

Tesis defendida por

Manuel Alejandro Pulido Gaytán

y aprobada por el siguiente comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Miembro del Comité

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Miembro del Comité

M en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor

Miembro del Comité

Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández

Coordinador del programa de
Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Estudios de Posgrado

17 de agosto de 2012

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



**Programa de Posgrado en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias**

**Investigación e implementación de la técnica de calibración
Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)**

Tesis

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta:

Manuel Alejandro Pulido Gaytán

Ensenada, Baja California, México

Agosto 2012

Resumen de la tesis de **Manuel Alejandro Pulido Gaytán**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California, agosto 2012.

Investigación e implementación de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director de Tesis

Antes de que una medición de microondas de alta precisión pueda ser llevada a cabo, el sistema de medición, analizador de redes vectorial, debe ser calibrado para eliminar las imperfecciones en éste mediante la medición de dispositivos llamados estándares. Por medio de la medición de los estándares, las imperfecciones del sistema pueden ser modeladas, aisladas, cuantificadas y matemáticamente removidas.

En esta tesis se presenta una investigación acerca de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM). La teoría de esta técnica de calibración ha sido desarrollada suponiendo que la línea de referencia es ideal (no dispersora y de cero pérdidas) y de longitud eléctrica conocida (típicamente de 1ps). Esta hipótesis no se satisface completamente a altas frecuencias, por lo que el considerar a la línea de referencia como ideal introduce errores en la calibración. De esto surge la necesidad de implementar la teoría de esta técnica considerando que la línea de referencia es no ideal. Además, cuando se realizan calibraciones en tecnología coplanar o de microcinta se presenta un problema en la inductancia de la carga no reflectora utilizada como estándar por lo que la determinación y corrección de la inductancia puede ser de gran importancia en algunas aplicaciones. El objetivo de esta tesis es implementar la técnica de calibración LRRM con determinación y corrección automática de la inductancia de carga utilizando líneas transmisión de longitud arbitraria.

Palabras Clave: Calibración, Analizador de redes vectorial, LRRM .

Abstract of the thesis presented by **Manuel Alejandro Pulido Gaytán**, in partial fulfillment of the requirements of the degree of Master in Sciences in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies. Ensenada, Baja California, august 2012.

Investigation and implementation of the Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) calibration technique

Before a very accurate microwave measurement can be made, the test system, vector network analyzer, must be first calibrated to de-embed imperfections by measuring devices called standards. By measuring the standards, the test system imperfections can be modeled, isolated, quantified and mathematically removed.

In this thesis work a realization of an investigation about the LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match) calibration technique, is presented. The theory of the LRRM technique has been developed by assuming that the reference line is an ideal transmission line (with no dispersion and with no losses) and with known electrical length (typically 1ps). This hypothesis is not achieved completely at high frequencies, so to consider the reference line as ideal introduce errors in the calibration. From this fact surges the need for developing the LRRM theory considering the reference line as non-ideal transmission line. Furthermore, when one performs a LRRM calibrations in coplanar or microstrip technology, a problem occurs due to the load inductance of the match standard, so the determination and correction of this inductance could be of great importance in some applications. In this thesis work an investigation and implementation of the LRRM technique with automatic determination and correction of the load inductance using an arbitrary length reference line is presented.

Keywords: Calibration, Vector Network Analyzer, LRRM.

*A mi tío Álvaro Gaytán, el mejor hombre
que la vida me dio oportunidad de conocer.*

Agradecimientos

Primeramente, agradezco a la mejor familia del mundo, la familia Gaytán Martínez, especialmente a mi madre Angélica Gaytán, por su apoyo incondicional y gran ejemplo de trabajo, sacrificio y responsabilidad y a mi esposa Raquel Villagrana por animarme siempre y en todo.

Un agradecimiento muy especial a mi director de tesis, el Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por haberme aceptado como su estudiante y por su disponibilidad total para compartir sus conocimientos conmigo.

A los miembros de mi comité de tesis Dra. María del Carmen Maya Sánchez, Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez, M en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor y Dr. Pedro Negrete Regagnon, por sus atinadas observaciones y comentarios respecto a mi trabajo.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California.

Al CONACyT por el apoyo económico brindado.

Contenido

	Página
Resumen en español	i
Resumen en inglés	ii
Dedicatoria	iii
Agradecimientos	iv
Contenido	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Tablas	xiii
1. Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Antecedentes	2
1.3 Planteamiento del problema	5
1.4 Objetivos	7
1.5 Organización de la tesis	7
2. Análisis Vectorial de Redes y Fundamentos del ARV	10
2.1 Introducción	10
2.2 Análisis Vectorial de redes	11
2.3 Parámetros de dispersión	13
2.3.1 Parámetros T y ABCD	18
2.4 Analizador de redes vectorial	20
2.4.1 Introducción	20
2.4.2 Arquitectura del ARV	22
2.4.3 Errores del ARV	25
2.5 Resumen del capítulo	26
3. Técnicas de Calibración para el ARV	27
3.1 Introducción	27
3.2 Técnicas de Calibración	27
3.2.1 Calibración y precisión en las mediciones	28
3.2.2 Comparación de las técnicas de calibración	28
3.3 Modelos de error	32
3.3.1 Introducción	32
3.3.2 Modelo de 3 términos de error	32

Contenido (continuación)

	Página	
3.3.3	Modelo de 12 términos de error: <i>Modelo de dos puertos en modo estándar</i>	34
3.3.4	Modelo de 8 términos de error: <i>Modelo de dos puertos en modo de autocalibración</i>	39
3.3.5	Modelo de 16 términos de error	40
3.3.6	Errores de conmutación	42
3.4	Resumen del capítulo	47
4.	Técnica de Calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)	49
4.1	Introducción	49
4.2	Algoritmo de <i>Cascade Microtech</i> para la técnica de calibración LRRM	52
4.2.1	Descripción del algoritmo	52
4.2.2	Uso de la medición de la línea (<i>thru</i>)	54
4.2.3	Uso de la medición de las dos cargas reflectoras (<i>reflects</i>) . .	57
4.2.4	Uso de la carga adaptada (<i>match</i>)	65
4.2.5	Criterio de selección de los coeficientes $\left[\frac{A_x}{C_x}\right]$ y $[B_x]$	66
4.2.6	Extracción de la inductancia	70
4.2.7	Consideraciones y limitaciones de la técnica LRRM	76
4.3	Algoritmo propuesto para la técnica LRRM con determinación automática de los planos de referencia	78
4.3.1	Descripción del algoritmo	79
4.3.2	Medición del Thru	79
4.3.3	Medición de cargas terminales en el puerto 1	82
4.3.4	Medición de cargas terminales en el puerto 2	84
4.4	Resumen del capítulo	87
5.	Resultados	88
5.1	Introducción	88
5.2	Calibración en tecnología de microcinta (coplanar-microcinta) . . .	88
5.2.1	Extracción de la inductancia de la carga (L_e)	89
5.2.2	Calibración con corrección de la inductancia	90
5.2.3	Resultados de la calibración usando líneas de transmisión de diferente longitud como estándar	93
5.2.4	LRRM <i>Cascade Microtech</i>	94
5.2.5	LRRM CICESE	98
5.3	Calibración en tecnología coplanar (ISS-CPW)	102
5.3.1	Validación de la implementación del algoritmo eLRRM de <i>Cascade Microtech</i> en MATLAB	103

Contenido (continuación)

	Página
5.3.2 Comparación de la implementación de los algoritmos para la técnica LRRM	104
5.3.3 Calibración utilizando líneas de diferente longitud	109
5.4 Calibración en tecnología coaxial	110
5.4.1 LRRM CICESE	110
5.4.2 LRRM <i>Cascade Microtech</i>	113
5.5 Calibración LRRM con la carga en el puerto 1 y en el puerto 2 . . .	114
5.6 Resumen	119
6. Conclusiones	121
6.1 Conclusiones generales	121
6.2 Conclusiones sobre el algoritmo de <i>Cascade Microtech</i>	123
6.3 Conclusiones sobre el algoritmo de CICESE	124
6.4 Aportaciones	128
6.5 Trabajo a futuro	128
Referencias bibliográficas	129

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Corrección vectorial de errores en las mediciones.	12
2	Ilustración de las ondas incidente, transmitida y reflejada en un dispositivo bajo prueba, Trejo (2006) p7.	12
3	Ilustración de las diferencias en fase y en amplitud de las ondas incidente y reflejada a_1 y b_2 , Hiebel (2007) p.17	13
4	Onda incidente y reflejada en un dispositivo de un puerto, Hiebel (2007) p.14.	14
5	Ilustración de la configuración de un bipuerto.	14
6	Ilustración de una medición en dirección hacia adelante (<i>forward</i>) y en dirección hacia atrás (<i>reverse</i>). Agilent (2006) p7.	16
7	Parámetros y cantidades eléctricas de RF que es posible calcular a partir de la medición de los parámetros S en las direcciones hacia adelante (<i>forward</i>) y hacia atrás (<i>reverse</i>) en el analizador de redes.	22
8	Ilustración a nivel de diagrama a bloques de la arquitectura del analizador de redes vectorial.	23
9	Diagrama de flujo del modelo de error de un puerto.	33
10	Analizador de redes de 3 puertos en el modelo de error de 12 términos.	35
11	Configuración del analizador de redes en la posición hacia adelante y diagrama de flujo mostrando los términos de error en el modelo de 12 términos (solamente seis de éstos en esta dirección).	36
12	Configuración del analizador de redes en la posición hacia adelante y diagrama de flujo mostrando los términos de error en el modelo de 12 términos (solamente seis de éstos en esta dirección).	38
13	Adaptadores de error para el modelo de dos puertos en el modo de autocalibración.	39
14	Diagrama de flujo del modelo de error de dos puertos de 8 términos.	40
15	Diagrama de flujo del modelo de error de dos puertos de 16 términos.	41
16	Ilustración de la conexión del ARV para la corrección de los errores de conmutación (<i>switching errors</i>) en dirección hacia adelante (<i>forward</i>).	43

