  van de 0dB hasta -0.4 dB.

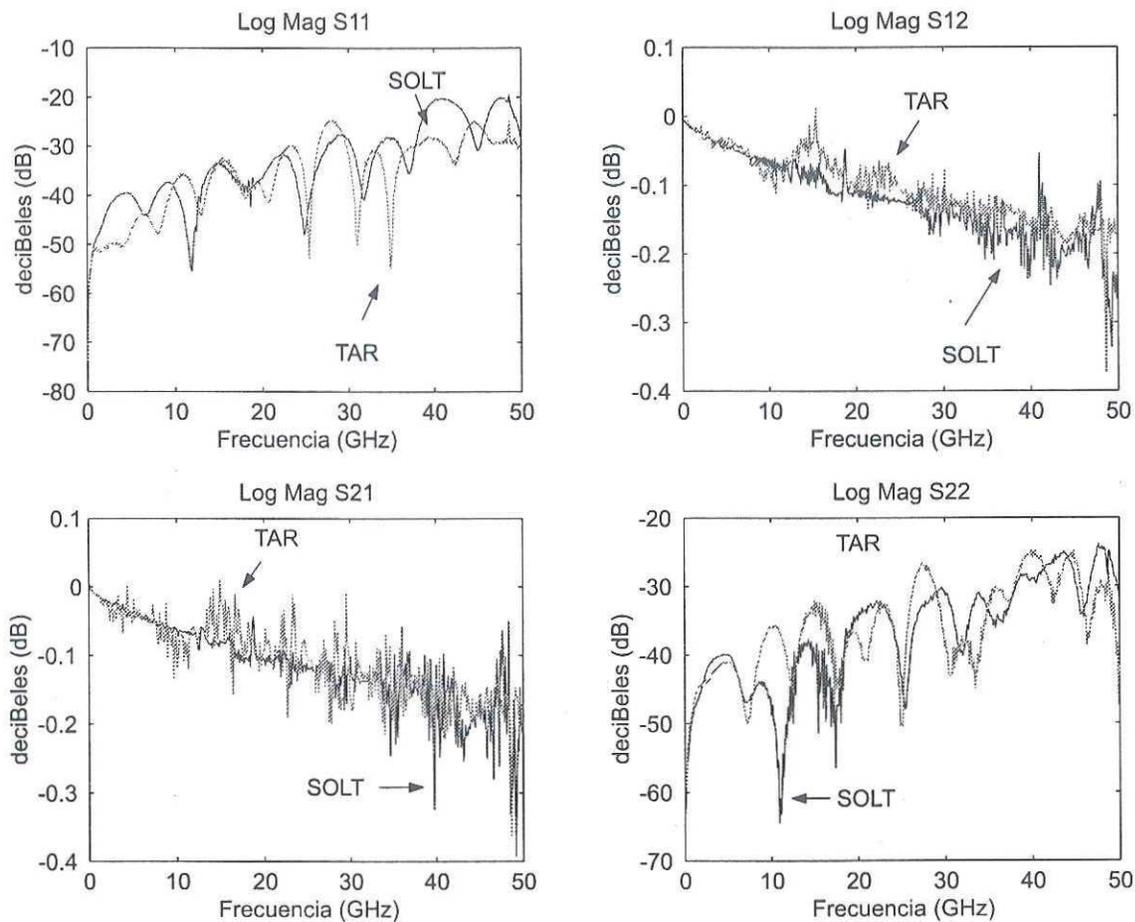


Figura 56: Parámetros  $[S]$  en (dB) de una transición coaxial HP obtenidos con las técnicas SOLT y TAR.

En la fig. 57 se muestra la fase de los parámetros  $[S]$  de la transición coaxial HP obtenidos con las técnicas SOLT y TAR. Se puede observar que, la fase de los parámetros en transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son idénticas en ambas técnicas. Sin embargo, la fase de los parámetros en reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  difieren un poco entre ambas técnicas. Esto se debe a la calidad del atenuador utilizado como patrón de calibración, es decir, su comportamiento debe ser el de un atenuador ideal.

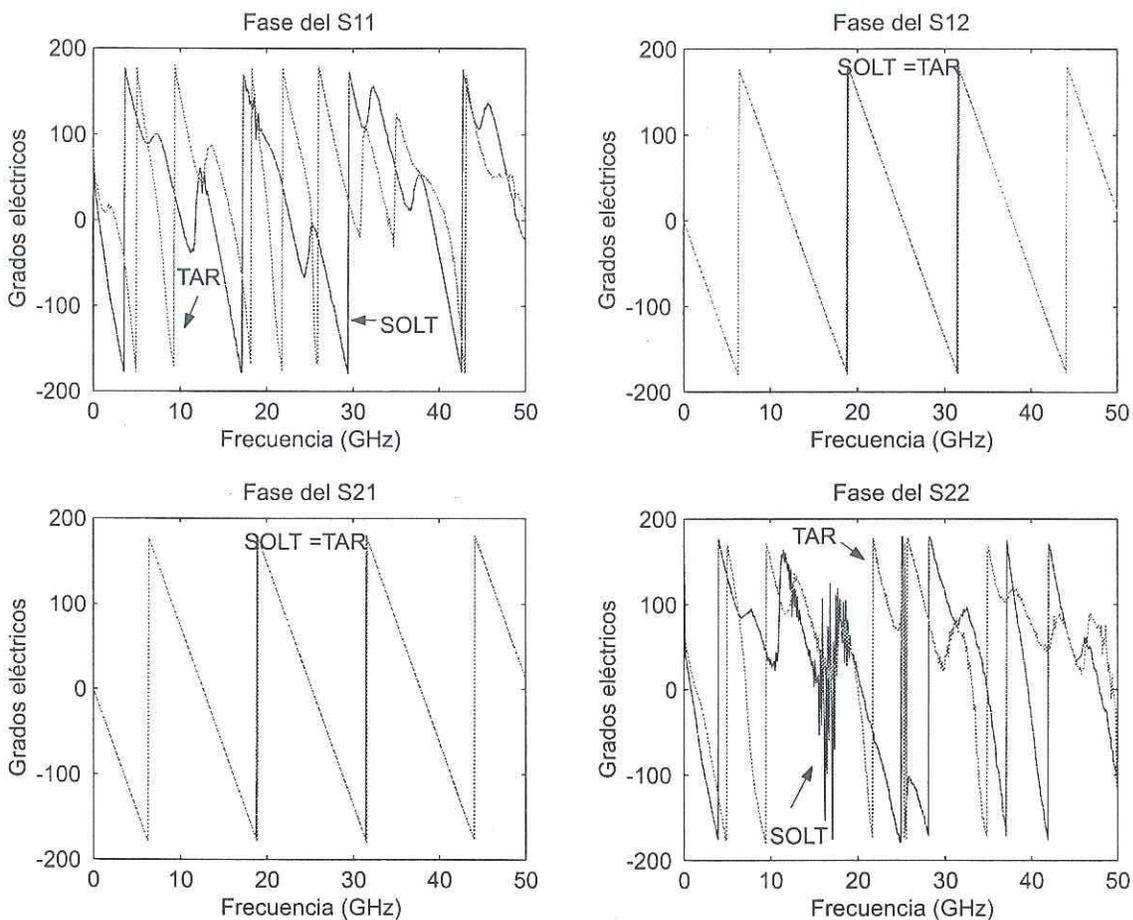


Figura 57: Fase de los parámetros  $[S]$  de una transición coaxial HP obtenidos con las técnicas SOLT y TAR.

## VII.2.4 Técnica TRRM

En la fig. 58 se muestran los parámetros  $[S]$  en (dB) de un atenuador de 3 dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRRM. Se aprecia que el acoplamiento a la entrada/salida ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) oscila entre -25 dB y -45 dB en ambas técnicas.

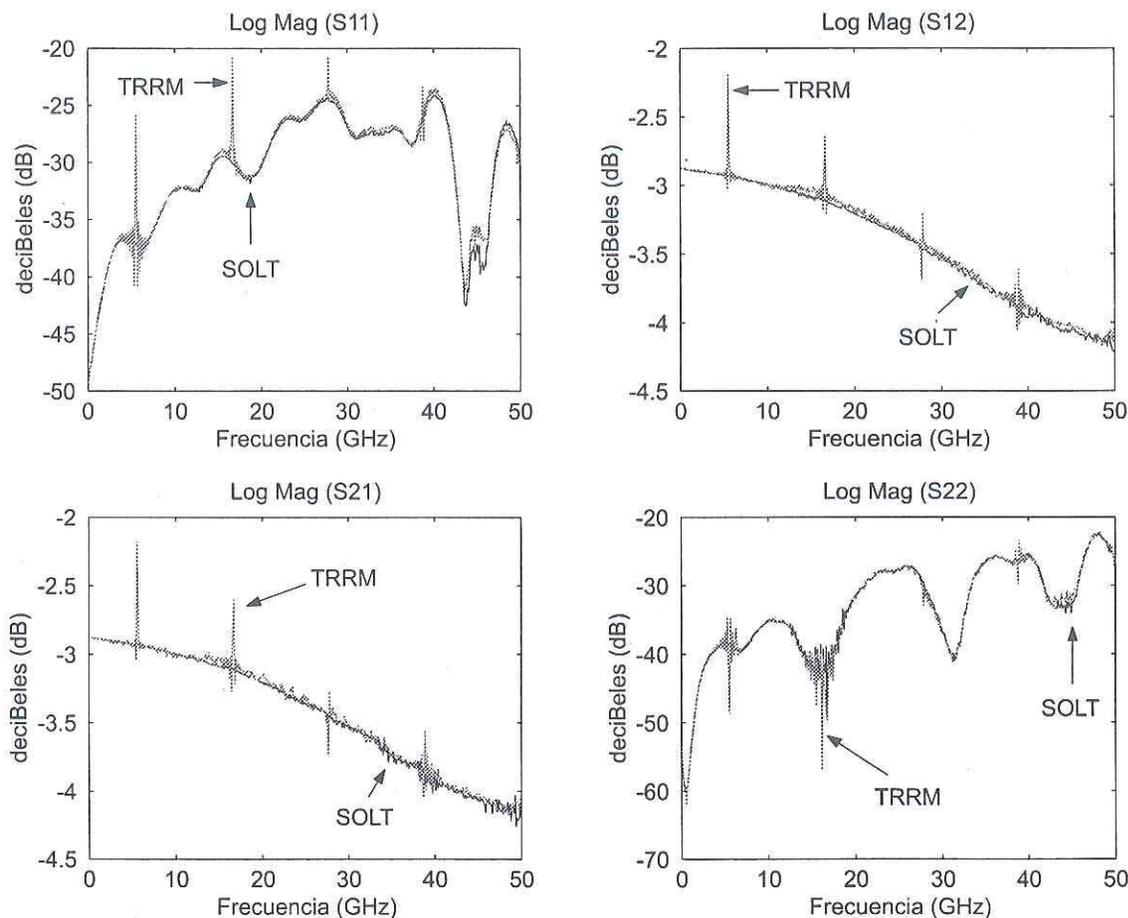


Figura 58: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un atenuador coaxial de 3dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRRM.

También se puede observar en la fig. 58 que los 4 parámetros  $[S]$  obtenidos con las técnicas TRRM muestran ciertas discontinuidades a ciertos puntos de frecuencias, según [Zhu y Auracher, 1999] estas discontinuidades aparecen cuando la fase por inserción del thru es cercana a  $\frac{n\pi}{4}$  donde  $n$  es un número entero y se refiere a cada cruce por

$180^\circ n$ ;  $n=0, 1, 2, 3\dots$  También concluyeron que su técnica (TSO<sup>10</sup>) está limitada a frecuencias muy bajas. Por otra parte, para comprobar esto se alteraron las longitudes de los desplazamientos de los elementos reflectores utilizando transiciones coaxiales y se observó que las discontinuidades presentadas en los parámetros [S] del DUT se desplazaron en frecuencia. Se observó que la periodicidad de aparición de estas discontinuidades es cada  $n\pi$  con respecto a la fase por inserción provocada por los desplazamientos de los elementos reflectores. Cabe mencionar, que estas discontinuidades solamente son presentadas cuando se calibra con la técnica TRRM y utilizando elementos coaxiales. Cuando se realiza la calibración LRRM con dispositivos “no coaxiales” no se presentan discontinuidades en los parámetros [S] del DUT.

---

<sup>10</sup>Thru-Short-Open

La fig. 59 muestra la fase de los parámetros [S] del atenuador de 3 dB obtenidos con las técnicas de calibración SOLT y TRRM. Se puede observar que el comportamiento de los parámetros [S] entre ambas técnicas son muy similares, a excepción de las discontinuidades presentadas por la técnica TRRM.

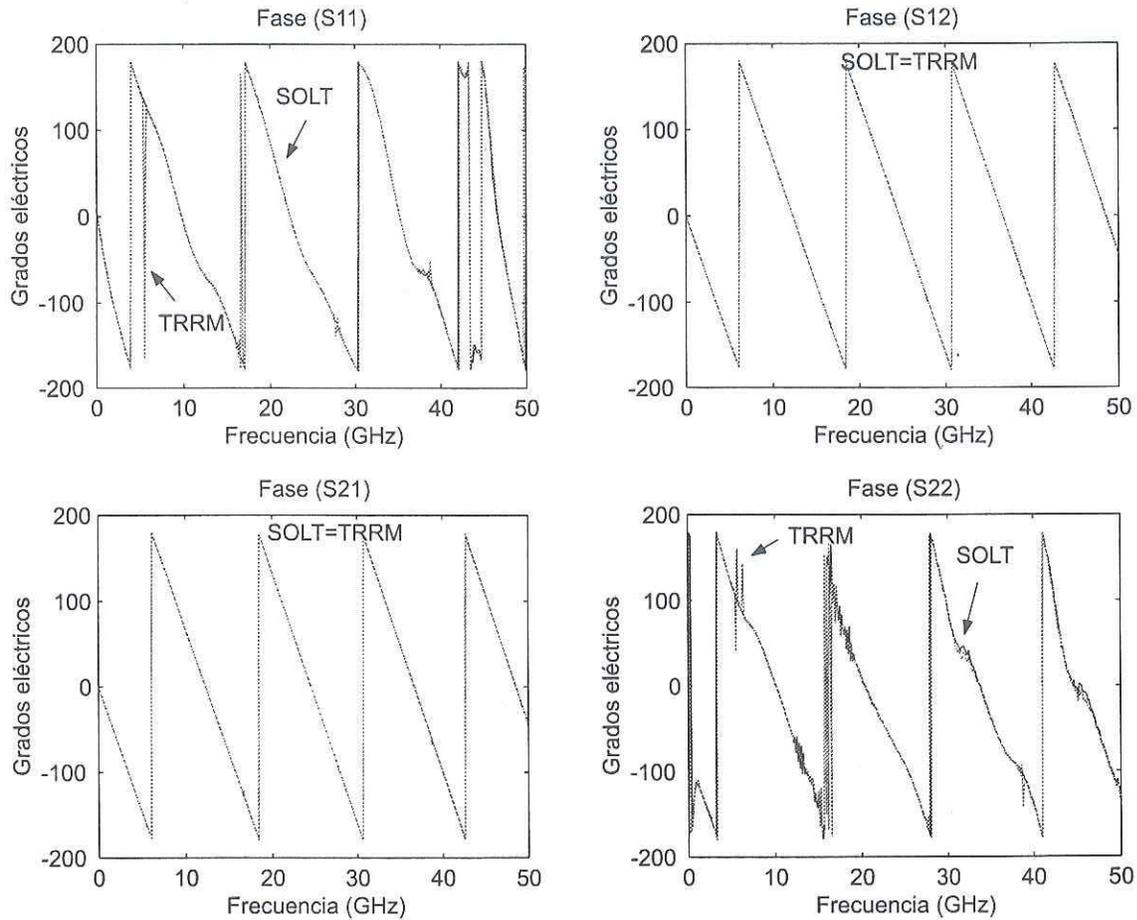


Figura 59: Fase de los parámetros [S] de un atenuador coaxial de 3dB obtenidos con las técnicas SOLT y TRRM.

## VII.3 Mediciones de dispositivos coplanares

### VII.3.1 Introducción

Dentro de esta clasificación se tiene a los kit's PicoProbe/GGB y ProbePoint/JC-MicroTechnology. Para realizar las mediciones utilizando estos kit's es necesario utilizar adicionalmente la máquina de puntas coplanares, que en este caso se utilizó la SUMMIT 9000.