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
17	Ilustración de la conexión del ARV para la corrección de los errores de conmutación (<i>switching errors</i>) en dirección hacia atrás (<i>reverse</i>). . . .	44
18	Configuración típica de un esquema de medición del analizador de redes vectorial usando la técnica de calibración LRRM.	51
19	Modelo de error de ocho términos para el plano de referencia en el centro de la línea (<i>Thru</i>) y en las puntas de prueba.	54
20	Medición de las cargas reflectoras como cargas con impedancias Z_{Li} , $i=1,2$, en los puertos del analizador de redes.	57
21	Coefficientes de reflexión asociados a las raíces de la ecuación (95) utilizadas como impedancias; de lado izquierdo se muestra el coeficiente calculado utilizando la raíz positiva y del lado derecho utilizando la raíz negativa.	68
22	Fases de los coeficientes de reflexión asociados a las raíces de la ecuación (95) utilizadas como impedancias.	69
23	Fases corregidas de los coeficientes de reflexión asociados a los valores de $\left[\frac{A_X}{C_X}\right]$ y $[B_X]$ tomados como impedancias.	70
24	Coefficientes de reflexión asociados a los valores de $\left[\frac{A_X}{C_X}\right]$ (open corregido) y $[B_X]$ (short corregido) tomados como impedancias.	71
25	Requerimientos de los estándares utilizados en la técnica de calibración eLRRM de <i>Cascade Microtech</i>	80
26	Medición una carga terminal en el puerto 1.	82
27	Medición una carga terminal en el puerto 2.	84
28	Conductancia medida de un circuito abierto aplicando y sin aplicar el algoritmo para la extracción de la inductancia parásita.	89
29	Inductancia, L_e vs Frecuencia.	90
30	Impedancia medida utilizando la técnica LRRM con y sin la corrección de la inductancia de una carga compleja medida en tecnología coplanar.	91

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
31	Comparación de los resultados obtenidos con la técnica LRRM utilizando el algoritmo de <i>Cascade Microtech</i> con y sin corrección de inductancia y con las técnicas de calibración TRL y LRRM de LIMCAL.	92
32	Kit de calibración CM05.	93
33	Magnitud y Fase del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica eLRRM usando líneas de transmisión de longitud distinta.	95
34	Parámetros S_{11} y S_{21} calculados con la técnica LRRM de <i>Cascade</i> con la inductancia no corregida para 3 líneas distintas.	96
35	Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor FET en polarización directa para distintos intervalos de frecuencia medido y calibrado con la técnica LRRM de <i>Cascade Microtech</i>	97
36	Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica LRRM propuesta usando líneas de transmisión de longitud distinta.	98
37	Fase del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica LRRM propuesta usando líneas de transmisión de longitud distinta.	99
38	Parámetros S_{11} y S_{21} calculados con la técnica LRRM de CICESE con la inductancia no corregida para 3 líneas distintas.	99
39	Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor FET en polarización directa para distintos intervalos de frecuencia medido y calibrado utilizando la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD.	100
40	Comparación de la fase del parámetro S_{11} y S_{22} de un transistor FET, calculada con las técnicas TRL(m), LRRM de Cascade y LRRM de CICESE (con parámetros ABCD y con parámetros T).	101
41	Estándares del kit de calibración coplanar en alúmina CS5 de la marca <i>GGB Industries Inc.</i>	102
42	Parámetro de dispersión S_{21} , característica de la transmisión, en una línea uniforme medido con el algoritmo de <i>Cascade Microtech</i> , utilizando <i>MATLAB</i> y utilizando <i>WINCAL XETM</i>	104

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
43	Magnitud y Fase del coeficiente de reflexión de un corto circuito desplazado, calibrado con el algoritmo de la técnica de calibración LRRM de <i>Cascade Microtech</i> utilizando <i>MATLAB</i> y utilizando <i>WINCAL XETM</i> .	105
44	Comparación de la resistencia calculada, para la medición de una tres cargas de distinta impedancia: 12.5Ω , 25Ω , 100Ω , con los tres algoritmos analizados para la técnica de calibración LRRM y con la técnica LRM también de <i>Cascade Microtech</i> .	107
45	Parámetro S_{21} de una línea de transmisión calculado con los tres algoritmos de la técnica LRRM y la técnica LRL.	108
46	Coefficiente de reflexión de una carga reflectora desplazada calculado con los tres algoritmos de la técnica LRRM y la técnica LRL.	109
47	Resistencia de una impedancia de 12.5Ω calibrada utilizando distintas líneas de transmisión con el algoritmo de la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD.	110
48	Ilustración de los estándares del kit de calibración coaxial 85052C de Agilent Technologies (El <i>thru</i> no es parte del kit de calibración, se define como una conexión entre los puertos de VNA).	111
49	Magnitud y fase del parámetros S_{21} medido de un atenuador de 20dB.	111
50	Magnitud y fase del parámetros S_{11} medido de un atenuador de 20dB.	113
51	Magnitud y fase de los parámetros S_{21} y S_{11} de un atenuador de 20 dB.	114
52	Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa, resultado de la calibración LRRM con la carga en el puerto 1 y con la carga en el puerto 2, utilizando los algoritmos de Cascade Microtech y el algoritmo de CICESE utilizando parámetros T (LIMCAL).	115
53	Magnitud de los parámetros S_{21} y S_{21} calculados con la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD de un transistor FET.	116
54	Parámetro S_{21} de un transistor FET, en polarización directa, calibrado utilizando la técnica LRRM de <i>Cascade Microtech</i> con corrección automática de inductancia del la carga conectada en distintos puertos de ARV y con la técnica de calibración TRL.	117

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
55	Parámetros S_{11} y S_{22} de un transistor FET, en polarización directa, calibrado utilizando la técnica LRRM de <i>Cascade Microtech</i> con corrección automática de inductancia de la carga conectada en distintos puertos de ARV y con la técnica de calibración TRL.	118
56	Magnitud y Fase de los parámetros S_{11} y S_{21} de un atenuador de 20dB calibrado con la técnica LRRM con la carga en los puertos 1 y 2.	119
57	Ilustración de las formas de calcular el parámetro $\overline{C_X}$ en la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD.	125
58	Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{22} calculados utilizando la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD calculando el parámetro $\overline{C_X}$ a partir de la medición de distintas cargas reflectoras. . .	126
59	Vector de onda medido de una línea de transmisión construida en guía de onda coplanar sobre un substrato de alúmina.	127

Lista de Tablas

Tabla		Página
1	Tabla comparativa de las técnicas de calibración más utilizadas.	48
2	Longitudes de las líneas de transmisión del kit de calibración CM05. . .	93

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presenta una introducción al problema a resolver en esta tesis, la investigación e implementación de la técnica de calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM), así como la motivación para realizar este trabajo de investigación. Se describen los más importantes antecedentes en el campo de las técnicas de calibración con el objetivo de establecer el estado del arte en este tema. Se dan a conocer los principales objetivos a cumplir con el trabajo realizado y finalmente la organización, capítulo por capítulo, de este documento de tesis.

1.1 Motivación

El resultado de una medición está sujeta a un cierto grado de incertidumbre que caracteriza la desviación estadística esperada de los valores medidos de su valor verdadero. Se pueden distinguir dos tipos de incertidumbres o errores en las mediciones: errores aleatorios, que aunque son descritos de forma estadística no es posible corregirlos de forma sistemática, y errores sistemáticos, los cuales ocurren en una forma reproducible y que pueden ser corregidos utilizando técnicas de calibración y corrección de errores.

En el diseño de circuitos de RF que operan en el intervalo de frecuencia de las microondas y ondas milimétricas es de gran importancia que cada uno de los elementos que lo componen estén lo mejor caracterizado posible. Sin embargo, para que una buena caracterización de estos elementos sea posible es necesario que el instrumento con el cual se van a medir esté también caracterizado, o mejor dicho calibrado (Hiebel, 2008).

En la caracterización de dispositivos que operan a frecuencias de microondas, el instrumento más completo, y complejo, es el analizador de redes vectorial (ARV). La razón por la cual este instrumento es tan ampliamente utilizado es que puede, por medio del uso de parámetros de dispersión, evaluar las características de un dispositivo bajo prueba (DBP) con un alto grado de precisión.

La corrección de los errores de tipo sistemático de un analizador de redes vectorial (ARV) se puede dividir en dos etapas, una en donde se corrigen los errores de adaptación de la fuente y de la carga ocasionados por las no idealidades de los conmutadores del analizador de redes (*switching errors*) y una segunda etapa en la que se modelan y corrigen los errores del propio analizador, así como de los elementos de soporte de los dispositivos (bases de prueba para mediciones realizadas en elementos montados en chip o máquina de puntas coplanar para dispositivos que de tecnología coplanar); para este segundo paso se utilizan los modelos de error de ocho o de doce términos (Zúñiga Juárez, 2011; López Gutiérrez, 1996).

La técnica que utiliza el modelo de doce términos de error es la técnica SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) mientras que algunas de las técnicas que utilizan el modelo de error de ocho términos son las técnicas TRL (*Thru-Reflect-Line*), TRM (*Thru-Reflect-Match*), TRRM (*Thru-Reflect-Reflect-Match*), TAR (*Thru-Attenuator-Reflect*) y la SOLR (*Short-Open-Load-Reciprocal*) (Zúñiga Juárez, 2011; López Gutiérrez, 1996).

1.2 Antecedentes

La calibración de un analizador de redes involucra la caracterización de toda la base de pruebas, de esta forma las siguientes mediciones pertenecerán solamente al dispositivo bajo prueba (DBP o DUT del inglés *Device Under Test*). Para caracterizar cada uno de

los puertos se llevan a cabo mediciones de estándares conocidos. Se calcula una matriz de error en cada puerto, así ésta puede ser aplicada en las siguientes mediciones para la remoción de estas imperfecciones. Siempre que se hace una calibración existen algunos compromisos entre el tipo de estándares medidos y los algoritmos matemáticos usados para calcular el modelo de error. Para cada técnica de calibración, existen ciertos estándares que juegan un rol importante en la caracterización completa y que dependiendo de una técnica en particular, estos han de ser completamente caracterizados o parcialmente conocidos.

Es bien sabido que los errores sistemáticos asociados a un analizador de redes vectorial (ARV) pueden ser modelados por adaptadores de error en los puertos. El modelo de error de 8 términos estudiado de forma más detallada en la sección 3.3 de esta tesis fue propuesto en la década de los 60 (Hackborn, 1968). Para calcular estos términos de error, se requiere un procedimiento de calibración. Un gran número de técnicas de calibración han sido propuestas hasta el día de hoy en la literatura. El estudio de las técnicas de calibración que utilizan la medición de tres estándares de calibración fue propuesta por primera ocasión en la técnica TSD, *Thru-Short-Delay*, (Frazen y Speciale, 1975). Sin embargo un enfoque más amplio a esta filosofía fue demostrado, con la aparición de la técnica de calibración TRL (del inglés *Thru-Reflect-Line*), en la cual el corto circuito de la técnica TSD se sustituye por una carga con alto coeficiente de reflexión desconocido (Engen y Hoer, 1979). Estas técnicas forman parte de un grupo conocido como técnicas de autocalibración. Otro ejemplo de este tipo de técnicas de calibración es la técnica TRM/LRM (Eul y Schiek, 1988), *Thru-Reflect-Match/Line-Reflect-Match*, predecesora de la técnica LRRM, objeto de estudio de esta tesis.

Una de las técnicas más utilizadas y la cual es tomada por muchos como la técnica de calibración de referencia es la TRL (*Thru-Reflect-Line*); la técnica de calibración

TRM se considera como una alternativa a la técnica TRL, pues elimina de manera importante los problemas de la técnica TRL relacionados con las longitudes eléctricas del par de líneas utilizadas¹ pues la carga de la técnica TRM, *match*, actúa como una línea de transmisión adaptada de longitud infinita. Posteriormente, a finales de la década de los 80 se implementó la técnica de calibración LRM, para mediciones coplanares en donde no es posible obtener un *thru* como tal; en esta técnica se observó que la caracterización de la línea utilizada es un paso importante en el desarrollo de ésta, pues mejora el desplazamiento de los planos de referencia (Barr y Pervere, 1989).

La técnica de calibración LRM, como fue originalmente propuesta, requiere para su implementación, además de la línea (de 1ps) y las dos cargas reflectoras, dos cargas con un bajo coeficiente de reflexión (*match*), uno en cada puerto del ARV, como estándares; estas cargas deben ser idénticas, estar perfectamente adaptadas y han de ser conocidas de forma precisa.

Dado que estas condiciones no se cumplen siempre en la práctica, sobre todo a altas frecuencias, la precisión de la técnica de calibración LRM se reduce de forma importante, siendo dependiente de la calidad de los estándares utilizados. Se propuso en 1990, con el objetivo de reducir los requerimientos y condiciones de la técnica LRM, la técnica de calibración LRRM (Davidson y Jones, 1990). La ventaja principal de esta técnica frente a la técnica LRM es que solamente se utiliza una carga no reflectora o *match* (conocida parcialmente), con lo que se elimina el problema de la asimetría entre los dos estándares utilizados como *match* en la técnica LRM (Purroy y Pradell, 2001; Hewlett-Packard, 1990).

¹En la técnica TRL/LRL se requiere que la diferencia de las longitudes eléctricas de las dos líneas sea diferente de $180^\circ n$, $n=0,1,2,3,\dots$ y se tienen que utilizar por esta razón pares de líneas de longitud eléctrica apropiada para distintos intervalos de frecuencia (Marks, 1992).

En el año de 1989, Andrew Davidson y Keith Jones de la empresa *Cascade Microtech* desarrollaron la teoría e implementaron un método para, en la técnica de calibración LRM, mover el plano de referencia de la calibración hasta las puntas de prueba ². Sin embargo, en esta propuesta aunque se calcularon y consideraron los efectos de la inductancia existente en la carga no reflectora (*match*), no se consideraban las pérdidas de la línea de transmisión utilizada como estándar de calibración. Esto limita a la implementación de la técnica de calibración LRM, y por lo tanto de la técnica LRRM, a utilizar líneas de transmisión de muy cortas (longitudes conocidas) y de muy bajas pérdidas (Davidson y Strid, 1989). Con el objetivo de caracterizar la línea de transmisión se implementó la técnica de calibración LLRM (Marks y Williams, 1992) utilizando una segunda línea de transmisión. Así en el año 2006 (Hayden, 2006) se propone un nuevo enfoque de la técnica de calibración LRRM originalmente propuesta en (Davidson y Strid, 1989) en la que se muestra un algoritmo mejorado para la extracción de la inductancia de la carga utilizada como *match*; y en el que se supone el uso de líneas de transmisión de longitud arbitraria; lo anterior se logra a costa de un mayor conocimiento de la línea de transmisión.

En este trabajo se propone desarrollar un algoritmo, utilizando la teoría hasta el día de hoy desarrollada, para la implementación de la técnica LRRM, basándose principalmente en el enfoque más recientemente publicado (Hayden, 2006).

1.3 Planteamiento del problema

En las técnicas de calibración, principalmente en aquellas que son utilizadas para la realización de mediciones en oblea, como las técnicas Line-Reflect-Match (LRM) y Line-

²Se asume a la longitud de la línea de transmisión como de 1ps.

Reflect-Reflect-Match, (LRRM), se asume que la línea de referencia es no reflectora y sin pérdidas para el análisis de sus algoritmos. Esta suposición permite de forma relativamente sencilla, utilizando la función de extensión de puertos de analizador de redes, trasladar el plano de referencia de la calibración al borde de las puntas de prueba. Sin embargo, debido a las pérdidas óhmicas de la línea, la hipótesis de una línea sin pérdidas no es siempre válida en altas frecuencias.

En mediciones en tecnologías distintas a la coaxial, se presenta un problema relacionado con el traslape (*overlap*) de las puntas de prueba, o en general de la metalización existente entre el plano de medición de las cargas y el plano en el que se ubican éstas³. Así como es importante tener una correcta caracterización de las propiedades de la línea de referencia utilizada como estándar, es importante tener una correcta caracterización de la impedancia de referencia, que en la técnica de calibración LRRM está determinada por la impedancia de la carga no reflectora (*match*) y la impedancia de la línea. Así, uno de los primeros objetivos cuando se realiza la técnica de calibración LRRM (y la LRM) es fijar una impedancia de referencia independiente de la frecuencia. Esto requiere tener un modelo adecuado para el estándar utilizado como *match*.

Con el objetivo de mover de forma adecuada los planos de referencia de la calibración, tomando en cuenta las pérdidas de la línea utilizada como estándar, se implementa en este trabajo la técnica de calibración LRRM con determinación y compensación automática de la inductancia de la carga y tomando en cuenta las pérdidas en

³En realidad dado que la medición de todos los estándares se realiza de la misma forma esta inductancia aparece en todas las mediciones, sin embargo como se verá en el capítulo 4 el algoritmo de la técnica LRRM permite que, por los requerimientos de simetría entre las mediciones de los *reflects* en ambos puertos, esta inductancia no sea un factor determinante en la precisión de los resultados finales, como sí lo es para el caso de la medición en la carga o *match*.

la línea de referencia utilizada en dicha técnica de calibración.

1.4 Objetivos

El principal objetivo de esta tesis es estudiar a profundidad la técnica de calibración LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*), desarrollar la teoría de esta técnica de calibración que incluya las pérdidas y la dispersión de la línea de referencia utilizada en ésta, implementar el algoritmo de dicha técnica de calibración que determine y corrija de forma automática la inductancia de la carga y evaluar los efectos de este proceso en los resultados finales de la calibración.

1.5 Organización de la tesis

- Capítulo 2

En el capítulo 2 se da una introducción a los fundamentos del análisis vectorial de redes, los parámetros de dispersión y el funcionamiento de un analizador de redes vectorial (ARV), se analizan las razones por las cuales es importante realizar un análisis vectorial en los circuitos de RF.

- Capítulo 3

En el capítulo 3 se da un panorama de las técnicas de calibración existentes, sus ventajas y desventajas respecto al resto, principalmente frente a la técnica de calibración LRRM. Se revisan conceptos importantes para la implementación de las diferentes técnicas de calibración, así como los distintos modelos de error en un analizador de redes. Además, dado que la técnica de calibración objeto de esta tesis utiliza el modelo de 8 términos de error, se describe el método de corrección

de los términos de error debidos a las no idealidades de los conmutadores en el analizador de redes (*switching errors*).

- Capítulo 4

En este capítulo se revisa a fondo la teoría de la técnica de calibración para el analizador de redes vectorial, LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*). Se analiza de forma detallada el algoritmo matemático en el cual se basa dicha técnica (algoritmo de *Cascade Microtech*). Además se describen las consideraciones y posibles limitaciones del uso de esta técnica de calibración. Se describe de forma detallada cada paso de este algoritmo, cada cálculo es asociado con una medición realizada en la implementación de dicha técnica. Se incluye además la descripción de un algoritmo alternativo propuesto en esta tesis para realizar la técnica LRRM, presentando las ventajas y desventajas de éste frente al algoritmo de *Cascade Microtech*.

- Capítulo 5

En el capítulo 5 se muestran los resultados obtenidos, correspondientes a la medición de distintos dispositivos y el posterior proceso de *de-embedding* hecho a estas mediciones utilizando los términos de error calculados con los diferentes algoritmos de la técnica de calibración LRRM. Se analizan los resultados obtenidos para determinar la factibilidad de esta técnica en la corrección de los errores sistemáticos del analizador de redes vectorial y se comparan los resultados obtenidos con las técnicas de calibración TRL(m) multilíneas, TRM y SOLT.