Los resultados que se presentan en esta sección es una comparación entre las técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM. Además se presenta un estudio comparativo con la misma técnica LRRM, pero con una calibración hecha cuando el "match" se encuentra en el puerto A y otra calibración cuando el "match" se encuentra en el puerto B.

También se presentan resultados obtenidos utilizando una calibración en dos etapas [López Gutiérrez, 1996], i.e., primero se calibra el ARV en coaxial para eliminar los errores sistemáticos con los que cuenta el ARV. Posteriormente el software es el encargado de realizar la segunda etapa de la calibración que consiste en eliminar los efectos de los cables rígidos de la máquina de puntas y los errores de las transiciones coaxial-coplanar y/o transiciones coplanar-microcinta.

En estos ejemplos de calibración por lo general el DUT es un PHEMT. Las calibraciones se hicieron en un ancho de banda de 0.045-50 Ghz.

### VII.3.2 Kit de calibración "ProbePoint" CM05

La técnica LRL(m) multilíneas calcula y utiliza el mejor corrimiento de fase producido por las diferentes combinaciones de líneas. En este caso se utilizaron un thru y 4 líneas de transmisión no reflectoras, que es con las que cuenta el kit de calibración ProbePoint CM05.

La fig. 60 muestra todas las combinaciones de fase posibles, al utilizar cinco líneas se forman 10 combinaciones de fase.

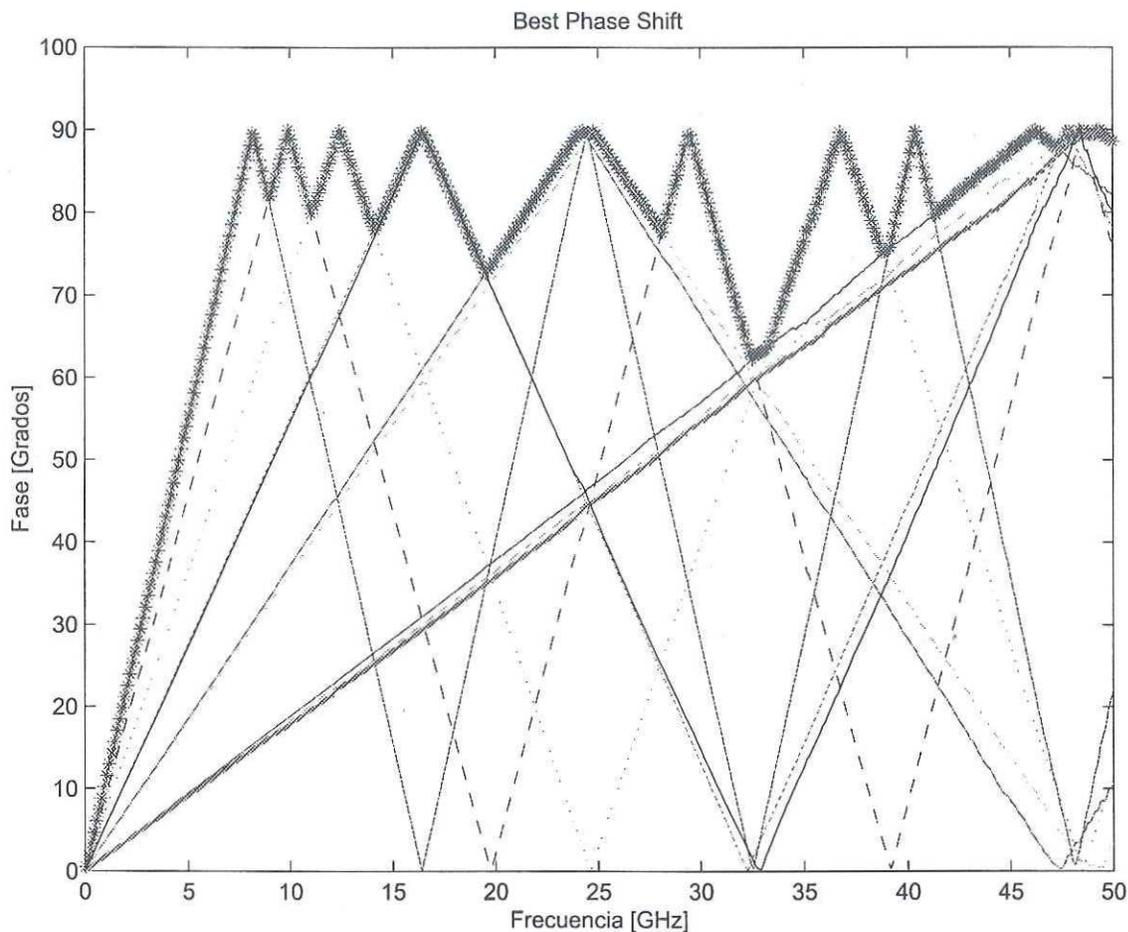


Figura 60: Corrimiento de fase efectivo utilizando 5 líneas de transmisión del kit de calibración ProbePoint CM05.

En la figura 61 se muestran los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 en el punto de polarización de  $V_{ds}=2$  Volts,  $V_{gs}=0$  Volts, que es un punto en el que se tiene máxima ganancia. Estos parámetros se obtuvieron con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. Se utilizaron el thru y las 4 líneas adicionales con las que cuenta el kit para calibrar con la técnica multilíneas. En ambas técnicas se utilizó como elemento reflector un corto circuito. Se observa en la figura 61 que a bajas frecuencias los parámetros [S] obtenidos con ambas técnicas son iguales, sin embargo, a frecuencias altas se observa una diferencia entre ambas técnicas. En la gráfica logarítmica del parámetro ( $S_{21}$ ) se observa

que la ganancia a bajas frecuencias es de 15 dB, y conforme la frecuencia aumenta la ganancia del transistor se va disminuyendo. A 50 GHz se observa que la ganancia de este transistor es 0 dB.

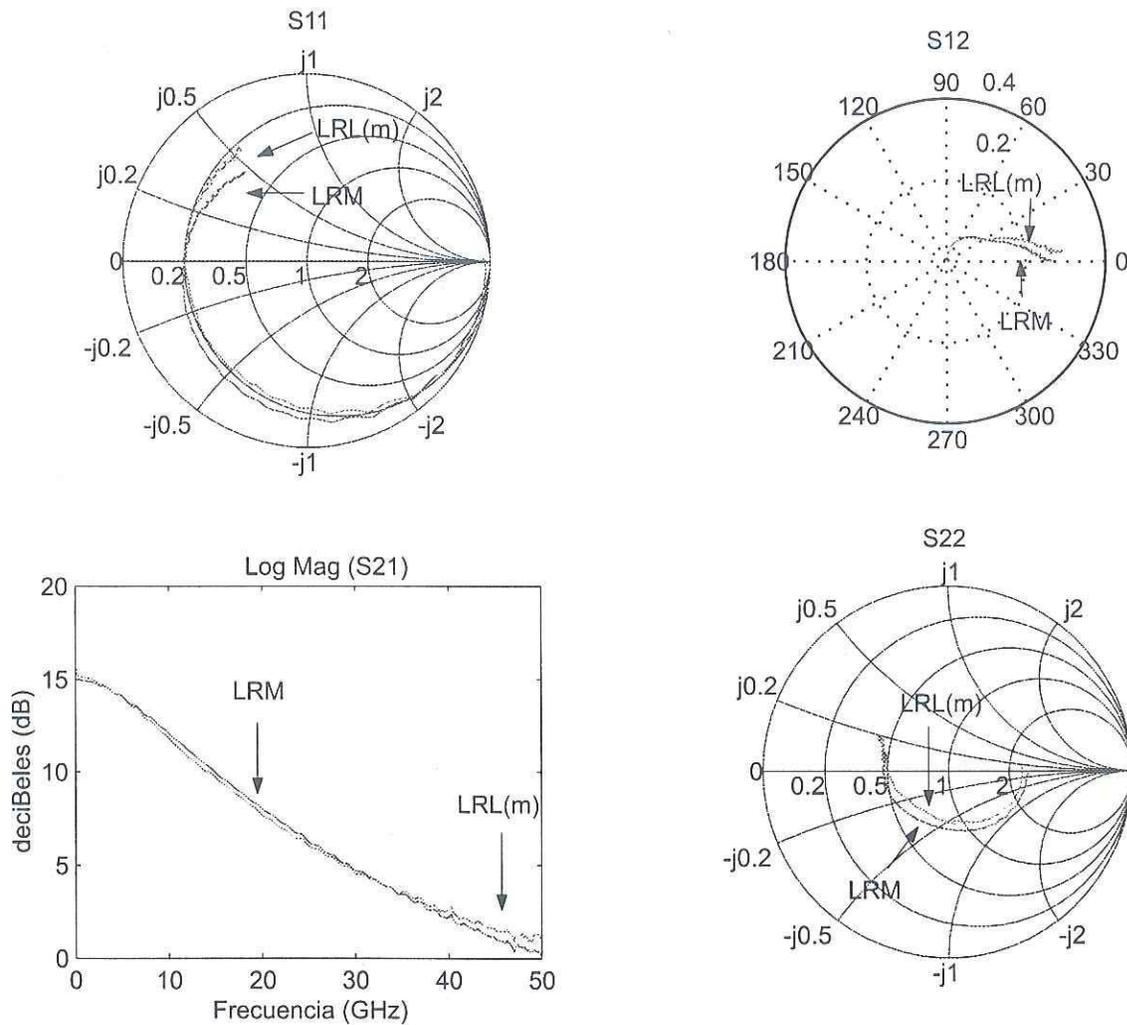


Figura 61: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

En la figura 62 se muestran los parámetros  $[S]$  en dB's, en este caso es el mismo transistor NE24200 pero bloqueado con un  $V_{gs}=-3.5$  Volts, y  $V_{ds}=2$  Volts. Se observa que los parámetros en transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son iguales con ambas técnicas de calibración. Sin embargo en reflexión se observa cierta discrepancia.

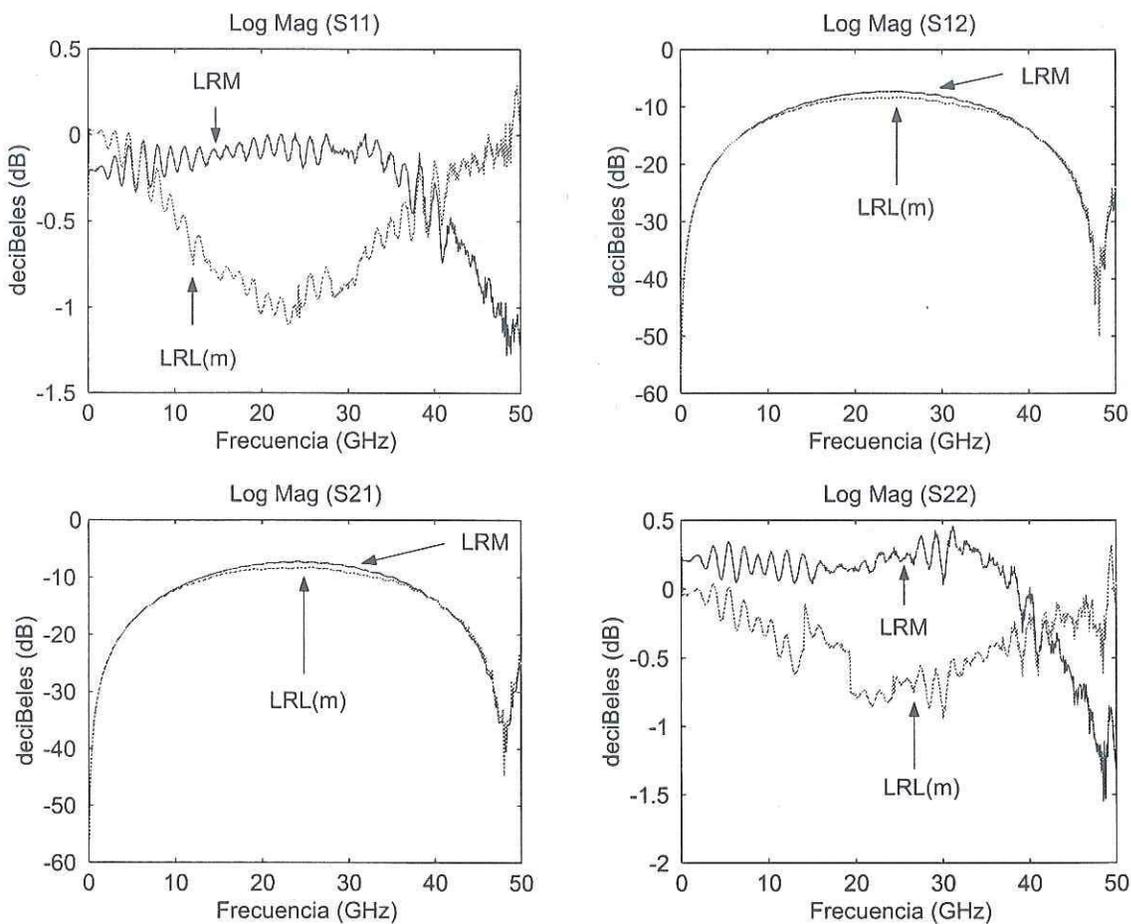


Figura 62: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un PHEMT "bloqueado" NE24200, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

La figura 63 muestra los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRRM. Para obtener dicha gráfica se utilizaron dos elementos reflectores, el primero es un corto circuito y el segundo es un circuito abierto, aunque puede ser caso contrario. Además se utilizó un “match”. Este elemento puede conectarse en el puerto 1 o en el puerto 2 del analizador de redes vectorial. Se observa en la figura 63 que son casi idénticos los parámetros obtenidos con el “match” en el puerto 1 y puerto 2. Esto quiere decir que el método LRRM no es sensible al puerto en donde se conecte el “match”.

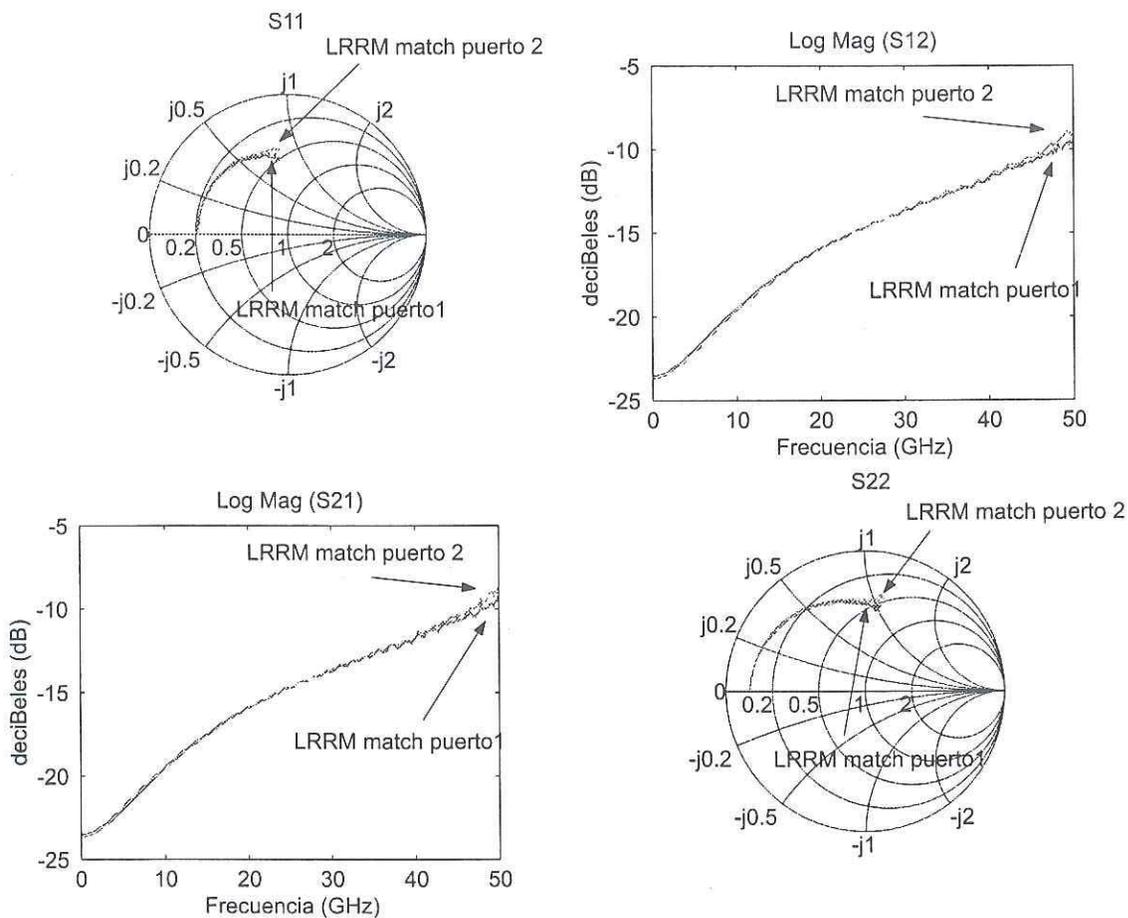


Figura 63: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRRM.