- Capítulo 6

En el capítulo 6 se muestran las conclusiones a las que se ha llegado en la in-

investigación e implementación de la técnica de calibración LRRM. Se analizan las ventajas que esta técnica muestra respecto a otras, tanto en la facilidad de implementación como en la precisión de sus resultados.

Capítulo 2

Análisis Vectorial de Redes y Fundamentos del ARV

2.1 Introducción

En este capítulo se revisan los principales fundamentos del análisis vectorial de redes. Se describen los parámetros medidos de forma vectorial en el ARV, y la manera en que estos pueden ser interpretados para brindar información de una red medida, incluyendo el concepto de parámetros de dispersión (S , del inglés *scattering*). Se analizan las ventajas de realizar un análisis de este tipo en los circuitos de RF y microondas, y en la caracterización de éstos, así como en la caracterización de los errores sistemáticos del analizador de redes vectorial.

El análisis de redes es el proceso por el cual los diseñadores miden el comportamiento eléctrico de los componentes y circuitos usados en sistemas electrónicos de alta complejidad. Cuando estos sistemas procesan señales con un contenido dado de información, el interés principal de un diseñador está en permitir el transporte de estas señales de un punto a otro con eficiencia máxima y con mínima distorsión. El análisis vectorial de redes es un método para caracterizar estos componentes mediante la medición de los efectos en su amplitud y fase provocados por un barrido en frecuencia y en potencia de señales de prueba (Hewlett-Packard, 2004).

2.2 Análisis Vectorial de redes

Conocer tanto las propiedades de magnitud como de fase de un componente es importante por diversas razones (Hewlett-Packard, 2003):

- Primeramente porque ambas mediciones (amplitud y fase) son necesarias si se requiere caracterizar de manera completa una red.
- Para diseñar redes de adaptación eficientes es necesario medir impedancias complejas.
- Los ingenieros encargados de desarrollar modelos para el desarrollo de programas de simulación de circuitos en la ingeniería asistida por computadora (CAE, del inglés *Computer Aided Engineering*) requieren datos de magnitud y de fase para obtener modelos precisos.
- En la caracterización en el dominio del tiempo de dispositivos que son inicialmente medidos en el dominio de la frecuencia se requiere tener información tanto en amplitud como en fase de los datos medidos para realizar el proceso de la transformada inversa de Fourier.
- La corrección vectorial de errores, con la cual se mejora la precisión de las mediciones mediante la remoción de los efectos causados por los errores en los sistemas de medición, requiere datos de amplitud y de fase para construir un modelo adecuado de error. La medición de la fase es muy importante aún en mediciones escalares como las pérdidas por retorno (figura 1), pues estas mejoran el nivel de exactitud en las mediciones (Hewlett-Packard, 2003).

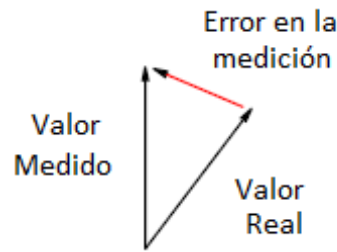


Figura 1. Corrección vectorial de errores en las mediciones.

En su forma más simple, el análisis de redes involucra la medición de la potencia de las ondas incidente, reflejada y transmitida que viajan a lo largo de una línea de transmisión. Los analizadores de redes miden de forma precisa la potencia de las señales incidentes (señal que es suministrada en una línea de transmisión), reflejadas (señales que son regresadas por la línea de transmisión hacia la fuente debido a las desadaptaciones de la fuente) y transmitidas (señales que inciden al dispositivo). La figura 2 ilustra de forma gráfica la ubicación, en una medición, de las ondas incidente, transmitida y reflejada en un dispositivo bajo prueba dado.

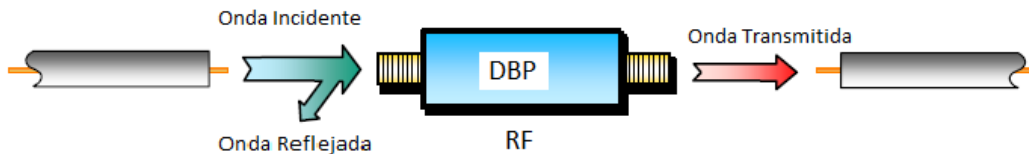


Figura 2. Ilustración de las ondas incidente, transmitida y reflejada en un dispositivo bajo prueba, Trejo (2006) p7.

Un analizador de redes genera una señal de prueba senoidal que es aplicada al DBP (DUT, del inglés *Device Under Test*) como un estímulo. Si se considera al DBP como un elemento lineal, el analizador mide la respuesta del DBP la cual es también una señal senoidal (Hiebel, 2008). Estas dos señales generalmente tienen distintos valores de amplitud y fase, como se observa en la figura 3.

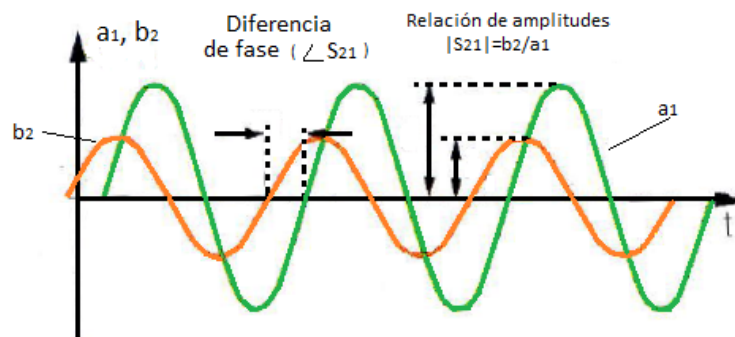


Figura 3. Ilustración de las diferencias en fase y en amplitud de las ondas incidente y reflejada a_1 y b_2 , Hiebel (2007) p.17

En el análisis escalar de redes solamente se estudian las diferencias en amplitud de las cantidades ondulatorias, estas pueden ser medidas por un analizador de redes escalar. Mientras que en un analizador de redes vectorial se mide la amplitud y la fase de las señales, para calcular los parámetros de dispersión de forma compleja. Solamente mediante la realización de un análisis vectorial es posible llevar a cabo una corrección de errores completa del instrumento de medición con la mayor precisión posible.

2.3 Parámetros de dispersión

En la caracterización de circuitos en RF se utilizan cantidades complejas y de naturaleza ondulatoria. Es posible distinguir entre ondas incidentes, a , y ondas reflejadas, b . La onda incidente se propaga desde el analizador de redes hacia el dispositivo bajo prueba, mientras que la onda reflejada viaja en la dirección opuesta, desde el dispositivo hacia el analizador. En la figura 4 se muestra una ilustración de la ubicación de las ondas incidente y reflejada en un dispositivo de un puerto, a y b , respectivamente.

A la relación de éstas ondas se les conoce como parámetros de dispersión. El término “dispersión” viene de la semejanza del comportamiento de la luz en el campo de energía

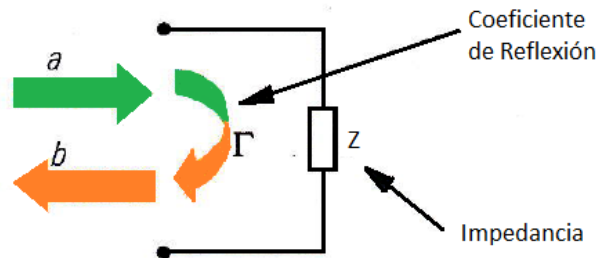


Figura 4. Onda incidente y reflejada en un dispositivo de un puerto, Hiebel (2007) p.14.

óptica y de microondas (ver figura 7). Estos parámetros son aquellos datos mediante los cuales una red que opera a alta frecuencia puede ser caracterizada midiendo la reflexión y la transmisión de una onda electromagnética (OEM) en cada uno de los puertos de un bipuerto (ver figura 5).

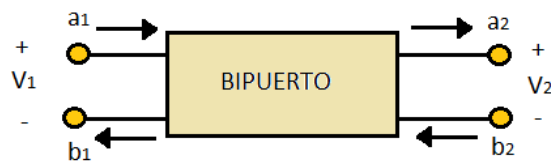


Figura 5. Ilustración de la configuración de un bipuerto.

La característica más importante es la facilidad y exactitud de estos parámetros para mediciones en frecuencias de microondas y de ondas milimétricas. Este tipo de cantidades tienen como unidad de medición \sqrt{W} , de esta manera la potencia que le es suministrada al dispositivo de un puerto está dada como $|a|^2$ y la potencia reflejada por este dispositivo estará dada por $|b|^2$. Se conoce como coeficiente de reflexión a la relación de la onda reflejada respecto a la onda incidente:

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (1)$$

y como coeficiente de transmisión a la relación de la onda transmitida respecto a la onda incidente.

Ambos coeficientes son cantidades complejas. El coeficiente de reflexión se pueden calcular a partir de la impedancia, Z , mostrada en la figura 4 y de la impedancia de referencia, Z_0 , típicamente 50Ω ¹:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2)$$

El coeficiente de reflexión puede ser representado en un plano complejo conocido como la carta de Smith (Hiebel, 2008). En dispositivos de dos puertos, por otro lado, es posible tener un coeficiente de reflexión en los dos puertos, y se presenta también un coeficiente de transmisión tanto en dirección hacia adelante (*forward*) como en dirección hacia atrás (*reverse*).