### VII.3.3 Comparaciones de la técnica LRM con diferentes líneas de referencia

En esta sección se presenta la calibración LRM realizada con distintas líneas de referencia (thru,  $L_1$  y  $L_2$ ) pertenecientes al kit de calibración coplanar Probepoint/Jc-MicroTechnology CM05. El DUT es un transistor PHEMT NE24200 con punto de polarización de  $V_{ds}=2$  Volts,  $V_{gs}=0$  Volts. Mientras que el ancho de banda de la calibración sigue siendo de 0.045-50GHz.

En la fig. 64 se observa que los parámetros  $[S]$  en (dB) del PHEMT NE24200 obtenidos utilizando como línea de referencia  $L_1$  y  $L_2$  (donde  $L_1 < L_2$ ) dispersan un poco con respecto los parámetros  $[S]$  obtenidos con el thru como línea de referencia. En esa misma figura se puede observar que conforme las longitudes de las líneas se incrementan la diferencia en los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se ven afectados directamente. En los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{12}$  la dispersión le afecta en forma mínima.

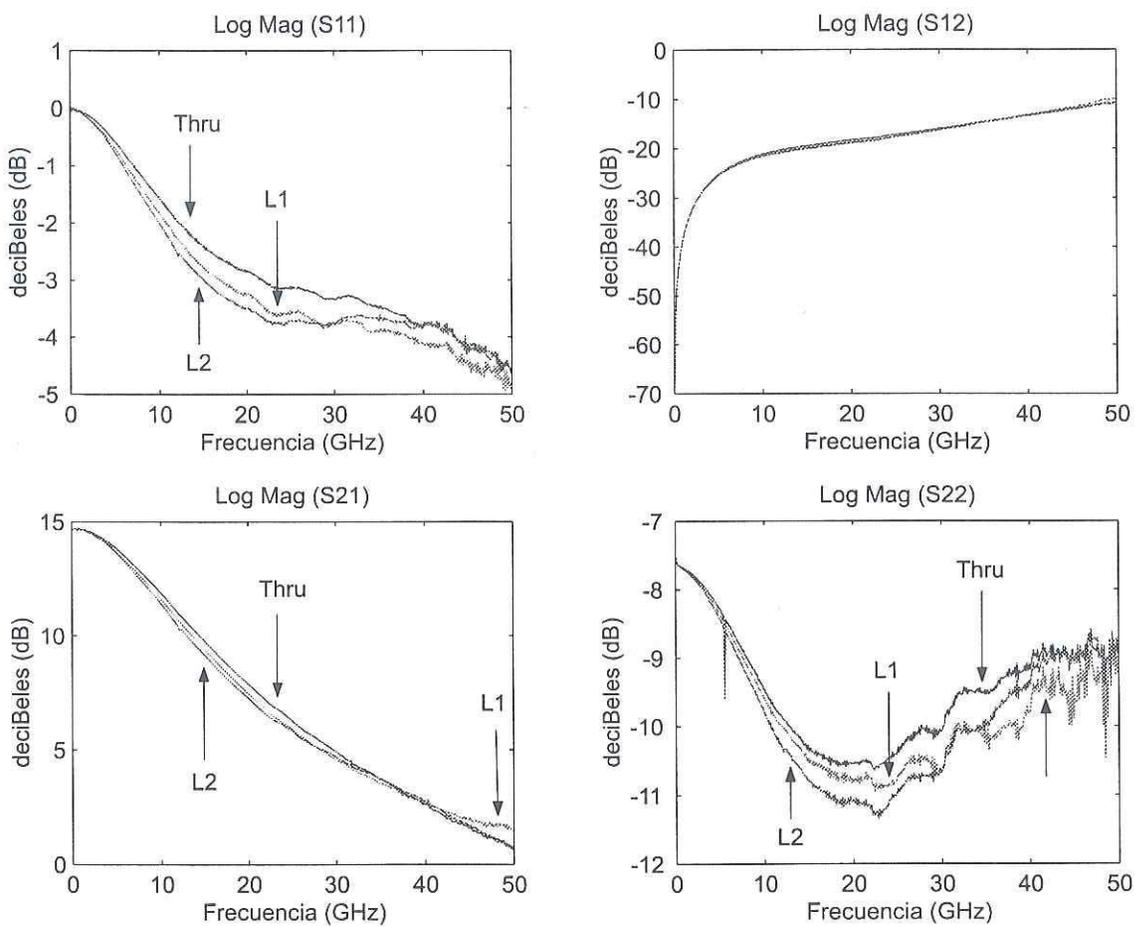


Figura 64: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintas líneas de referencia.

En la fig. 65 se observa la fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos utilizando distintas líneas de referencia. Se puede observar que el comportamiento es muy similar en los 4 parámetros [S].

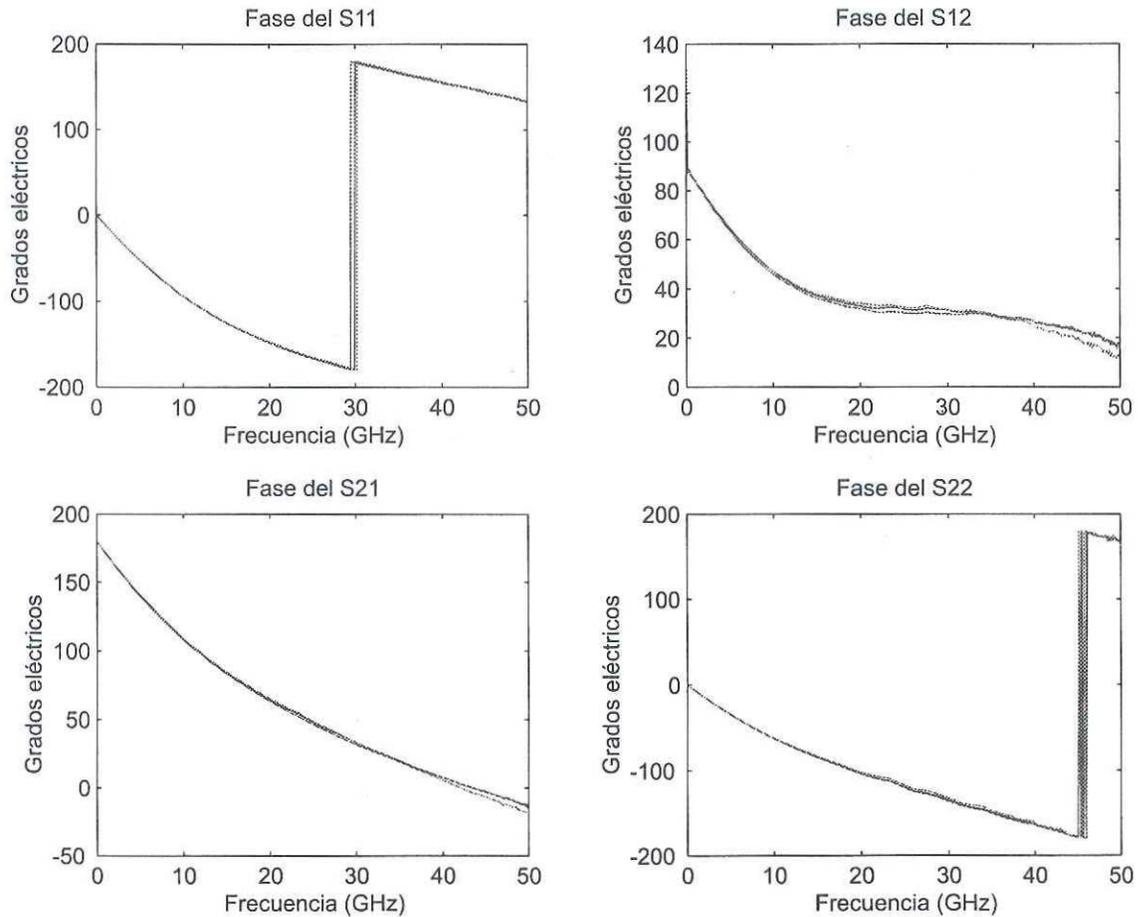


Figura 65: Fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintas líneas de referencia.

### VII.3.4 Comparaciones de la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores

En la fig. 66 se muestra una comparación de los parámetros  $[S]$  en (dB) del transistor PHEMT NE24200 al mismo punto de polarización mencionado anteriormente. Los parámetros  $[S]$  se comparan con la misma técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores. Se observa que los parámetros de transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son independientes del tipo de elemento reflector que se utilice. Sin embargo, los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son sensibles al tipo de elemento reflector que se utilice en la calibración.

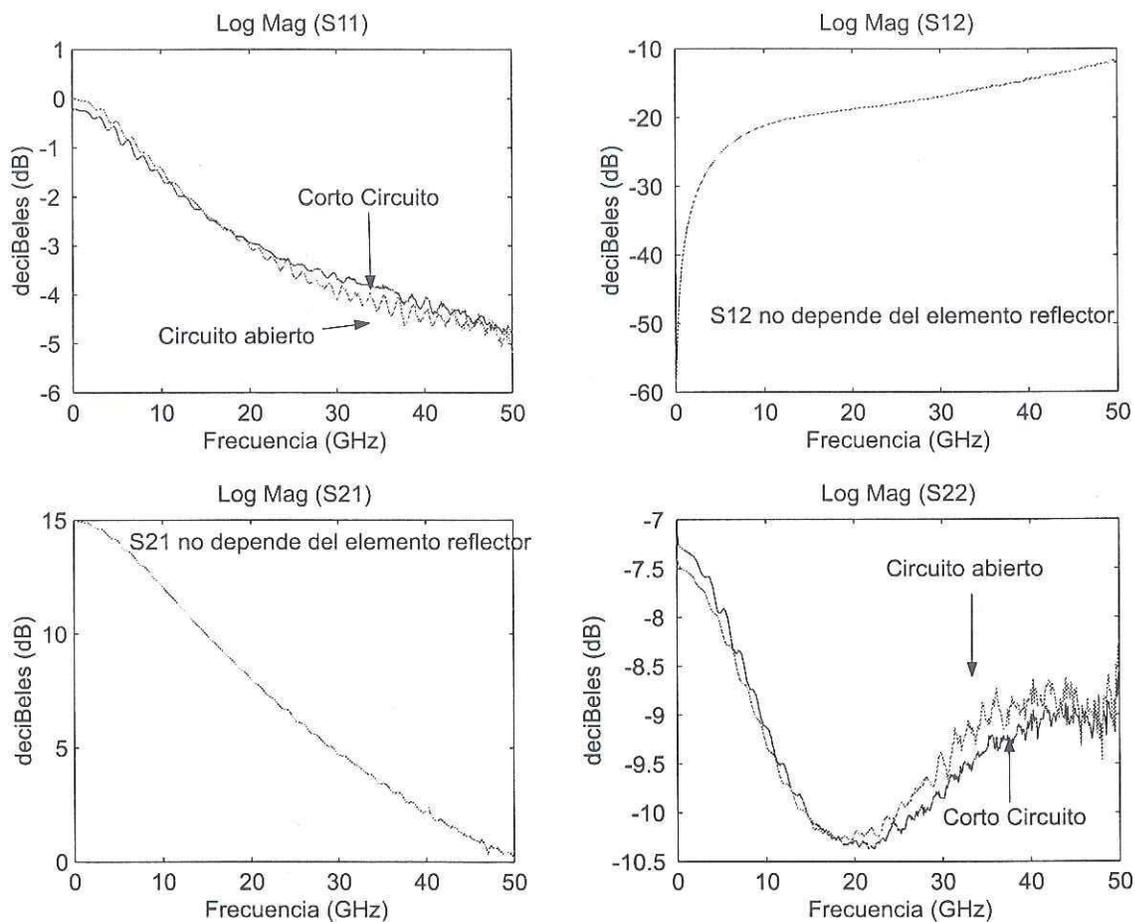


Figura 66: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores.

La fig. 66 muestra una comparación de la fase de los parámetros  $[S]$  del mismo transistor PHEMT a ese mismo punto de polarización. En esa figura se observa que son muy similares las fases de los parámetros  $[S]$  obtenidos con la técnica LRM y utilizando diferentes reflectores.

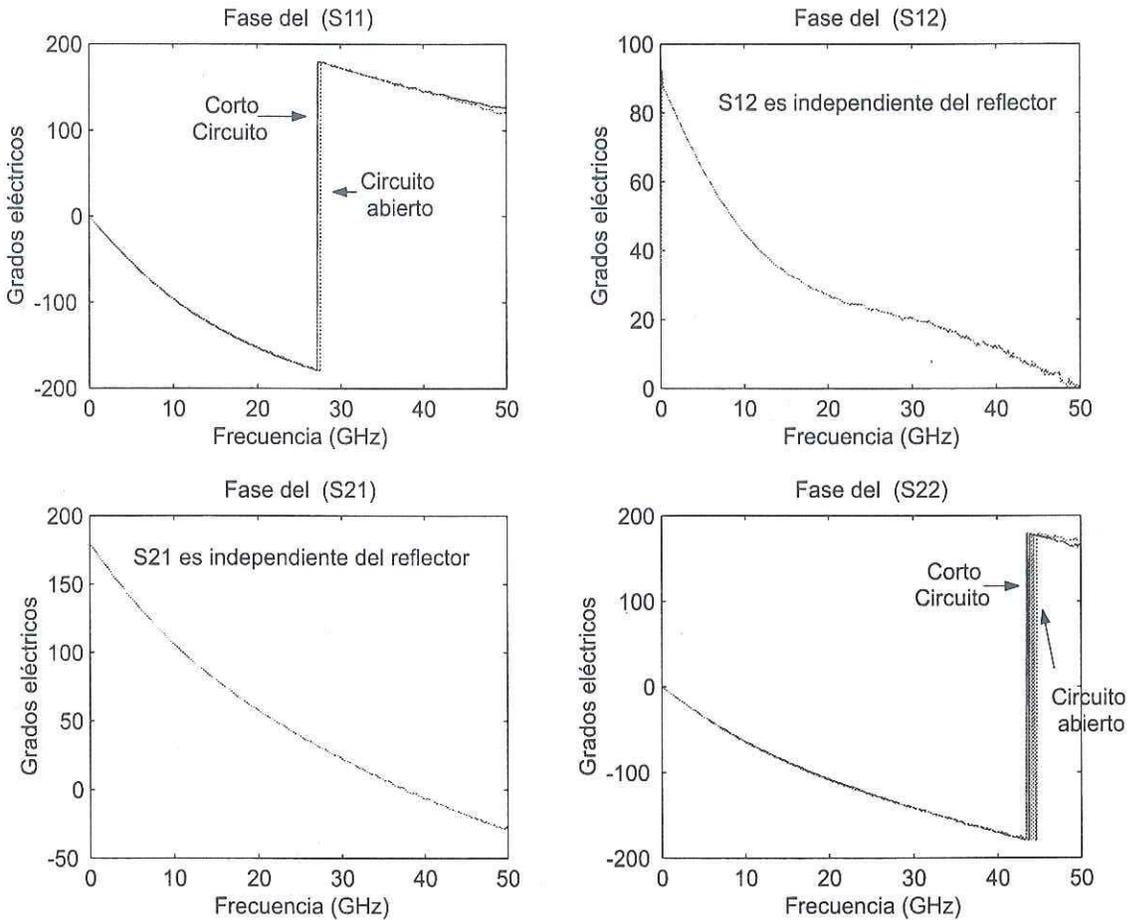


Figura 67: Fase de los parámetros  $[S]$  de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM utilizando distintos elementos reflectores.

### VII.3.5 Comparaciones de la técnica LRL(m) multilíneas utilizando distintos elementos reflectores

En la fig. 68 se muestra una comparación de los parámetros  $[S]$  en (dB) del transistor PHEMT NE24200 al mismo punto de polarización mencionado anteriormente. Los parámetros  $[S]$  se comparan con la misma técnica LRL(m) multilíneas utilizando distintos elementos reflectores. En esa misma figura se puede apreciar que los parámetros de transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son independientes del tipo de elemento reflector que se utilice. Sin embargo, los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son sensibles al tipo de elemento reflector que se utilice en la calibración, en esa figura se observa una pequeña diferencia entre los parámetros de reflexión.

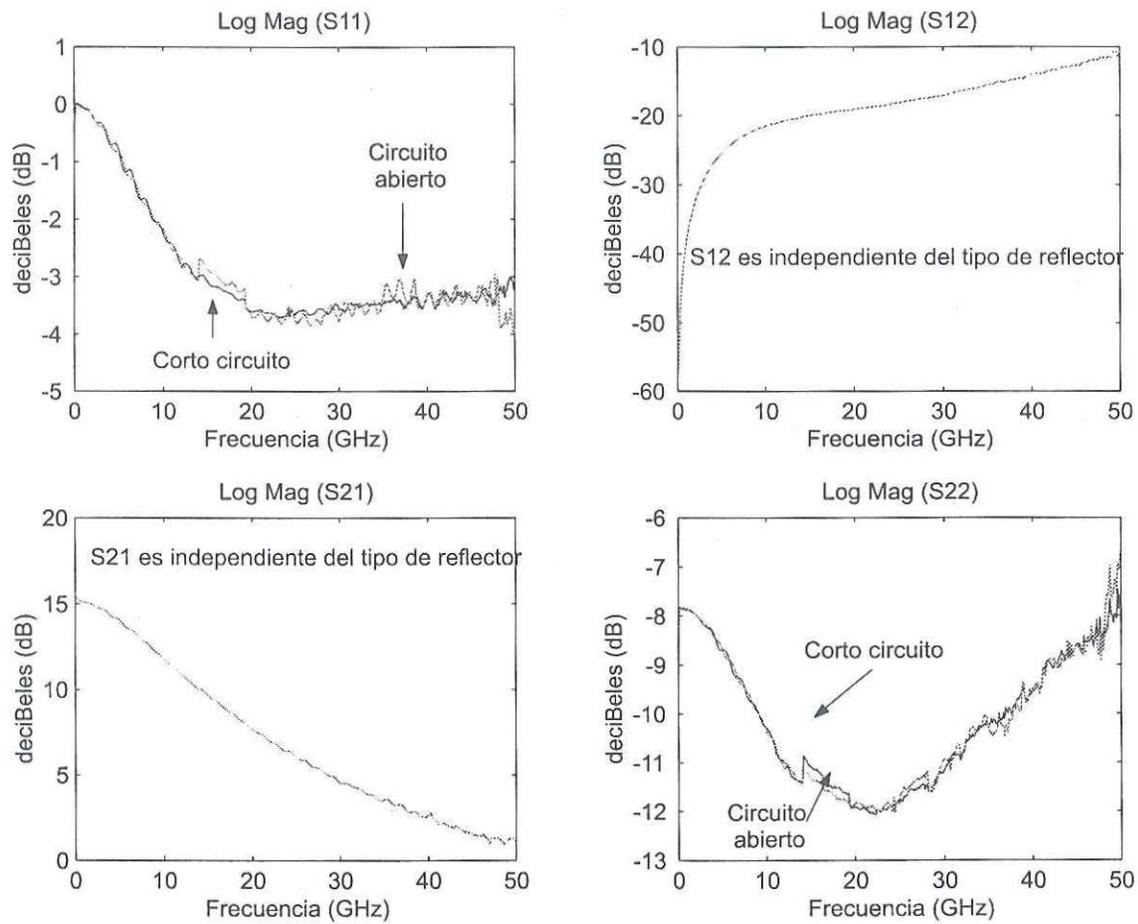


Figura 68: Parámetros  $[S]$  en (dB) de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas utilizando distintos elementos reflectores.

La fig. 69 muestra una comparación de la fase de los parámetros [S] del mismo transistor PHEMT a ese mismo punto de polarización. En esa figura se observa que son muy similares las fases de los parámetros [S] obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y utilizando diferentes elementos reflectores.

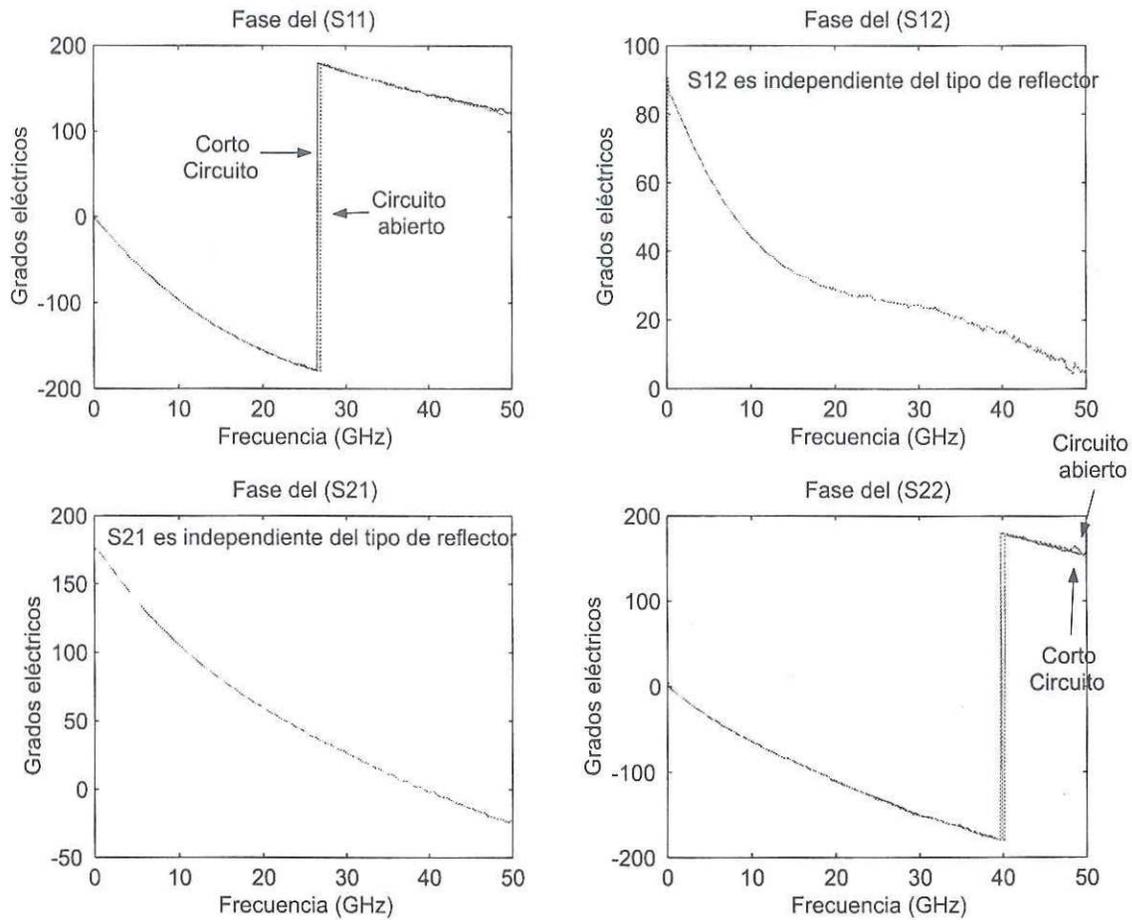


Figura 69: Fase de los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y utilizando distintos elementos reflectores.

### VII.3.6 Kit de calibración “PicoProbe” CS-5

La figura 70 presenta una comparación entre las técnicas de calibración LRM y LRL (m) multilíneas implementadas en este trabajo de tesis, pero ahora utilizando el kit de calibración PicoProbe. El DUT es un transistor Hewlett Packard F8X38, en un punto de polarización de  $V_{ds}=2$  Volts,  $V_{gs}=0$  Volts, que es donde el transistor tiene máxima ganancia. La técnica de calibración multilíneas se implementó utilizando 5 líneas de transmisión no reflectoras. En ambas técnicas se utilizó como elemento reflector un corto circuito. Aquí se puede observar que los 4 parámetros [S] obtenidos con ambas técnicas de calibración son iguales en casi todo el ancho de banda, a excepción de una pequeña diferencia de 0.5 dB que se observa en el parámetro  $S_{22}$  en la banda de 30-38 GHz. Se puede observar que la ganancia ( $S_{21}$ ) es de 16 dB a bajas frecuencias. También se puede observar que el primer punto de la técnica LRL(m) multilíneas presenta cierta discontinuidad, debido a que la longitud eléctrica del par de líneas utilizado en ese punto es menor a  $20^\circ$ .

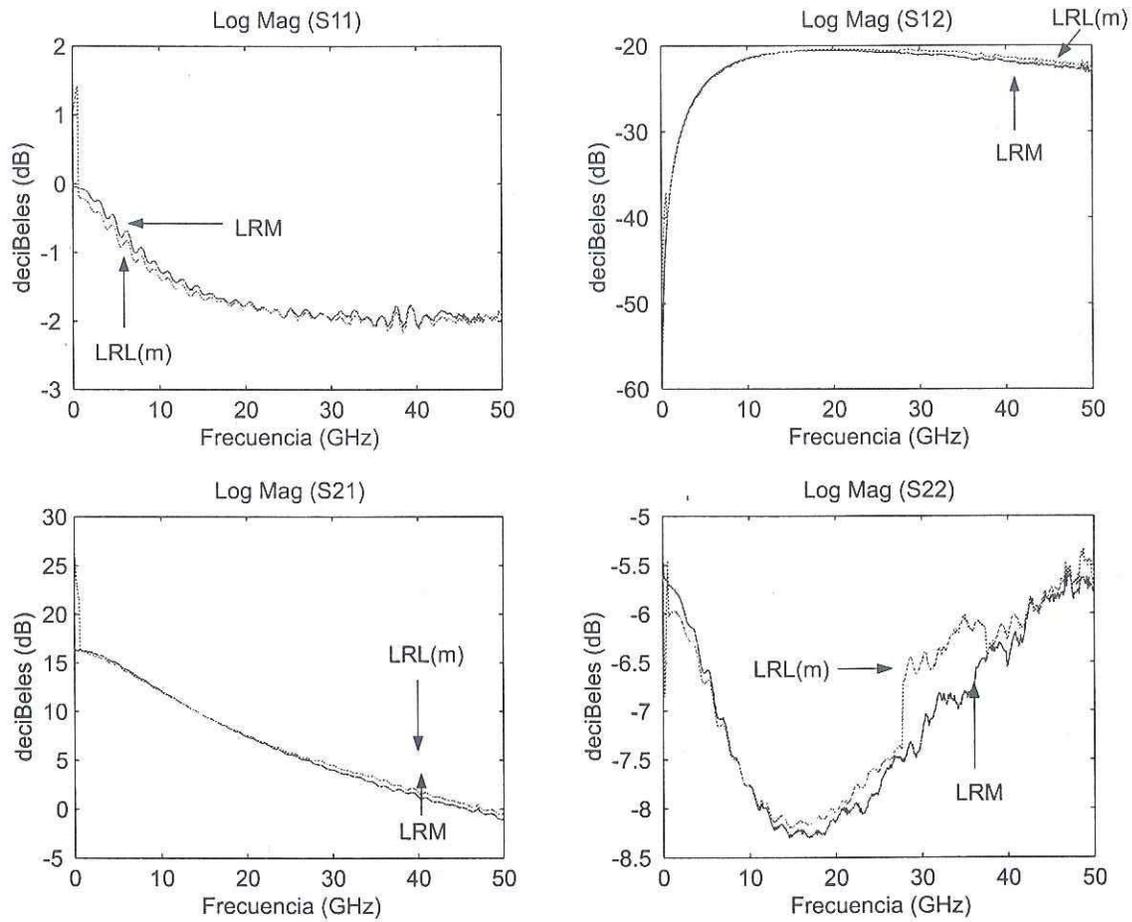


Figura 70: Parámetros [S] en (dB) de un transistor HP F8X38, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

En la figura 71 se muestra la fase de los parámetros  $[S]$  del transistor HP F8X38 obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas. Se observa que son muy similares los parámetros obtenidos con ambas técnicas de calibración, a excepción del primer punto de la técnica LRL(m) multilíneas que presenta cierta discontinuidad debido a lo que se explicó anteriormente.

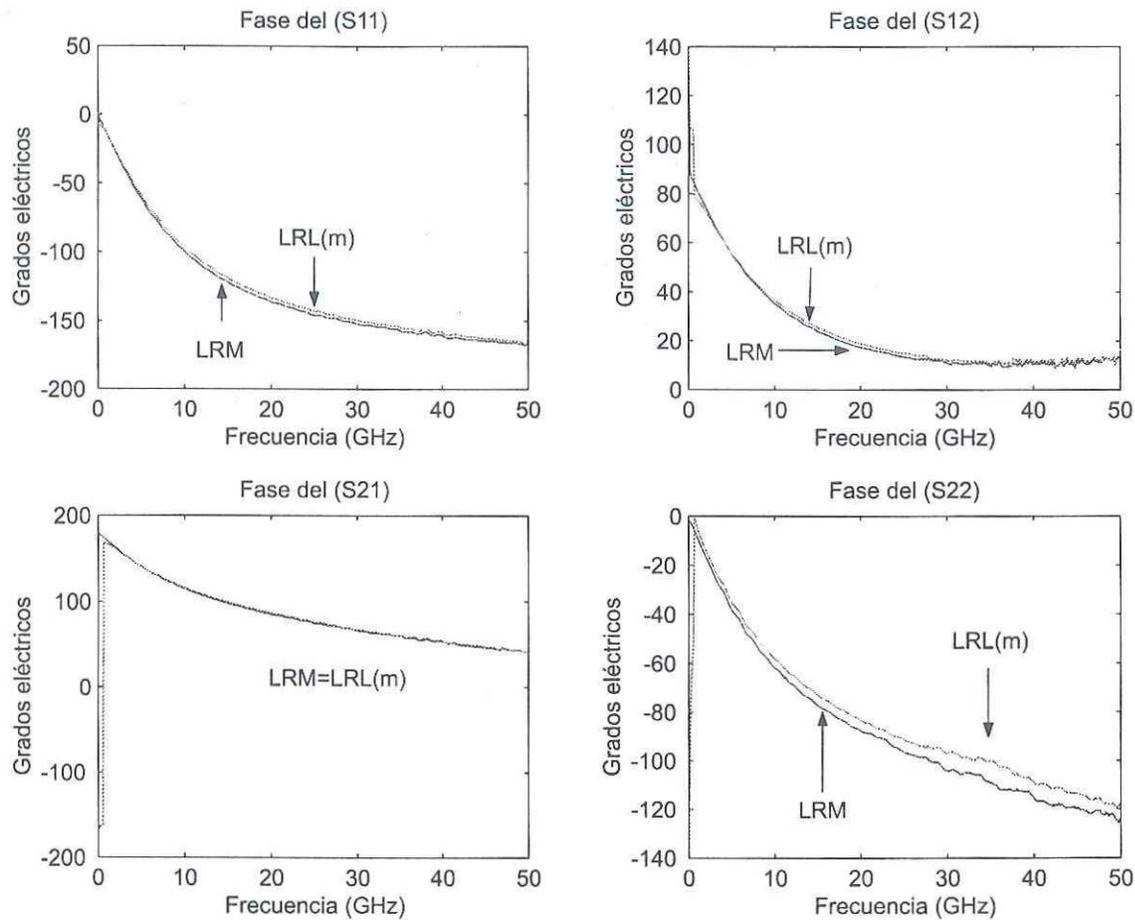


Figura 71: Fase de los parámetros  $[S]$  de un transistor HP F8X38, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

## VII.4 Mediciones de dispositivos en microcinta

### VII.4.1 Kit de calibración IMC-3003

Estas mediciones se realizaron utilizando el kit de calibración InterContinental Microwave IMC-3003 con los estándares de calibración en un substrato de  $h=10\text{mm}$ . En este caso se hizo primeramente la calibración en coaxial (primera etapa) y posteriormente se realizó la calibración en segunda etapa con los algoritmos LRL(m) multilíneas y LRM descritos anteriormente. Las mediciones se realizaron en un ancho de banda de 0.045-25 GHz.