Los parámetros de dispersión para un dispositivo de dos puertos, S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , pueden ser descritos por las siguientes ecuaciones:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (4)$$

Así mismo es posible agrupar estas ecuaciones, que representan a los parámetros de dispersión de un cuadripolo, en la matriz conocida como la matriz de dispersión, o

¹En los sistemas de RF la impedancia de referencia es 50Ω , sin embargo en sistemas de televisión y de radiodifusión, *broadcasting*, se utiliza como impedancia de referencia 75Ω . La impedancia de 50Ω ofrece un comportamiento que está estrechamente relacionado con las líneas de transmisión coaxiales. Si se varía el diámetro de los conductores interno y externo de éstas es posible obtener su atenuación mínima en una impedancia de 77Ω y una capacidad máxima de manejo de potencia a una impedancia de 30Ω , por lo que 50Ω parece ser un buen punto intermedio.

matriz \mathbf{S} y a las ondas incidentes y reflejadas en los puertos de éste como dos vectores \mathbf{a} y \mathbf{b} , tal como sigue (Hiebel, 2008):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \mathbf{a} \quad (6)$$

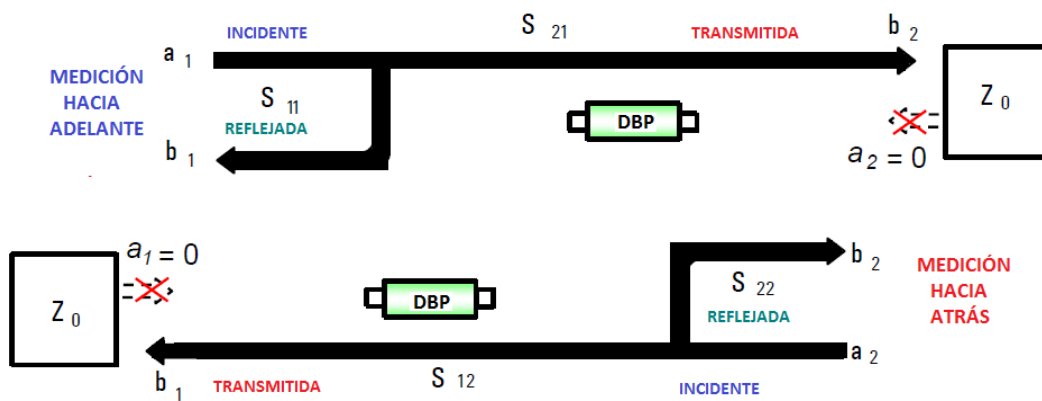


Figura 6. Ilustración de una medición en dirección hacia adelante (*forward*) y en dirección hacia atrás (*reverse*). Agilent (2006) p7.

Sin embargo el proceso de medición y caracterización de estos parámetros no se hace en forma simultánea, sino que se realiza en dos pasos (figura 6) :

- Cuando se realiza una medición en dirección hacia adelante, el analizador de redes carga con una impedancia igual a la impedancia característica del sistema, Z_0 , al puerto 2, de tal manera que el coeficiente de reflexión en el puerto 2 sea $\Gamma = 0$, esto es que $a_2 = 0$. En esta situación el puerto es estimulado con una señal de onda incidente $a_1 \neq 0$, y bajo estas condiciones de operación es posible medir el coeficiente de reflexión en la entrada, S_{11} y el coeficiente de transmisión en dirección hacia adelante, S_{21} , del puerto 1 al puerto 2. Las ecuaciones (7) y (8) muestran de forma matemática lo anteriormente descrito:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (7)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (8)$$

- Por otro lado, cuando se realiza la medición en sentido opuesto, hacia atrás, se carga al puerto 1 con una impedancia tal que el coeficiente de reflexión en el puerto 1 sea $\Gamma = 0$, lo que implica que $a_1 = 0$. Así, el puerto 2 es estimulado por una onda incidente $a_2 \neq 0$, y lo que se mide es el comportamiento en transmisión y en reflexión del dispositivo bajo estas condiciones de medición. Se miden en esta configuración el coeficiente de reflexión a la salida del dispositivo, S_{22} y el coeficiente de transmisión en sentido inverso, del puerto 2 al puerto 1, S_{12} ; las ecuaciones (9) y (10) muestran de forma matemática lo anteriormente descrito (Pozar, 2005):

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (9)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (10)$$

Se han mostrado los conceptos de parámetros de dispersión para dispositivos de uno y de dos puertos, lo cual es lo más común, sin embargo a medida que aumenta la integración de los componentes en los sistemas de RF y microondas, es más común encontrar dispositivos, DBP, con más de dos puertos.

2.3.1 Parámetros T y ABCD

En este apartado se muestra de forma introductoria la representación de multipuertos utilizando los parámetros T y los parámetros ABCD; estos son los parámetros más utilizados en las técnicas de autocalibración (técnicas de calibración basadas en el modelo de error de 8 términos), aprovechando que con estos se puede llevar a cabo la multiplicación de redes en cascada.

Parámetros de Transmisión de Onda [T]

Estos parámetros son una adecuación de los parámetros S con el objetivo de que sea posible realizar una multiplicación en cascada; esto se obtiene partiendo de la ecuación 5, pues si en ésta se cambian las relaciones de dispersión de modo que se tengan a las ondas a_1 y b_1 como las variables dependientes y a las ondas a_2 y b_2 como las variables independientes se obtiene el sistema de ecuaciones siguiente:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Así, es posible describir a los cuatro parámetros T en función de las ondas incidentes y reflejadas medidas en los puertos de la red bajo las condiciones de adaptación en los puertos opuestos:

$$T_{11} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{b_2=0} \quad (12)$$

$$T_{12} = \left. \frac{b_1}{b_2} \right|_{a_2=0} \quad (13)$$

$$T_{21} = \frac{a_1}{a_2} \Big|_{b_2=0} \quad (14)$$

$$T_{22} = \frac{a_1}{b_2} \Big|_{a_2=0} \quad (15)$$

Parámetros de Transmisión de Corriente-Voltaje [ABCD]

A estos parámetros también se les conoce como parámetros en cadena y pueden ser interpretados como una analogía a los parámetros T, pero para relaciones de corriente y voltaje, sin embargo a diferencia de éstos, los parámetros ABCD toman como variables dependientes al voltaje y corriente medidos en el puerto 1 y como variables independientes a las propias en el puerto 2 (Leal Romero, 2011). La ecuación 16 describe de forma matricial la relación de variables en los parámetros ABCD.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Los cuatro parámetros de ésta matriz pueden ser descritos como relaciones de voltaje y corriente en los puertos de la red, bajo condiciones de circuito abierto (corriente cero) y corto circuito (voltaje cero) en el puerto 2 como:

$$A = \frac{v_1}{v_2} \Big|_{i_2=0} \quad (17)$$

$$B = \frac{v_1}{i_2} \Big|_{v_2=0} \quad (18)$$

$$C = \frac{i_1}{v_2} \Big|_{i_2=0} \quad (19)$$

$$D = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{v_2=0} \quad (20)$$

Aunque en frecuencias de microondas y ondas milimétricas lo más común y adecuado es medir relaciones de ondas incidentes y reflejadas, parámetros de dispersión, es posible y en realidad bastante común llevar a cabo transformaciones a parámetros T y a parámetros ABCD para realizar algoritmos de análisis de redes en distintas áreas de la electrónica de alta frecuencia. En esta tesis se trabaja con parámetros ABCD ² en el desarrollo de algoritmos de calibración para el analizador de redes vectorial, ARV.

2.4 Analizador de redes vectorial

2.4.1 Introducción

Los parámetros de dispersión, tanto de redes activas como pasivas, pueden ser medidos con un analizador de redes vectorial, el cual es de forma general un receptor de microondas diseñado para procesar la magnitud y la fase de las ondas transmitidas y reflejadas dentro de dicha red. Abajo se muestra un diagrama simplificado de la arquitectura de un analizador de redes. En condiciones de operación, la fuente de RF es configurada para realizar un barrido de potencia dentro de un ancho de banda de frecuencias dado. Las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas de RF son muestreadas por un reflectómetro de cuatro puertos. Un conmutador permite la excitación de la red, ya sea desde el puerto 1 o desde el puerto 2. Existen cuatro canales duales de conversión que permiten que señales de alta frecuencia sean transformadas en señales con la misma amplitud y fase a una frecuencia intermedia con el objetivo de que ésta sea detectada

²Existen algoritmos para la técnica de calibración LRRM llevados a cabo mediante el uso de parámetros T (Insunza Gonzalez, 2001).

y convertida a una forma digital . El analizador cuenta con una computadora interna que procesa, calcula y despliega la magnitud y la fase de los parámetros de dispersión medidos, o bien otras cantidades que son calculadas a partir de la medición de los parámetros S como:

- La relación de onda estacionaria de voltaje, VSWR
- Las pérdidas por retorno, RL
- El retardo de grupo, GD
- La impedancia, Z
- El coeficiente de reflexión, Γ , etc.

La figura 7 muestra de forma gráfica las cantidades relacionadas con la medición de los parámetros de dispersión en las direcciones hacia adelante (*forward*) y hacia atrás (*reverse*) en el analizador de redes (Pozar, 2005; Engen, 1992).

Las tareas de medición más comunes en la ingeniería de RF y microondas involucran el análisis de circuitos y de redes. Un analizador de redes es un instrumento que está diseñado para llevar a cabo este tipo de trabajos con alta precisión y eficiencia. Los circuitos con los que se puede tener interacción en este tipo de situaciones incluyen desde simples dispositivos como filtros y amplificadores hasta complejos subsistemas de un sistema de comunicaciones. Un analizador de redes es uno de las más complejas y versátiles piezas de un laboratorio en el campo de la ingeniería de RF. Es utilizado tanto en aplicaciones de investigación y desarrollo, como en aplicaciones de prueba en las fases de producción y manufactura (Hiebel, 2008; Bryant, 1993).