La figura 72 muestra los parámetros [S] en dB correspondientes a la línea #2 del kit de calibración IMC3003. El fabricante recomienda utilizar esta línea hasta una frecuencia máxima de 18 GHz, la técnica LRL(m) es la que predice también este comportamiento, ya que se puede observar que las pérdidas por inserción (IL) son 0 dB desde 0.045 GHz hasta 18 GHz. Sin embargo, el resultado que se obtiene con la técnica LRM difiere al resultado obtenido con la técnica LRL(m) multilíneas, debido a la calidad del “match”, i.e., este “match” es muy dispersivo y por tanto es de mala calidad (es no ideal). En este caso el “match” hace que la técnica LRM sea imprecisa cuando se utiliza el kit de calibración IMC-3003. Por otro lado, para realizar la técnica LRL(m) multilíneas se utilizaron 3 líneas de transmisión y un corto circuito.

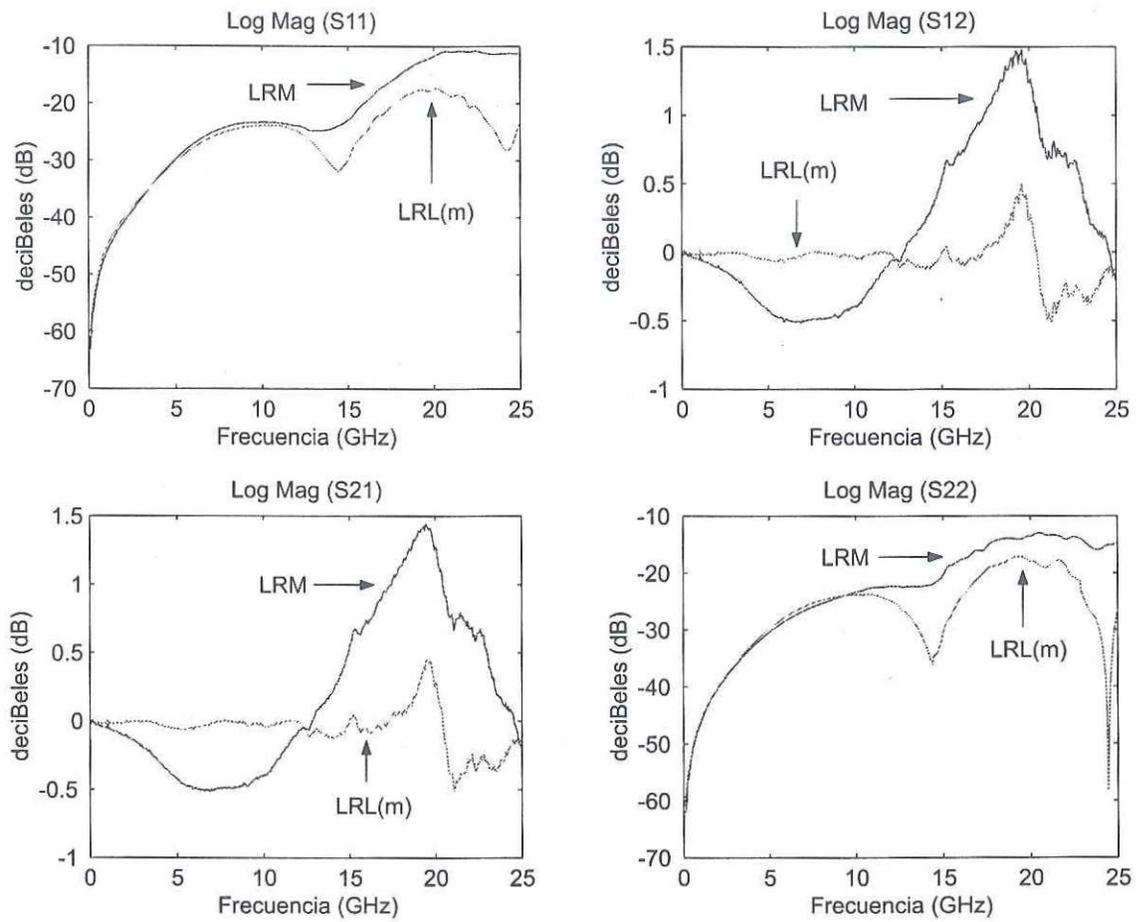


Figura 72: Parámetros [S] en (dB) de la línea L2 del kit IMC-3003, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

En la figura 73 se muestra la fase de los 4 parámetros [S] de la línea #2 del kit de calibración IMC3003 obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

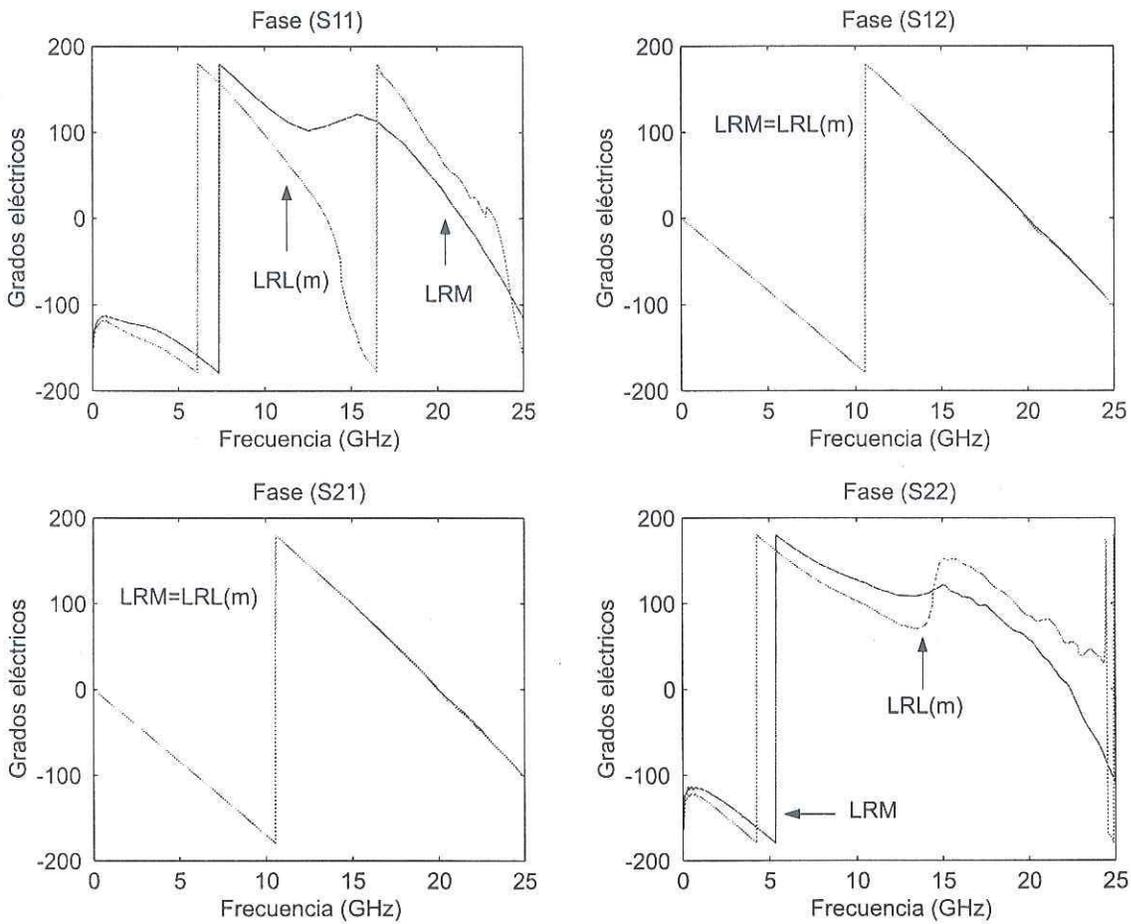


Figura 73: Fase de los parámetros [S] de la línea L2 del kit IMC-3003, obtenidos con las técnicas LRM y LRL(m) multilíneas.

## VII.5 Extracción del circuito eléctrico equivalente.

En ésta sección se presenta un estudio comparativo de los parámetros  $[S]$  obtenidos con las técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM versus los parámetros  $[S]$  calculados a partir del circuito eléctrico equivalente. Se utilizaron las tres topologías más comunes empleadas para representar el circuito eléctrico equivalente de un transistor de microondas [Reynoso Hernández J.A. et. al., 1996]. Éstas topologías se muestran en la figura 74. De acuerdo al estudio realizado por [Camacho Urrea J., 2000] concluye que la topología que mejor comportamiento tiene para transistores de microondas es la topología #1. Es por tal motivo que en éste trabajo solamente se presentan los resultados obtenidos con la topología #1. Todas las extracciones que se hicieron de circuitos equivalentes que se presentan en ésta sección están basadas en la metodología reportada por [Reynoso Hernández J. A. et. al., 1996] y [Rangel Patiño, 1994]. El kit de calibración utilizado para el proceso de calibración es el kit CM05 de la marca ProbePoint/JC MicroTechnology y se están empleando las 5 líneas correspondientes al kit. Todas las mediciones se realizaron a temperatura ambiente del laboratorio de microondas y es de  $21^{\circ}C$ . El ancho de banda de medición es de 0.045-50GHz. El dispositivo bajo prueba que se caracterizó y modeló es un PHEMT NE24200 polarizado con  $V_{ds} = 2 \text{ Volts}$  y  $V_{gs} = 0 \text{ Volts}$  que es el punto donde tiene máxima ganancia el dispositivo.

La tabla VI muestra cada uno de los valores de los elementos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente del PHEMT NE24200 polarizado con  $V_{ds} = 2 \text{ Volts}$  y  $V_{gs} = 0 \text{ Volts}$ . Éstos elementos se calcularon a partir de los parámetros  $[S]$  obtenidos con las técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM utilizando como elementos reflectores un corto circuito ó un circuito abierto.

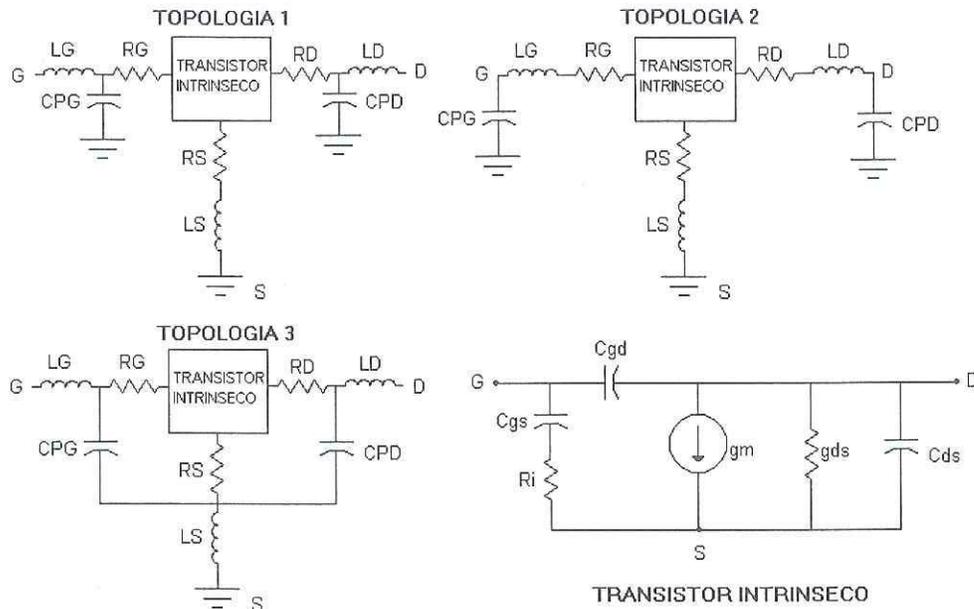


Figura 74: Topologías más comunes para representar transistores coplanares.

Tabla VI: Elementos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y LRM utilizando distintos elementos reflectores.

Elemento	Técnicas de calibración			
	LRL(m)		LRM	
	Corto circ.	Circ. abierto	Corto circ.	Circ. abierto
$\eta_i$	1.77	1.75	1.78	1.81
$R_s$	2.15 $\Omega$	2.15 $\Omega$	2.22 $\Omega$	2.22 $\Omega$
$R_d$	2.56 $\Omega$	2.47 $\Omega$	2.67 $\Omega$	3.22 $\Omega$
$R_g$	0.71 $\Omega$	0.79 $\Omega$	0.87 $\Omega$	0.17 $\Omega$
$L_s$	47.5 $pH$	47.52 $pH$	45.49 $pH$	45.54 $pH$
$L_d$	136.84 $pH$	135.00 $pH$	136.41 $pH$	145.06 $pH$
$L_g$	113.02 $pH$	117.20 $pH$	105.43 $pH$	98.8 $pH$
$C_{pg}$	55.95 $fF$	57.59 $fF$	59.05 $fF$	56.07 $fF$
$C_{pd}$	55.95 $fF$	57.59 $fF$	59.05 $fF$	56.07 $fF$

En la tabla VII muestra cada uno de los valores de los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología # 1 obtenido con las técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM utilizando como elementos reflectores un corto circuito ó un circuito abierto. En esa tabla se puede observar que todos los elementos son similares aunque hallan sido calculados con distintas técnicas de calibración y con distinto elemento reflector a excepción de la resistencia  $R_i$  se puede observar que cuando se calcula con la técnica LRM y utilizando un corto circuito es un poco mayor a las demás, lo cual, provoca una gran discrepancia en los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  modelados tal y como se muestra en la figura 77.

Tabla VII: Elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología # 1 obtenidos con la técnica LRL(m) multilíneas y LRM utilizando distintos elementos reflectores.

Elemento	Técnicas de calibración			
	LRL(m)		LRM	
	Corto circ.	Circ. abierto	Corto circ.	Circ. abierto
$C_{gs}$	186.98 $fF$	187.01 $fF$	181.45 $fF$	176.01 $fF$
$C_{gd}$	23.20 $fF$	23.17 $fF$	23.19 $fF$	23.16 $fF$
$C_{ds}$	29.94 $fF$	28.51 $fF$	26.41 $fF$	27.63 $fF$
$g_{ds}$	10.77 $mS$	10.83 $mS$	9.81 $mS$	9.99 $mS$
$g_m$	101.90 $mS$	101.70 $mS$	96.87 $mS$	95.96 $mS$
$\tau$	0.52 $pS$	0.67 $pS$	5.17 $pS$	0.12 $pS$
$R_i$	2.60 $\Omega$	9.07 $\Omega$	24.09 $\Omega$	6.50 $\Omega$

### VII.5.1 Comparación LRL(m) multilíneas versus circuito eléctrico equivalente.

En ésta sección se presenta un estudio comparativo de los parámetros [S] obtenidos con la técnica de calibración LRL(m) multilíneas versus los parámetros [S] obtenidos a partir del modelo del circuito eléctrico equivalente. Éste circuito eléctrico equivalente se obtuvo a partir de los parámetros [S] obtenidos utilizando la calibración LRL(m) multilíneas presentada anteriormente.

La figura 75 muestra los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la calibración LRL(m) multilíneas empleando un corto circuito como elemento reflector. En esa misma figura se observa que a bajas frecuencias convergen muy bien los parámetros [S] medidos con los parámetros [S] (excepto el  $S_{12}$ ) obtenidos con el modelo del circuito equivalente del transistor correspondiente a la topología #1. Sin embargo, a frecuencias mayores a 40GHz se observa una diferencia entre los parámetros [S] medidos Vs los parámetros [S] modelados. Cabe mencionar que ésta diferencia es muy pequeña, por lo que se puede ver que el corto circuito utilizado como elemento reflector no es muy dispersivo.