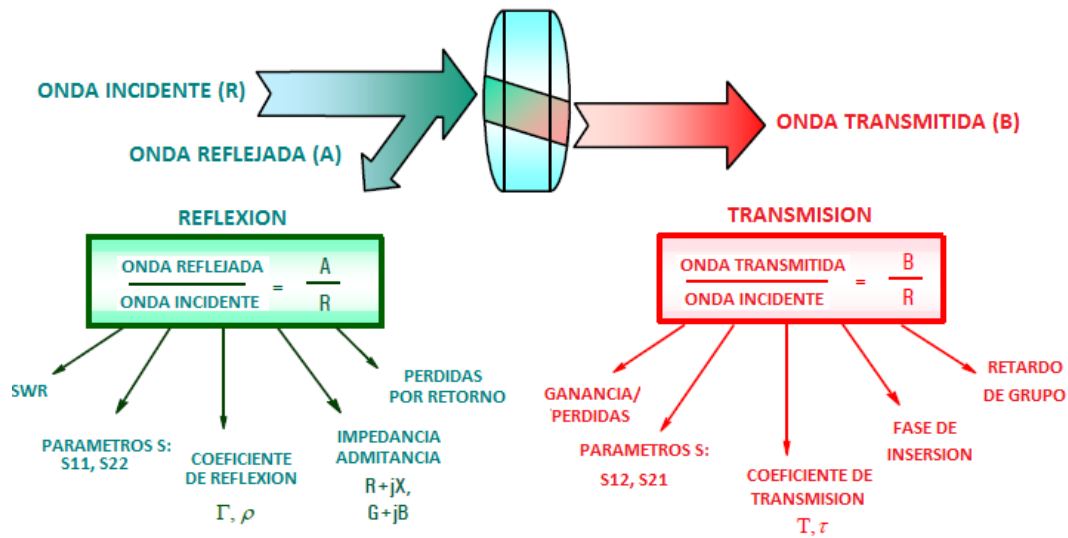


Figura 7. Parámetros y cantidades eléctricas de RF que es posible calcular a partir de la medición de los parámetros S en las direcciones hacia adelante (*forward*) y hacia atrás (*reverse*) en el analizador de redes.

2.4.2 Arquitectura del ARV

En esta sección se describe la arquitectura del analizador de redes vectorial utilizado para las mediciones en este trabajo de tesis, el analizador de redes HP8510C. Este analizador de redes está compuesto por cuatro detectores, dos de estos están dedicados a las señales incidentes, a_1 y a_2 y los otros dos para las ondas reflejadas, b_1 y b_2 . Los analizadores de redes vectoriales automáticos, VANA (del inglés, *Vectorial Automatic Network Analyzer*) son capaces de caracterizar con gran precisión una variedad de dispositivos, DBP, en el intervalo de frecuencia de las microondas. Además son capaces de corregir sus propios errores y almacenar, procesar y desplegar resultados de dichas mediciones. La figura 8 muestra un diagrama a nivel de bloques de la arquitectura del analizador utilizado en este trabajo de tesis.

A grandes rasgos, la primera división que es posible hacer en la arquitectura de un analizador de redes es sus tres partes principales:

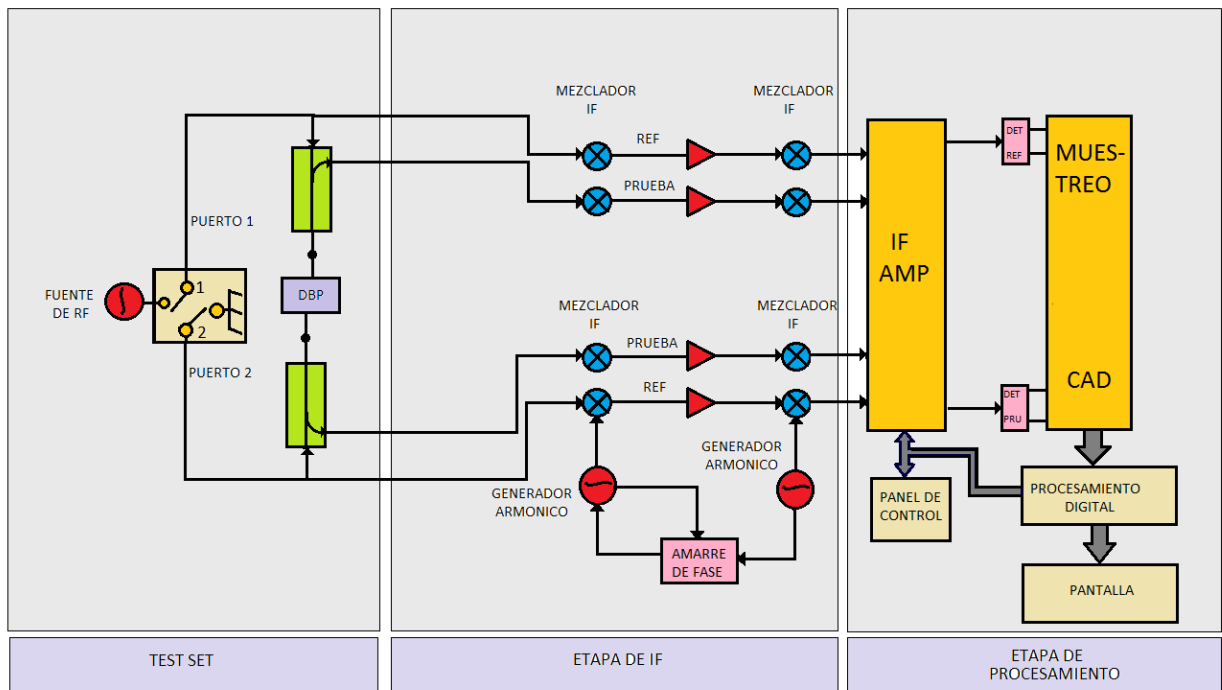


Figura 8. Ilustración a nivel de diagrama a bloques de la arquitectura del analizador de redes vectorial.

- El sistema de RF y el equipo de prueba (*test set*) en el que se monta el dispositivo bajo prueba, DBP.
- El sistema de IF, en cual convierte las señales de frecuencia alta (en el rango de las microondas) a señales de una frecuencia intermedia, IF (del inglés, *Intermediate Frequency*).
- El sistema de procesamiento digital de señales que se encarga del cálculo y despliegue de los resultados de forma gráfica.

La fuente de RF realiza un barrido en frecuencia sobre el ancho de banda de interés en la medición. Al mismo tiempo, en el *test set*, o equipo de prueba cuenta con reflectómetros que se encargan de detectar o muestrear las señales de RF incidentes, transmitidas y reflejadas. Se tiene además, un conmutador cuya función es la de conec-

tar de forma intercalada la fuente de RF con el puerto 1 o con el puerto 2, para realizar las mediciones en sentido directo o en forma inversa (Hewlett-Packard, 2004; Hiebel, 2008).

Se cuenta en este analizador de redes con un analizador de cuatro canales de conversión que transforman las señales incidentes, transmitidas y reflejadas con una frecuencia en el rango de las microondas a un frecuencia intermedia con el objetivo de ser convertidas a una forma digital y procesada en etapas posteriores para ser desplegadas (por lo regular esto se logra con el uso de procesadores digitales de señales, DSP). Este procesador además de calcular la magnitud y fase de los parámetros S, calcula otros parámetros importantes para un ingeniero de microondas como: la relación de onda estacionaria (SWR), las pérdidas por retorno (RL), impedancias, entre otras. También, si se requiere realizar un análisis en el dominio del tiempo en lugar de en el dominio de la frecuencia, con el analizador de redes y sus herramientas de procesamiento, DSP, es posible calcular la respuesta en el dominio del tiempo de los resultados medidos mediante la transformada inversa de Fourier (Engen y Hoer, 1979; Engen, 1992; López Gutiérrez, 1996).

Todos los elementos antes mencionados introducen errores tanto en amplitud como en fase de las señales incidentes, transmitidas y reflejadas, por lo que es de suma importancia que estos sean correctamente caracterizados y removidos del sistema; la calibración y corrección de errores es el proceso mediante el cual es posible realizar esto.

En el analizador de redes se realizan mediciones tanto en sentido directo como en sentido inverso de parámetros de dispersión como una relación impulso-respuesta de dispositivos bajo prueba conectados en el analizador de redes tanto en sentido directo como el sentido inverso, con el interruptor en la posición 1 y 2, respectivamente (ver la figura 8).

2.4.3 Errores del ARV

Los errores en un analizador de redes se pueden dividir en dos tipos: errores sistemáticos y errores aleatorios.

Errores sistemáticos

Este tipo de errores ocurren de una forma reproducible, es decir, se repiten de forma continua por lo que pueden ser corregidos mediante métodos sistemáticos utilizando técnicas computacionales.

Para corregir los errores de medición sistemáticos tan bien como sea posible, los errores y las cantidades medidas deben ser conocidas en forma vectorial. Dado que un analizador de redes escalar solamente puede grabar la magnitud de las cantidades medidas, no es posible corregir los errores sistemáticos con este tipo de analizadores. De esta manera un analizador de redes vectorial, el cual mide tanto la magnitud como la fase de los parámetros de dispersión, proveerá en general un mayor grado de exactitud en los resultados de una medición.

Errores aleatorios

Los errores aleatorios son causados por fallas de naturaleza aleatoria durante una medición y aunque es posible describirlos de forma estadística no pueden ser corregidos a base de métodos sistemáticos.

Mediante el uso de un analizador de redes vectorial es posible realizar las mediciones necesarias para implementar la técnica de calibración que más convenga para una cierta aplicación, con el objetivo de realizar una buena corrección de errores. Si se asume que se ha realizado una buena selección de la técnica de calibración, la reducción de los

errores aleatorios en las mediciones se convierte en una tarea de suma importancia si se desea tener buenas mediciones. Los ARV modernos están diseñados para minimizar este tipo de efectos.

2.5 Resumen del capítulo

En este capítulo se describieron conceptos de una importancia notable para el lector de este documento, pues se revisaron los conceptos de parámetros de dispersión, parámetros ABCD, parámetros T, así como la arquitectura de un analizador de redes, conceptos que sirven como base para la comprensión de próximos conceptos a revisar.

Capítulo 3

Técnicas de Calibración para el ARV

3.1 Introducción

En esta sección se revisan las principales características de las técnicas más utilizadas para calibrar el analizador de redes vectorial. Además se da una detallada descripción de los modelos de error en los cuales están basadas estas técnicas, tanto las que operan en el modo de calibración estándar como las que operan en el modo de autocalibración.