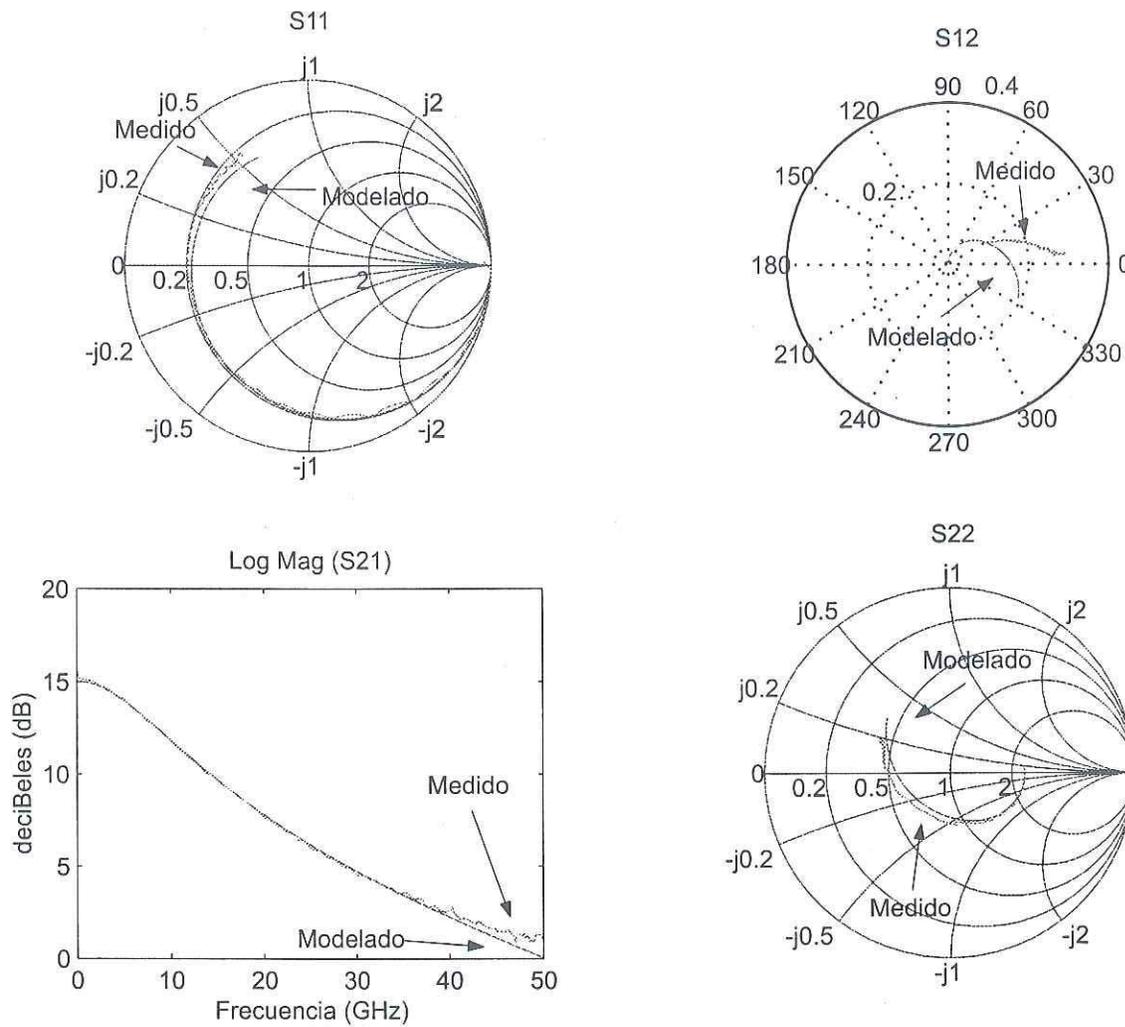


Figura 75: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) (el reflector es un corto circuito) multilíneas y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1.

La figura 76 muestra los parámetros  $[S]$  de un PHEMT NE24200 obtenidos con la calibración LRL(m) multilíneas empleando un circuito abierto como elemento reflector. En esa misma figura se observa que a bajas frecuencias convergen muy bien los parámetros  $[S]$  medidos con los parámetros  $[S]$  obtenidos con el modelo del circuito equivalente del transistor correspondiente a la topología #1. Sin embargo, a frecuencias mayores a 15GHz se observa una diferencia entre los parámetros  $[S]$  medidos Vs los parámetros  $[S]$  modelados. Se puede observar que en este caso la diferencia es notoria a frecuencias bajas (a 15GHZ) y en cambio utilizando un corto circuito (aparece a 40GHz). Ésto quiere decir que cuando se quiera realizar una calibración en un ancho de banda muy amplio es más recomendable utilizar como elemento reflector un corto circuito en vez de un circuito abierto.

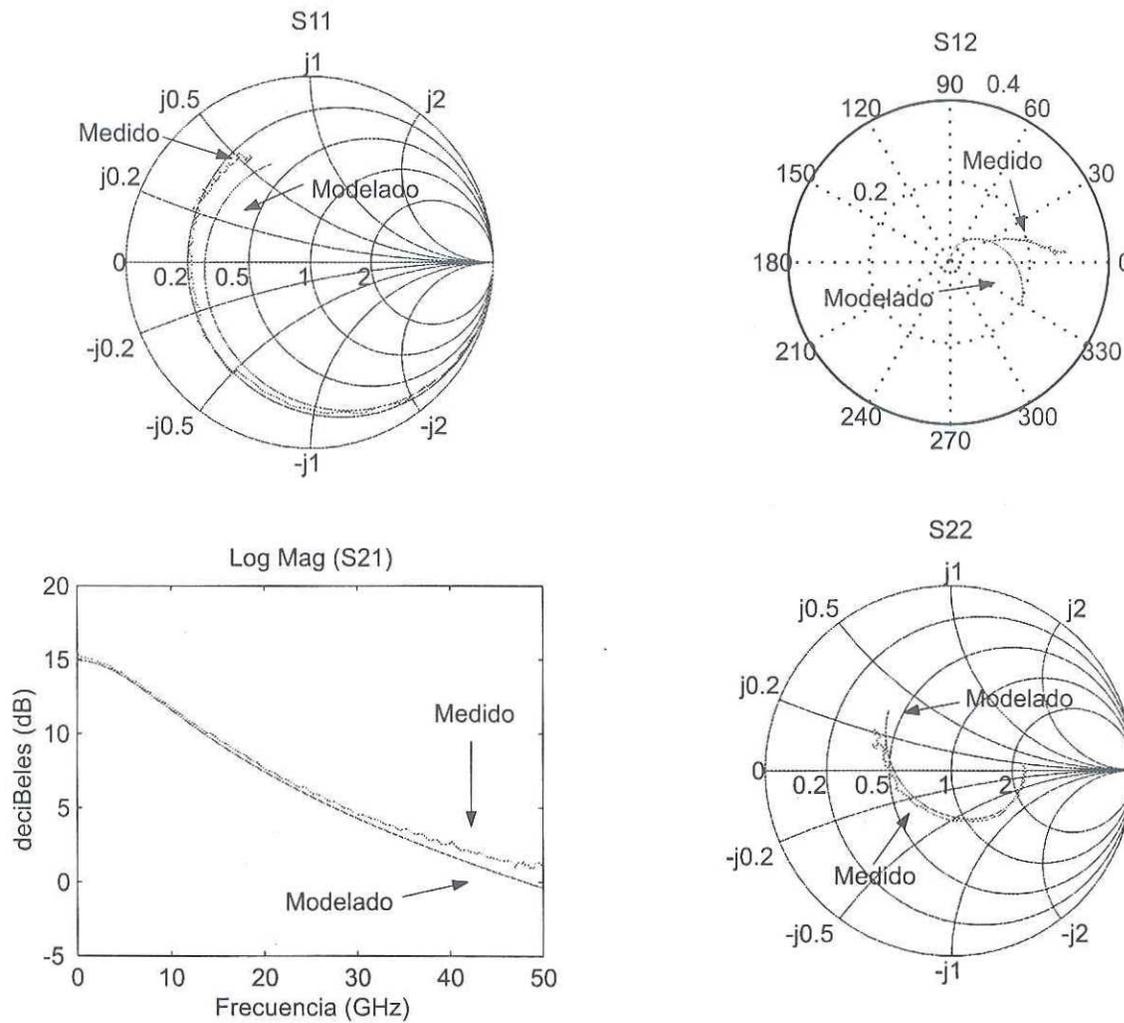


Figura 76: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRL(m) (el reflector es un circuito abierto) multilíneas y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1.

### VII.5.2 Comparación LRM versus circuito eléctrico equivalente.

En ésta sección se presenta un estudio comparativo de los parámetros [S] obtenidos con la técnica de calibración LRM versus los parámetros [S] obtenidos a partir del modelo del circuito eléctrico equivalente. Éste circuito eléctrico equivalente se obtuvo a partir de los parámetros [S] obtenidos utilizando la calibración LRM presentada anteriormente.

La figura 77 muestra los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la calibración LRM empleando un corto circuito como elemento reflector. De acuerdo al comportamiento del parámetro  $S_{21}$  observado en ésta figura se puede ver que existe una discrepancia entre los parámetros [S] medidos Vs los parámetros [S] modelados en todo el ancho de banda. Ésto refleja a que la calidad de la carga de  $50\Omega$  perteneciente al kit de calibración CM05 no es buena. Cabe mencionar que no pueden ser la línea de referencia thru ni el elemento reflector corto circuito ya que se utilizan esos mismos elementos con la calibración multilíneas y la discrepancia es menor.

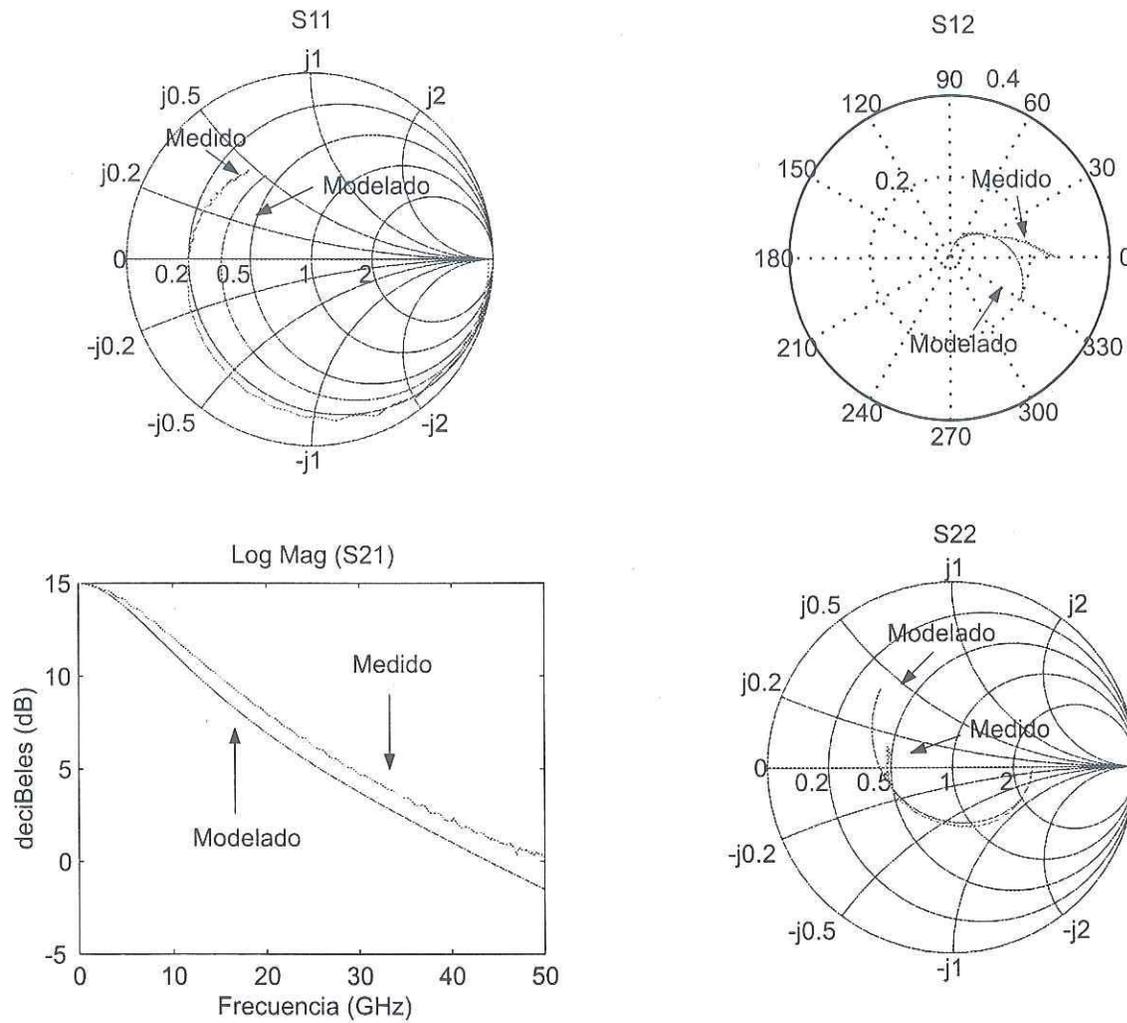


Figura 77: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM (el reflector es un corto circuito) y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1.

La figura 78 muestra los parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la calibración LRM empleando un circuito abierto como elemento reflector. De acuerdo al comportamiento de los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  y  $S_{22}$  observado en ésta figura se puede ver que existe una diferencia entre los parámetros [S] medidos Vs los parámetros [S] modelados en todo el ancho de banda (excepto a muy bajas frecuencias). Ésto refleja a que la calidad de la carga de  $50\Omega$  y del circuito abierto perteneciente al kit de calibración CM05 no es buena. Cabe mencionar que no pueden ser la línea de referencia thru ya que es utilizada en ambas técnicas de calibración.

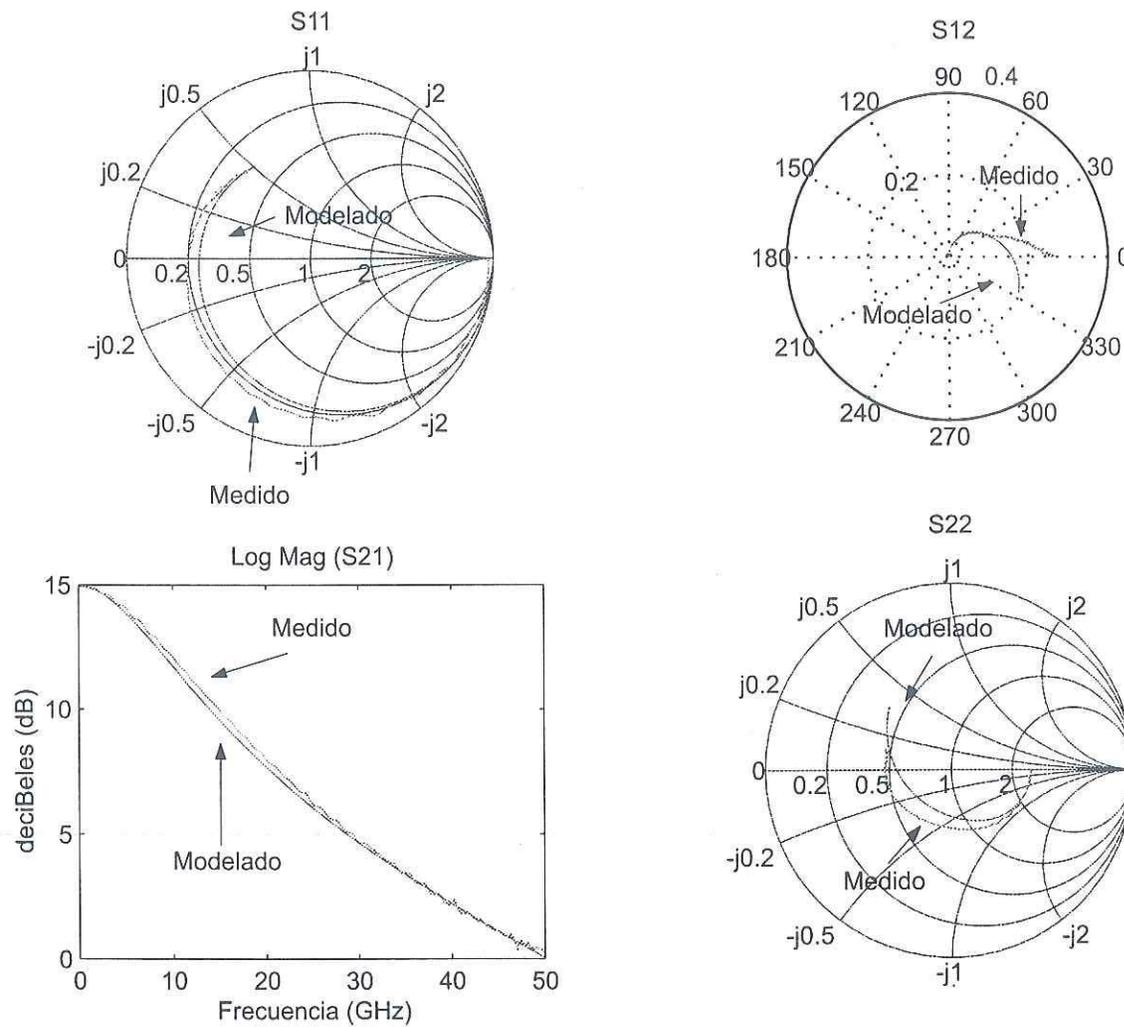


Figura 78: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos con la técnica LRM (el reflector es un circuito abierto) y a partir del circuito eléctrico equivalente correspondiente a la topología #1.

### VII.5.3 Comparación de los parámetros $[S]$ calculados a partir del circuito eléctrico equivalente obtenido con la técnica LRL(m) multilíneas versus técnica LRM.

Se presenta una comparación de los parámetros  $[S]$  calculados a partir del circuito eléctrico equivalente obtenido a partir de mediciones utilizando la técnica de calibración LRL(m) multilíneas versus los parámetros  $[S]$  calculados a partir del circuito eléctrico equivalente obtenido con mediciones utilizando la calibración LRM. En la figura 79 se muestra ésta comparación. El elemento reflector utilizado para la calibración en ambas técnicas es un corto circuito.

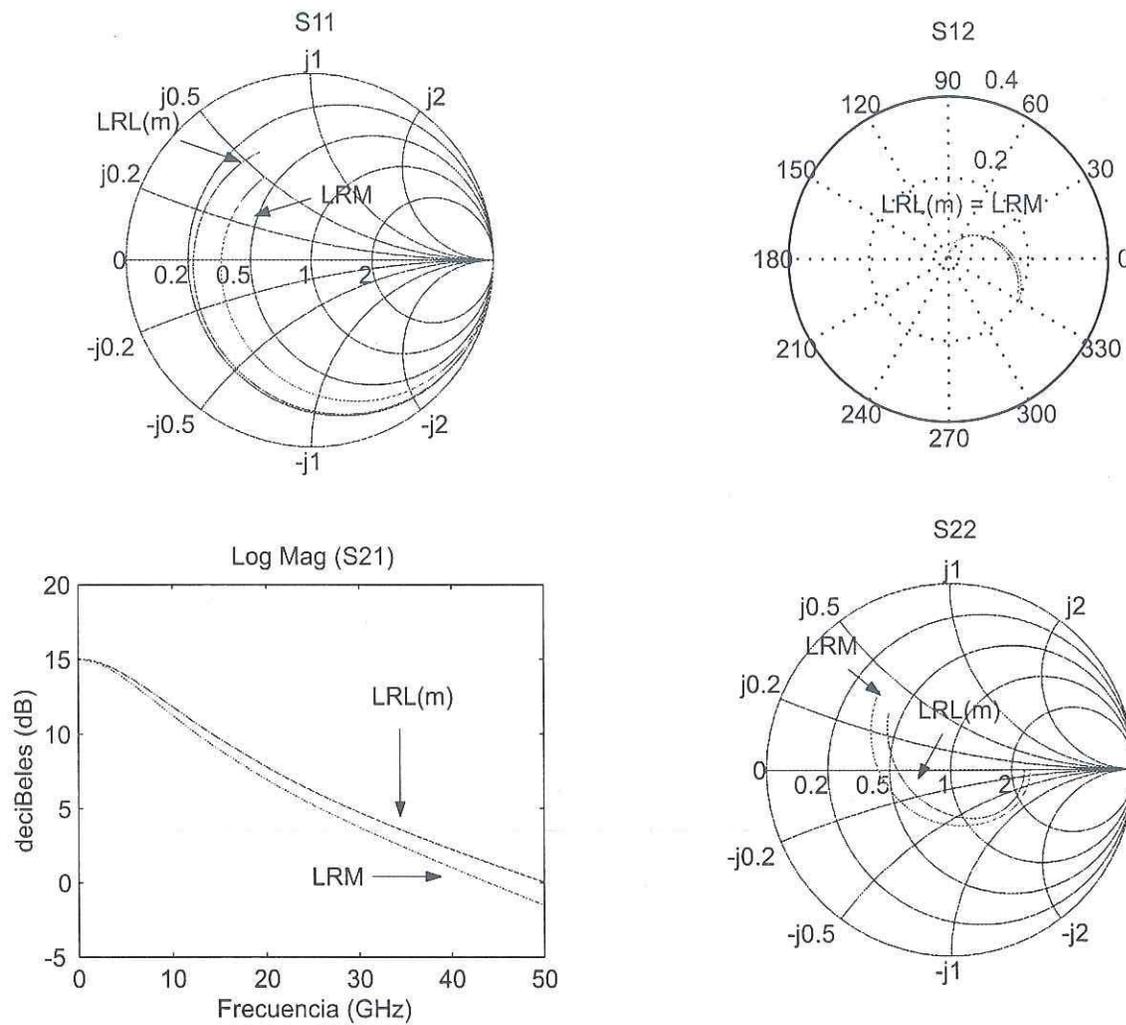


Figura 79: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos a partir del circuito eléctrico equivalente modelado con una calibración previa LRL(m) multilíneas y LRM. El elemento reflector es un corto circuito.

La figura 80 muestra una comparación de los parámetros [S] calculados a partir del circuito eléctrico equivalente obtenido a partir de mediciones utilizando la técnica de calibración LRL(m) multilíneas versus los parámetros [S] calculados a partir del circuito eléctrico equivalente obtenido con mediciones utilizando la calibración LRM. El elemento reflector utilizado para la calibración en ambas técnicas es un circuito abierto.

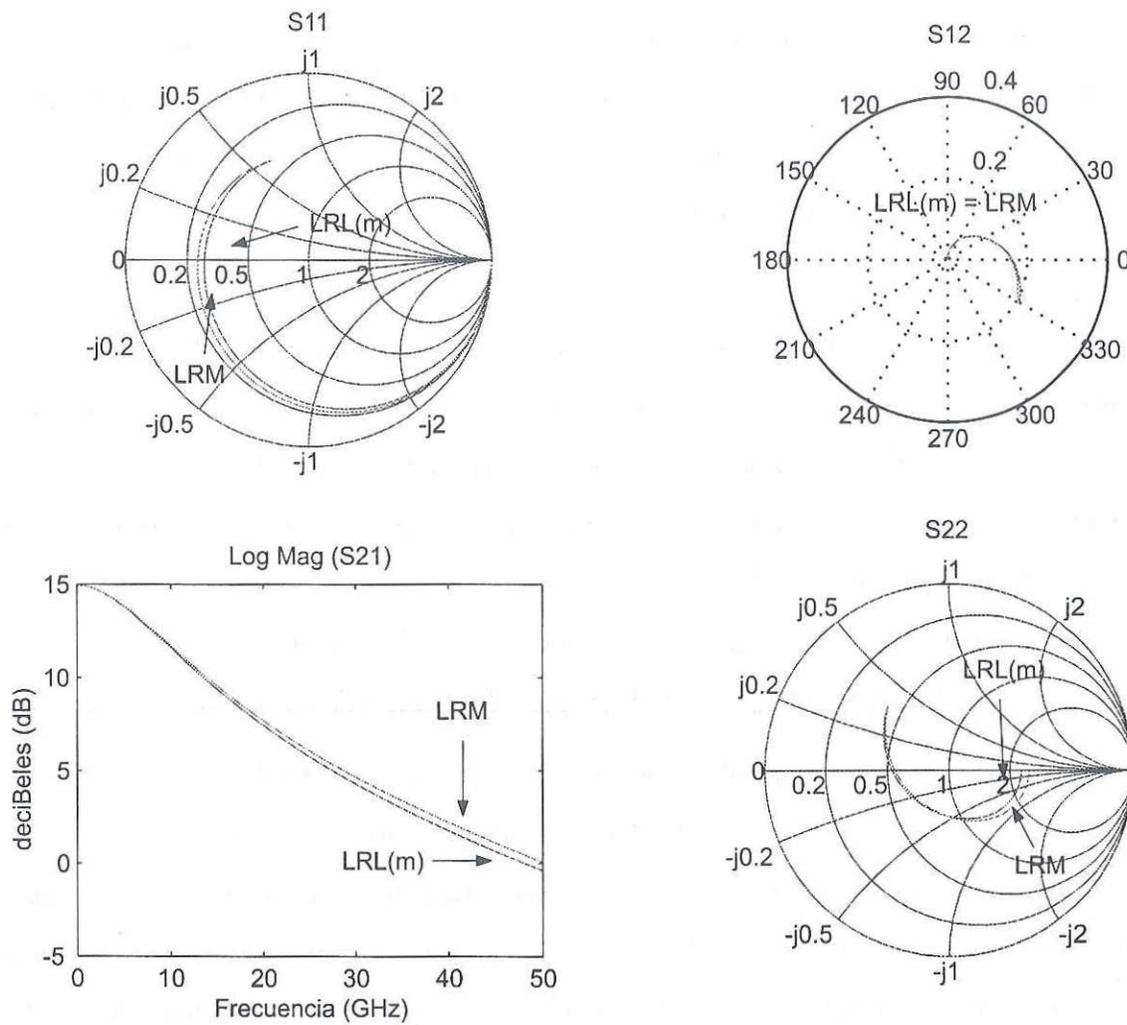


Figura 80: Parámetros [S] de un PHEMT NE24200 obtenidos a partir del circuito eléctrico equivalente modelado con una calibración previa LRL(m) multilíneas y LRM. El elemento reflector es un circuito abierto.

dimensiones apropiadas el método de De-Embedding propuesto corrige problemas de error en la medición de las longitudes físicas de las líneas. Esto es una gran ventaja en ondas milimétricas. Además al nuevo De-Embedding no le afecta cuando las puntas se desplazan sobre (“over-travel”) una parte de la longitud del thru, o de cualquier línea.

Se observó que: una calibración es más confiable con líneas cortas debido a que no afectan los errores de fase provocados en el movimiento de los cables de los puertos. Para calibrar a bajas frecuencias es indistinto utilizar como “reflect” un circuito abierto (Open) o un corto circuito (Short). Para calibrar a frecuencias muy elevadas es más recomendable utilizar el corto circuito como elemento reflector y una línea de referencia muy corta.

Se utilizaron distintos kit's de calibración comerciales, con lo que se pudo demostrar que la precisión de las técnicas de calibración depende mucho de la calidad de los elementos de calibración, i.e., del kit de calibración.

Se realizó la extracción del circuito eléctrico equivalente de un PHEMT a partir de los parámetros  $[S]$  obtenidos con las técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM. De acuerdo a los parámetros  $[S]$  calculados a partir del modelo del circuito equivalente del PHEMT se observó que la técnica LRL(m) multilíneas dispersa menos que la técnica LRM. Esto quiere decir que la carga de  $50 \Omega$  y el corto circuito perteneciente al kit de calibración CM05 son más dispersivos que las líneas que contiene ese mismo kit. Ésa diferencia es mayor en los parámetros de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  y es provocada por la carga de  $50\Omega$  y el corto circuito.

## VIII.2 Aportaciones

1. CICESE ahora cuenta con un software educativo para calibrar analizadores de redes vectoriales.
2. Este software puede ser complemento para impartir la materia de maestría: “Fundamentos y técnicas de calibración en microondas” del departamento de electrónica y telecomunicaciones en la especialidad de “Altas Frecuencias”.
3. Con este software se fortalece la didáctica en una materia de maestría.
4. Se modificaron las técnicas de calibración de tal manera de optimizar recursos de máquina y que sean menos susceptibles a errores en mediciones de líneas micrométricas.
5. Se evitó el cálculo de la constante de propagación  $\gamma$  en todas las técnicas de calibración cuando las longitudes de las líneas pertenecientes al kit son las apropiadas.

### VIII.3 Recomendaciones

1. Realizar la adquisición de datos en tiempo real en una PC utilizando interface GPIB/HPIB.
2. Desarrollar la técnica TAR utilizando dispositivos y elementos de calibración coplanares y en microcinta.
3. Cuando se desee caracterizar dispositivos coaxiales se recomienda utilizar la técnica de calibración LRM, esto es, siempre y cuando se cuente con pocas líneas no reflectoras del tipo coaxial (2 o menos).
4. Cuando se desee caracterizar dispositivos de tecnología planar es más confiable la técnica LRL(m) multilíneas debido a que dispersan menos las líneas de transmisión que la carga de  $50\Omega$ .
5. Cuando se desee calibrar en coaxial es más recomendable la técnica TRM, dado que es de muy buena calidad el "match" tipo coaxial.
6. Utilizar líneas cortas en cualquier técnica de calibración aumenta la precisión de la técnica.
7. Para calibrar en bajas frecuencias es indistinto el tipo de elemento reflector que se utilice en la técnica de calibración.
8. Para calibrar en un ancho de banda muy amplio se recomienda utilizar una línea muy corta y como elemento reflector un corto circuito.

## LITERATURA CITADA.

- Barr J. T. y Pervere M. J. 1989. "*A generalized vector network analyzer calibration technique*". 34th ARFTG Conf. dig. 51-60p.
- Bauer R. F. y Penfield P. 1974. "*De-embedding and unterminating*". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 22: 282-288p.
- Camacho Urrea J. 2000. "*Caracterización de los elementos parásitos de los TEC InP*". CICESE, Div. de Física Aplicada, DET, Tesis de Maestría.
- Davidson A., Strid E., y Jones K. 1989. "*Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique*". 34th ARFTG Conf. Dig. 61-66p.
- Davidson A., Strid E., y Jones K. 1990. "*LRM and LRRM calibration with automatic determination of load inductance*". 36th ARFTG Conf. Dig. 57-62p.
- Engen G. F. 1992. "*Microwave circuit theory and foundations of microwave metrology*". IEE Electrical measurement series 9. 1<sup>ra</sup> Ed. England. 240p.
- 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 and Tech. 27(12): 987-993p.
- Eul H. J. y Schiek B. 1988. "*Thru-Match-Reflect: One result of a rigorous theory for deembedding and network analyzer calibration*". in Proc. 18th Euro. Microwave Conf. 909-914p.
- Eul H. J. y Schiek B. 1991. "*A Generalized Theory and New Calibration Procedures for Network Analyzer Self-Calibration*". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 39(4): 724-731p.
- Hoer C. A. 1983. "*Choosing Line Lengths for Calibrating Network Analyzers*". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 31(1): 76-78p.

- Reynoso Hernández J. A. y Estrada Maldonado C.F. 2000. "Broadband De-termination of Two-Port Transmission ( $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ) Parameters of PHEMT's Embedded in Transmission Lines". 55th ARFTG Conf. Dig. 49-52p.
- Reynoso Hernández J.A., et. al. 1999. "Un método simple de de-embedding (sin restricciones frecuenciales) de los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{12}$  de cuadripolos: Activos y pasivos utilizando dos líneas de transmisión". Memorias SOMI XIV Congreso de Instrumentación, Tonantzintla Puebla, Méx. 209-213p.
- Reynoso Hernández J.A. e Inzunza González E. 2001. "A Straightforward De-Embedding Method for Devices Embedded in Test Fixtures". 57<sup>th</sup> ARFTG Conference Digest. 104-108p.
- Reynoso Hernández J.A., Rangel Patiño F. E., y Julio Perdomo. 1996. "Full RF characterization for extracting the small-signal equivalent circuit in microwave FET's". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 44(12): 2625-2633p.
- Scalzi G. J., Slobodnik A. J., Jr., y Roberts G. A. 1988. "Network analyzer calibration using offset shorts". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 36: 1097-1100p.
- Silvonen K. J. 1991. "Calibration of test fixtures using at least two standards". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 39: 624-630p.
- Soares R. A., Gouzien P., Legaud P., y Follot G. 1989. "A unified mathematical approach to two-port calibration techniques and some applications". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 37: 1669-1674p.
- Williams D.F. y Marks R. B. 1991. "Transmission line capacitance measurement". IEEE Microwave and Guided Wave lett. 1: 243-245p.
- Williams D.F. y Marks R. B. 1993. "LRM probe-tip calibrations with imperfect resistors and lossy lines". 42nd ARFTG Conf. Dig. 32-36p.

- Williams D.F. y Marks R. B. 1995. "*LRM Probe-Tip Calibrations using Nonideal Standards*". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 43(2): 466-469p.
- Zhu N. H. 1999. "*Phase Uncertainty in Calibrating Microwave Test Fixtures*". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47(10): 1917-1922p.
- Zhu N. H., y Auracher F. 1999. "*Correlation of Calibration Equations for Test Fixtures*". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47(10): 1949-1953p.