3.2 Técnicas de Calibración

La calibración de un analizador de redes ha sido objeto de muchos artículos y algunos libros, y cuando se discute este tema en términos académicos, es decir en términos de la derivación matemática, el tema puede llegar a ser demasiado complejo; en el capítulo 4 se describe a este nivel la teoría de la técnica de calibración LRRM, sin embargo en este capítulo se da un panorama mucho más general de la calibración de un ARV, así como una discusión de los estándares y las técnicas de calibración para determinadas aplicaciones. Se analizan las principales características de las más importantes técnicas de calibración, que mostrarán la mejor opción de la técnica de calibración a utilizar en una determinada aplicación (Teppati y Ferrero, 2008; Camarchia y Teppati, 2007; Pirola y Teppati, 2007; Mie, 1908).

Las tareas más comunes en la ingeniería de RF y microondas involucran el análisis de circuitos que utilizan un analizador de redes vectorial (ARV). Este versátil instru-

mento puede evaluar casi todo tipo de dispositivos, desde filtros y amplificadores hasta complejos subsistemas multifuncionales (Agilent, 2006). La razón por la cual este instrumento es tan ampliamente usado es que es posible, por medio de la medición de parámetros S, evaluar las características de un dispositivo con un alto grado de precisión. Los parámetros S han sido el método de análisis por excelencia para este propósito dado que son relativamente fáciles de obtener en altas frecuencias y están directamente relacionados a la medición de algunos parámetros de interés para los diseñadores de sistemas de microondas: ganancia, pérdidas por retorno, coeficientes de reflexión, entre otras (Hiebel, 2007; Rumiantsev y Ridler, 2008).

3.2.1 Calibración y precisión en las mediciones

Un analizador de redes vectorial es tan útil como lo es la precisión con la que éste realiza las mediciones, lo cual solamente es posible evaluar si el instrumento está calibrado. El proceso de calibración emplea una técnica conocida como corrección vectorial de errores, en la cual los términos de error son caracterizados usando estándares conocidos, así tales errores pueden ser removidos de las mediciones. El proceso de remoción de estos errores requiere que los errores y las cantidades medidas sean conocidas de forma vectorial (Hiebel, 2007; Doerner y Rumiantsev, 2005).

3.2.2 Comparación de las técnicas de calibración

Se muestra en esta sección una comparación de las técnicas más utilizadas para calibrar el ARV describiendo las principales características, ventajas y desventajas de cada una de éstas.

SOLT

La técnica SOLT (Short-Open-Load-Thru) utiliza para describir a los errores de analizador de redes el modelo de dos puertos de 12 términos de error, es la más popular entre las técnicas de calibración. La mayoría de los analizadores de redes vectorial la tienen incluida como calibración completa de dos puertos (*Full-Two-Port*). Esta técnica utiliza como impedancia de referencia a la impedancia del sistema, por lo que es ideal en aplicaciones en tecnología coaxial en donde ésta queda dada cuando se realiza la conexión directa entre puertos (*thru*). Esta técnica necesita que todos los estándares sean perfectamente conocidos y su precisión depende de qué tan bien se cumpla lo anterior.

SOLR

La técnica SOLR (Short-Open-Load-Reciprocal) es una variante mejorada de la técnica SOLT para aplicaciones en tecnologías distintas a la coaxial en la cual se sustituye la línea(*thru*) por un elemento recíproco, el cual es desconocido, por lo que a esta técnica se le conoce también como SOLT con *thru* desconocido. La técnica SOLR también tiene una precisión dependiente del conocimiento de tres de sus estándares.

TRL/LRL

La técnica TRL (Thru-Reflect-Line) es quizá la más utilizada para mediciones en tecnología coplanar en las cuales no es posible tener una conexión entre los puertos. Cuando se utiliza la técnica TRL para calibrar el ARV, la calibración queda referida a la impedancia de la línea de transmisión de referencia. Utiliza dos líneas de transmisión de impedancia y constante de propagación idéntica y un par de cargas altamente

reflectoras.

La técnica de calibración TRL utiliza el modelo de error de 8 términos, es decir que utiliza el modelo de dos puertos en modo de autocalibración (ver sección 3.3), y es una versión generalizada de las técnicas TSD (*Thru-Short-Delay*) y TAR(*Thru-Attenuator-Reflect*).

Quizá la única desventaja de la técnica de calibración TRL es el hecho de que la cantidad de pares de líneas de transmisión a utilizar depende del ancho de banda que se desee cubrir y la inconveniente longitud de las líneas de transmisión a utilizar a medida que la frecuencia de análisis es menor. La única restricción que se tiene en esta técnica es que las dos cargas reflectoras utilizadas deben tener el mismo coeficiente de reflexión.

TRM/LRM

La técnica TRM/LRM (*Thru-Reflect-Match*), utiliza una línea de transmisión, o bien la conexión directa entre puertos (*thru*), y dos pares de cargas aproximadamente iguales, uno con coeficiente de reflexión cercano a uno y otro con coeficiente de reflexión cercano a cero.

Esta técnica elimina el problema de la TRL respecto al uso de pares de líneas de transmisión, sin embargo dado que la impedancia de referencia, puesta por la carga no reflectora (*match*), es dispersiva, presenta un efecto reactivo dependiente de la frecuencia en la definición de la impedancia de referencia. Aún más, aunque los efectos reactivos de la carga fueran mínimos, la precisión de esta técnica depende del grado de similitud que exista en el comportamiento de las dos cargas utilizadas.

TRRM/LRRM

Aunque la técnica LRRM utiliza exactamente los mismos cuatro estándares de la SOLT para tecnología coaxial, incluso con una carga adaptada menos, ésta fue desarrollada para resolver el mayor problema de la técnica LRM: la estricta similitud de las cargas adaptadas en tecnología coplanar, y la autocaracterización que se realiza de dicha carga en el proceso de calibración, siendo ésta la mayor ventaja de la técnica LRRM.

Por otro lado la desventaja más grande en esta técnica es el hecho de que la precisión de la técnica de calibración depende en gran medida del conocimiento de la línea de referencia y de que la impedancia de ésta y la de la carga sean aproximadamente iguales¹.

En la tabla 3.2.2 se muestran resumidas las principales características de las técnicas de calibración más populares.

Todas las técnicas de calibración tienen ventajas y desventajas sobre las otras; éstas pueden ser en cuanto al número de estándares que utilizan, los requerimientos de los propios estándares, la precisión con que calculan los errores en una medición, su facilidad de implementación, la cantidad de mediciones que son necesarias para llevarla a cabo, etc. Sin embargo, quien marca qué técnica de calibración es la más apropiada en una cierta aplicación es la propia aplicación. El tener las herramientas teóricas para la correcta selección de la técnica de calibración a utilizar en una determinada aplicación es de gran utilidad para cualquier diseñador de circuitos de RF. En este trabajo de tesis se muestra la teoría de la técnica de calibración LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*), con la cual se aportarán las herramientas necesarias para elegir a esta técnica de calibración en una determinada aplicación.

¹Tanto la técnica de calibración LRM como la LRRM y sus respectivos algoritmos se encuentran patentados y son propiedad de la empresa *Cascade Microtech*.

3.3 Modelos de error

3.3.1 Introducción

Un equipo de prueba (*test set*) de microondas es una red que provee una fuente de entrada y un conjunto de salidas con detectores. Para un dispositivo bajo prueba de dos puertos, el equipo de prueba tiene al menos tres puertos, es decir, la fuente de entrada y las salidas de detección de reflexión y de transmisión. Pero en general, sin embargo, una red de medición es un multipuerto en el cual el DBP está inmerso y en el cual se enfoca la medición de las señales. Las ondas reflejadas y transmitidas que se observan son dependientes tanto del DBP como de la red que se utiliza como equipo de medición. Las imperfecciones en este último elemento se convierten en pérdidas por desadaptación y en reflexiones internas, que pueden causar grandes errores en la medición a menos que se realice una correcta calibración y corrección de estos errores. Mediante la medición de estándares conocidos, es posible conocer dichos errores, al menos al nivel que lo permita la precisión de los estándares y de la instrumentación externa. Así se puede obtener un modelo de error para el banco de medición (Bryant, 1993; Hiebel, 2007; Rumiantsev y Ridler, 2008; Strid y Davidson, 1997). En esta sección se abordan los diferentes modelos de error para agrupar las diferentes técnicas de calibración.

3.3.2 Modelo de 3 términos de error

El modelo de error de tres términos es conocido como un modelo de error para un puerto. El analizador de redes se representa por un reflectómetro ideal con adaptador de error ficticio, es decir, todos los errores sistemáticos son modelados usando un bipuerto de error. Esto hace posible combinar el generador y el receptor de referencia en una fuente ideal. Debido a una medición del receptor ideal, obtenemos un dispositivo de un puerto que puede ser terminado en un analizador de redes ideal.

Al dispositivo bajo prueba, DBP, se le atribuye un coeficiente de reflexión, Γ . El modelo

de error de un puerto es la base del desarrollo del modelo de error de dos puertos. La figura 9 muestra a manera de diagrama de flujo el modelo de error de un puerto (López Gutiérrez, 1996; Hiebel, 2007).

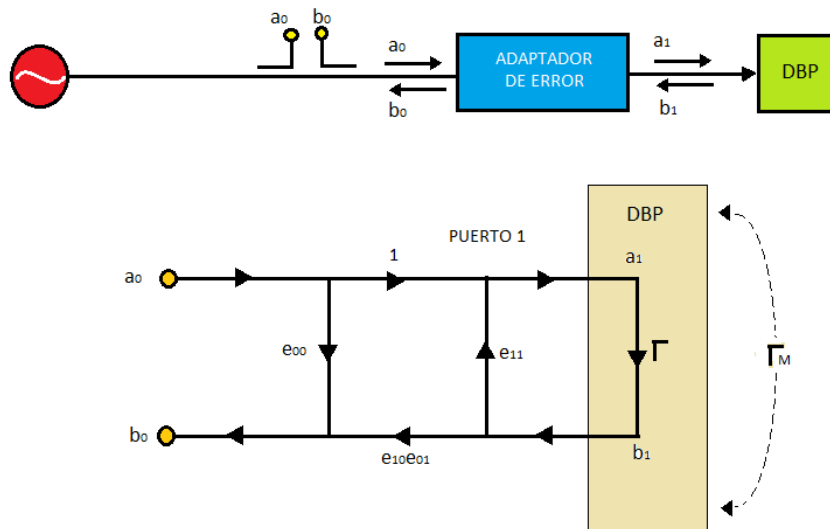


Figura 9. Diagrama de flujo del modelo de error de un puerto.