## A Cálculo de los coeficientes de la matriz de error

### $T_B$

El cálculo de los elementos de la caja de error B se hace utilizando la línea de referencia (thru/línea), por lo tanto, se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$T_1 = T_A T_{L1} T_B. \quad (90)$$

Resolviendo para  $T_B$  a partir de la ec. (90):

$$T_B = T_{L1}^{-1} T_A^{-1} T_1. \quad (91)$$

Como la matriz  $T_1$  (ec. 90) es conocida ya que es obtenida a partir de una medición, la podemos representar como:

$$T_1 = g \begin{bmatrix} d & e \\ f & 1 \end{bmatrix}, \quad (92)$$

sustituyendo ec. (92) en ec. (91):

$$T_B = \begin{bmatrix} e^{\gamma L_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma L_1} \end{bmatrix} \frac{1}{r_{22}(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} g \begin{bmatrix} d & e \\ f & 1 \end{bmatrix}, \quad (93)$$

realizando el producto matricial en ec. (93) y simplificando, obtenemos la siguiente expresión:

$$T_B = \frac{g(a-ce)e^{-\gamma L_1}}{r_{22}(a-bc)} \begin{bmatrix} \frac{d-bf}{a-ce} e^{2\gamma L_1} & \frac{e-b}{a-ce} e^{2\gamma L_1} \\ \frac{af-cd}{a-ce} & 1 \end{bmatrix}. \quad (94)$$

Además se sabe por ec. (4) que:

$$T_B = \rho_{22} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \varphi & 1 \end{bmatrix}, \quad (95)$$

por lo tanto obtenemos:

$$\alpha = \frac{d-bf}{a-ce} e^{2\gamma L_1}, \quad (96)$$

$$\beta = \frac{e - b}{a - ce} e^{2\gamma L_1}, \quad (97)$$

$$\varphi = \frac{af - cd}{a - ce}, \quad (98)$$

re-escribiendo la ec. (98):

$$\varphi = \frac{f - \frac{c}{a}d}{1 - \frac{c}{a}e}, \quad (99)$$

además es posible calcular la relación  $\frac{\beta}{\alpha}$ , dividiendo la ec. (97) entre ec. (96), y queda expresada de la siguiente manera:

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{e - b}{d - bf}, \quad (100)$$

de la ecuación (96) podemos obtener la siguiente relación matemática:

$$a\alpha = \frac{d - bf}{1 - \frac{c}{a}e} e^{2\gamma L_1}. \quad (101)$$

Hasta aquí podemos ver que ya se conocen la mayor parte de las incógnitas de las cajas de errores A y B:  $\frac{a}{c}$ ,  $b$ ,  $\varphi$ ,  $\frac{\beta}{\alpha}$ ,  $a\alpha$ ,  $d$ ,  $e$ ,  $f$ ,  $g$ . Sin embargo, para conocer  $\beta$  es necesario conocer  $\alpha$  y para conocer  $\alpha$  y  $c$  es necesario conocer  $a$ . En el apéndice B se presenta una manera de como calcular el coeficiente de error  $a$ .

## B Cálculo del coeficiente de error “a”

Una manera de determinar “a” es utilizando otro patrón de calibración, y para este caso nos auxiliaremos de un elemento altamente reflectivo (corto circuito o circuito abierto) conectándolo en ambos puertos del analizador de redes vectorial. En la figura 81 se muestra este caso.

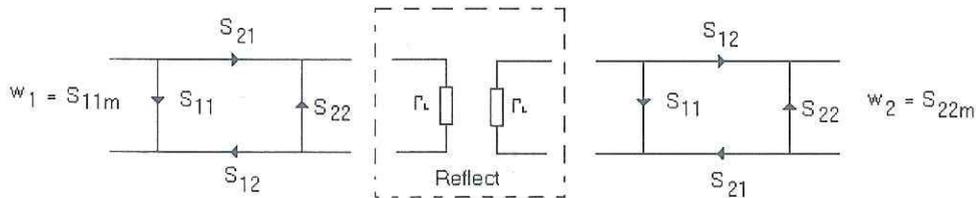


Figura 81: Interconexión de un elemento altamente reflectivo (reflector) en los puertos del analizador de redes vectorial.

Donde  $w_1$  y  $w_2$  son los coeficientes de reflexión en el puerto A y B respectivamente del analizador de redes cuando se tiene interconectado el elemento *reflector*, cabe mencionar que debe ser el mismo elemento reflectivo (con las mismas características) el que se conecte en cada uno de los puertos del analizador de redes vectorial.

A partir de la ec. (65) se sabe que para el puerto A:

$$w_1 = S_{11}^A + \frac{S_{12}^A S_{21}^A \Gamma_L}{1 - S_{22}^A \Gamma_L} = \frac{a\Gamma_L + b}{c\Gamma_L + 1}, \quad (102)$$

despejando  $\Gamma_L$ , de la ec. (102):

$$\Gamma_L = \frac{b - w_1}{cw_1 - a}, \quad (103)$$

y para el puerto B, a partir de ec. (66) tenemos que:

$$w_2 = S_{22}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B \Gamma_L}{1 - S_{22}^B \Gamma_L} = \frac{\alpha\Gamma_L - \varphi}{1 - \beta\Gamma_L}, \quad (104)$$

despejando  $\Gamma_L$  de la ec. (104):

$$\Gamma_L = \frac{\varphi + w_2}{\alpha + \beta w_2}. \quad (105)$$

Como los coeficientes de reflexión en el puerto A y B del analizador de redes deben ser iguales, dado a la hipótesis de que ambos reflectores son idénticos, por lo tanto,

podemos igualar la ec. (103 con la 105), lo cual resulta:

$$\frac{b - w_1}{cw_1 - a} = \frac{\varphi + w_2}{\alpha + \beta w_2}, \quad (106)$$

resolviendo para "a", a partir de la ec. (106):

$$a = \pm \sqrt{\frac{(d - bf)(b - w_1)(1 + \frac{\beta}{\alpha}w_2)}{(1 - \frac{c}{a}e)(\varphi + w_2)(\frac{c}{a}w_1 - 1)}} e^{\gamma L_1}. \quad (107)$$

El problema de cual signo tomar en el cálculo de "a", a partir de la ec. (107) se resuelve sabiendo a priori el tipo de elemento reflector utilizado en la calibración y auxiliándose del signo de "a" calculado en la ec. (108),

$$a = \frac{b - w_1}{\Gamma_L \left( \frac{c}{a}w_1 - 1 \right)}, \quad (108)$$

por lo tanto, el valor de "a" calculado en la ec. (108) se compara con las raíces obtenidas en la ec. (107), y la raíz más aproximada (donde haya un error mínimo) ése es el valor que se selecciona para "a".

Una vez que hemos calculado "a", ya podemos conocer las demás incógnitas faltantes, las cuales son: c,  $\beta$ ,  $\alpha$ , y poder aplicar la ecuación del De-embedding, explicada en el cap. II, que viene siendo la ec. (7), o utilizar este valor de "a" en el De-Embedding propuesto, para el cálculo de  $S_{11}$  y para el cálculo de  $S_{22}$ , el cual se explicó en el cap. III.

## C Cálculo de la constante de propagación $\gamma$

### C.1 Introducción

La constante de propagación  $\gamma$  a través de una línea de transmisión la podemos calcular utilizando dos líneas de transmisión con longitudes distintas.

### C.2 Planteamiento Matemático

Se puede observar que a partir de la ec. (50) ya es posible calcular la constante de propagación  $\gamma$ , la cual resulta:

$$\gamma = \frac{1}{L_T} L_N(\Lambda), \quad (109)$$

como  $\Lambda \in \mathbf{C}$ , por tanto, también  $\gamma \in \mathbf{C}$ , y se representa de la siguiente manera:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (110)$$

donde:

$\alpha$  representa la atenuación de  $L_T$ , en Neppers/Cm.

$\beta$  representa la constante de fase de  $L_T$ , en rad/Cm.

El error en el cálculo de  $\gamma$  depende de la diferencia  $L_T$ , i.e., mientras más grande sea la diferencia  $L_2 - L_1$ , el error se disminuye.

Por otro lado, derivando  $\gamma$  obtenemos la siguiente expresión matemática:

$$\gamma + \Delta\gamma = \frac{L_N(\Lambda)}{\delta l} - \frac{L_N(\Lambda)}{(\delta l)^2} \Delta\delta l, \quad (111)$$

donde:

$$\delta l = L_T = L_2 - L_1. \quad (112)$$

En la ec. (111) se puede observar que a medida que el diferencial  $\delta l$  incrementa el término de error se disminuye considerablemente ( $\frac{1}{(\delta l)^2}$ ).

## D Cálculo de la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ )

Esta nos indica que tanto dispersa una línea de transmisión conforme la frecuencia aumenta.

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{c\beta}{2\pi f} \right)^2, \quad (113)$$

donde:

$c$  es la velocidad de la luz en el vacío, m/seg.

$\beta$  es la constante de fase ( $Imag(\gamma)$ ), rad/seg.

$f$  es la frecuencia en Hertz.

## E Técnicas de calibración implementadas

Tabla VIII: Técnicas de calibración implementadas y tipo de kit.

Técnicas	Tecnología		
	Microcinta	Coplanar	Coaxial
TRL/LRL Clásica	OK	OK	OK
TRL/LRL(m) multilíneas	OK	OK	OK
TRM/LRM	OK	OK	OK
TRRM/LRRM	OK	OK	OK
TAR	No implementada	No implementada	OK

## F Diagrama de flujo para la implementación de las técnicas de calibración

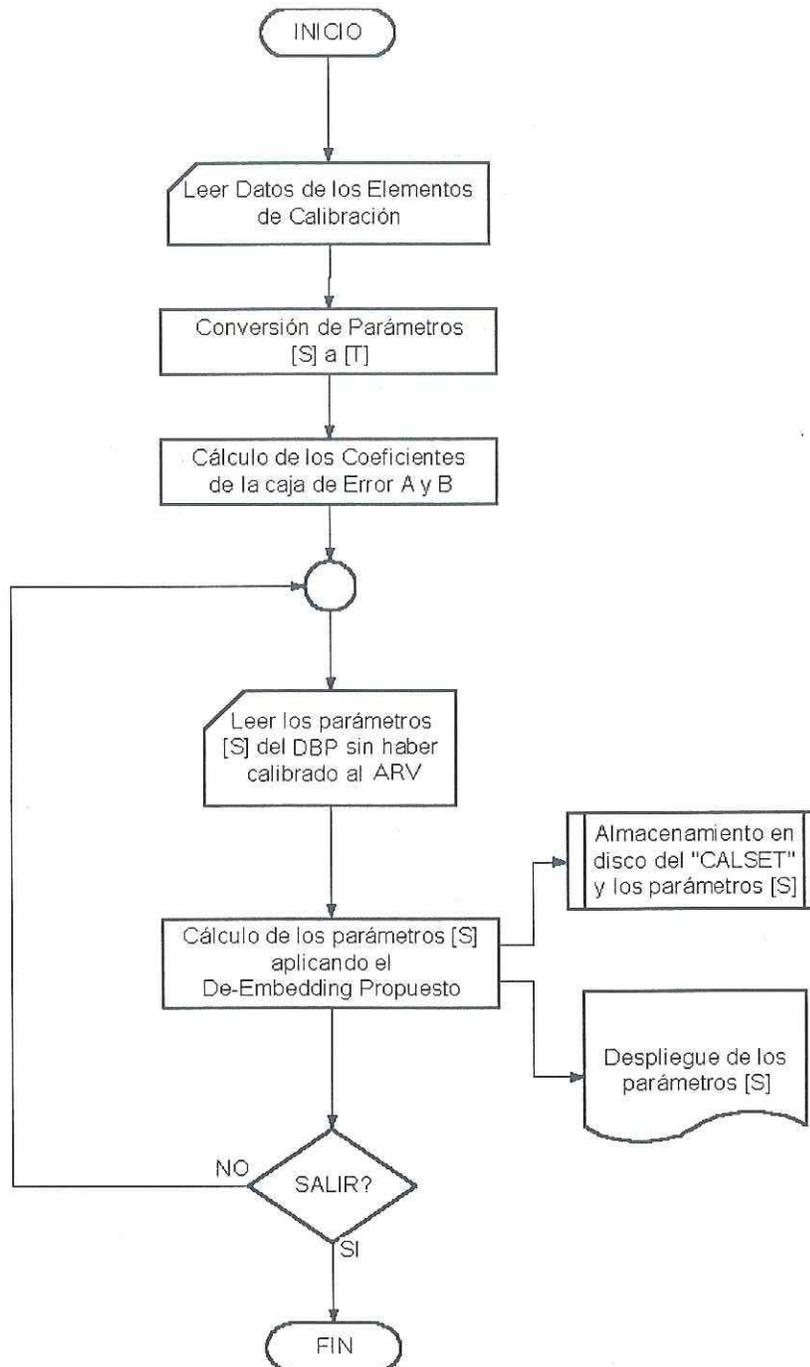


Figura 82: Diagrama de flujo para la implementación de las técnicas de calibración.

## G Publicaciones

Durante el desarrollo de ésta tesis de maestría, se realizaron dos publicaciones, una internacional en el 57<sup>TH</sup> ARFTG (Automatic Radio Frequency Techniques Group) y el otro artículo nacional en el SOMI XVI.

1. A Straightforward De-Embedding Method for Devices Embedded in Test Fixtures. May 2001. 57<sup>th</sup> ARFTG Conference Digest. 104-108p.
2. Software Educativo para Calibrar el Analizador de Redes Vectorial. SOMI XVI. Octubre de 2001.

## GLOSARIO

**AlGaAs.** Arseniuro de Galio Aluminio.

**ARV.** Analizador de Redes Vectorial.

**Attenuator.** Atenuador.

**BPS.** Best Phase Shift. Corrimiento de Fase Efectivo.

**Cal Set.** Conjunto de Coeficientes de Calibración.

**CPU.** Central Processor Unit. Unidad Central de Procesamiento.

**De-Embedding.** Sacar ó extraer los parámetros del dispositivo bajo prueba (DUT).

**dB.** deciBel.

**DBP.** Dispositivo Bajo Prueba.

**DC.** Direct Current. Corriente Directa.

**DUT.** Device Under Test. Dispositivo bajo prueba.

**GaAs.** Arseniuro de Galio.

**GHz.** Giga-Hertz.

**GUI.** Grafic User Interface. Interface gráfica con el usuario.

**HEMT.** High Electron Movility Transistor. Transistor de alta movilidad electrónica.

**Hz.** Hertz.

**IL.** Insertion Loss. Pérdidas por inserción.

**InGaAs.** Arseniuro de Galio Indio.

**InP.** Fosfuro de Indio.

**Line.** Línea de transmisión no reflectora, i.e, con impedancia característica de  $50\Omega$ .

**LRL.** Line-Reflect-Line. Línea-reflector-línea.

**LRM.** Line-Reflect-Match. Línea-reflector-carga de  $50\Omega$ .

**LRRM.** Line-Reflect-Reflect-Match. Línea-reflector-reflector-carga de  $50\Omega$ .

**Log Mag.** Magnitud de un número complejo expresada en deciBeles.

**MATCH.** Carga con impedancia característica de  $50\Omega$ .

**MESFET.** Metal Semiconductor Fiel Effect Transistor. Transistor de efecto de campo metal semiconductor.

**MHz.** Mega-Hertz.

**Microstrip.** Microcinta.

**Microwaves.** Microondas.

**MMIC.** Monolithic Microwave Integrated Circuit. Circuitos integrados monolíticos de microondas.

**PC.** Personal Computer. Computadora Personal.

**PHEMT.** Pseudomorphic High Electron Movility Transistor. Transistor pseudoamórfico de alta movilidad electrónica.

**rad.** Radianes.

**Reflect.** Elemento reflector, puede ser un corto circuito ó circuito abierto.

**RF.** Radio Frequency. Radio Frecuencia.

**SOLT.** Short-Open-Load-Thru. Corto circuito-circuito abierto-carga de  $50\Omega$ -línea de longitud cero.

**seg.** Tiempo en “segundos”.

**TAR.** Thru-Attenuator-Reflect. Línea de longitud cero-atenuador-reflector.

**TRL.** Thru-Reflect-Line. Línea de longitud cero-reflector-línea.

**TRM.** Thru-Reflect-Match. Línea de longitud cero-reflector-carga de  $50\Omega$ .

**TRRM.** Thru-Reflect-Reflect-Match. Línea de longitud cero-reflector-reflector-carga de  $50\Omega$ .

**VNA.** Vector Network Analyzer. Analizador de redes vectorial.