El adaptador de error contiene tres términos de error, los cuales se ilustran en la figura 9 y se definen físicamente como:

- Directividad , e_{00}
- Desadaptación, e_{11}
- Respuesta en frecuencia, $e_{01}e_{10}$

Estos errores pueden ser agrupados en el adaptador de error mostrado en la figura anterior que modifica el coeficiente de reflexión del DBP para que éste sea medido por un reflectómetro perfecto. Basándose en el diagrama de flujo mostrado en la figura 9 podemos deducir el coeficiente de reflexión medido como:

$$\Gamma_M = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e \Gamma}{1 - e_{11} \Gamma} \quad (21)$$

o bien despejando de esta expresión al coeficiente de reflexión del DBP, se tiene:

$$\Gamma = \frac{\Gamma_M - e_{00}}{\Gamma_M e_{11} - \Delta_e} \quad (22)$$

donde $\Delta_e = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}$.

Así, como se puede apreciar de las ecuaciones (21) y (22) existen tres términos de error: e_{00} , e_{11} y Δ_e . Con el uso de 3 diferentes coeficientes de reflexión conocidos, Γ_i , $i = 1, 2, 3$ es posible medir tres coeficientes de reflexión distintos también, Γ_{Mi} , $i = 1, 2, 3$ y formar un sistema de ecuaciones lineales que se resuelven para las tres incógnitas e_{00} , e_{11} y Δ_e :

$$e_{00} + \Gamma_1 \Gamma_{M1} e_{11} - \Gamma_1 \Delta_e = \Gamma_{M1} \quad (23)$$

$$e_{00} + \Gamma_2 \Gamma_{M2} e_{11} - \Gamma_2 \Delta_e = \Gamma_{M2} \quad (24)$$

$$e_{00} + \Gamma_3 \Gamma_{M3} e_{11} - \Gamma_3 \Delta_e = \Gamma_{M3} \quad (25)$$

Este es el principio del algoritmo de la técnica de calibración de un puerto, SOL (*Short-Open-Load*), donde los 3 coeficientes de reflexión corresponden a los tres estándares de la técnica.

3.3.3 Modelo de 12 términos de error: *Modelo de dos puertos en modo estándar*

El modelo de error de 12 términos es usado para técnicas de calibración de dos puertos, de forma más específica en la técnica SOLT (*Short-Open-Load-Thru*). Se le conoce como modelo de error de dos puertos en modo estándar, pues como se verá en la siguiente sección es posible tener un modelo de error de dos puertos con menos términos de error y al cual se le conoce como modelo de error en modo de autocalibración. Se trata de la combinación de dos calibraciones de un puerto más una medición extra de la transmisión entre ambos puertos (López Gutiérrez, 1996). En la sección anterior se analizaron los términos del modelo de error

de un puerto: directividad, desadaptación y la respuesta en frecuencia. Cuando se trata de dos puertos se hace el mismo método para cada puerto pero además se deben considerar otros términos como los términos de fuga y transmisión entre puertos en dirección hacia adelante (del puerto 1 al 2) y en dirección hacia atrás (del puerto 2 al 1).

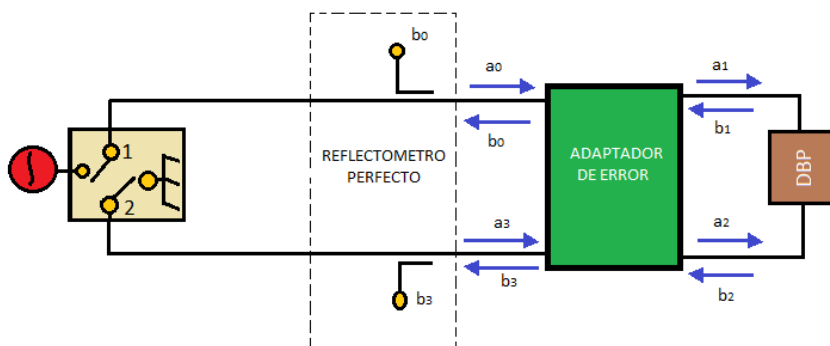


Figura 10. Analizador de redes de 3 puertos en el modelo de error de 12 términos.

Muchos de los analizadores de redes antiguos o de bajo costo usan tres acopladores direccionales en lugar de cuatro (Rytting, 2004; Engen, 1992). En esta situación se tiene al interruptor entre los acopladores de manera que si las características del interruptor cambian cada vez que se cambia a éste de posición también los términos de error del adaptador de error cambiarán (ver figura 10).

El caso de dos puertos puede ser modelado de la misma manera que se hizo para el caso de un puerto. Un adaptador de error ficticio es colocado entre el DBP de dos puertos y el reflectómetro perfecto. Este adaptador de error contiene los seis términos de error para la dirección hacia adelante.

La figura 11 muestra la configuración de la conexión del ARV en la medición hacia adelante, la ubicación del adaptador de error ficticio y se muestra a nivel de diagrama de flujo el modelo de error de 12 términos en la posición hacia adelante, es decir los seis términos de error presentes en esta dirección:

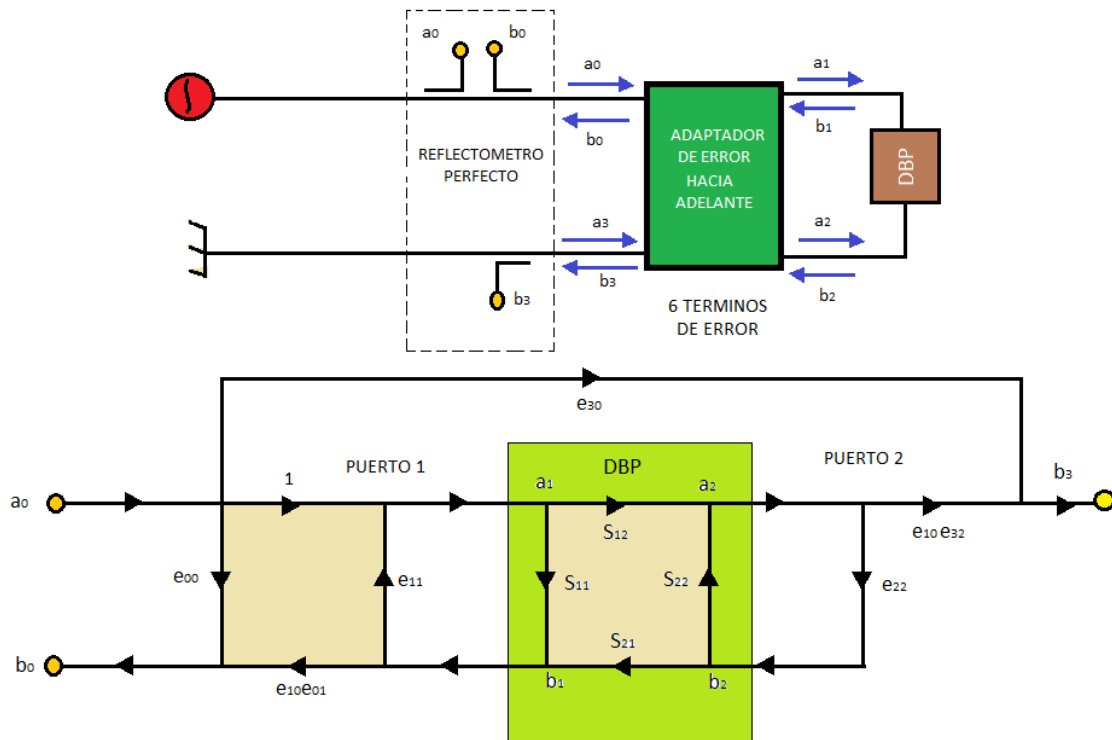


Figura 11. Configuración del analizador de redes en la posición hacia adelante y diagrama de flujo mostrando los términos de error en el modelo de 12 términos (solamente seis de éstos en esta dirección).

- e_{00} : Directividad
- e_{11} : Adaptación en el puerto 1
- $e_{10}e_{01}$: Respuesta en frecuencia para mediciones en reflexión
- $e_{10}e_{32}$: Respuesta en frecuencia para mediciones en transmisión
- e_{22} : Adaptación en el puerto 2
- e_{30} : Fuga entre puertos

Si del diagrama de flujo mostrado en la figura 11 se resuelve para los parámetros de dispersión medidos con el interruptor en esta posición (en la dirección hacia adelante se miden los parámetros de dispersión S_{11} , coeficiente de reflexión en el puerto 1 y S_{21} coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2), se tiene:

$$S_{11M} = \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + (e_{10}e_{01}) \frac{S_{11} - e_{22}\Delta s}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta s} \quad (26)$$

$$S_{21M} = \frac{b_3}{a_0} = e_{30} + (e_{10}e_{32}) \frac{S_{21}}{1 - e_{11}S_{11} - e_{22}S_{22} + e_{11}e_{22}\Delta s} \quad (27)$$

donde $\Delta s = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

En la dirección hacia atrás se realizan las mismas mediciones que se realizan en la dirección hacia adelante, sin embargo éstas brindan distinta información, pues el interruptor cambia el sentido de las mediciones. Así se tienen las siguientes mediciones en la dirección hacia atrás:

- e'_{33} : Directividad
- e'_{11} : Adaptación en el puerto 1
- $e'_{23}e'_{32}$: Respuesta en frecuencia para mediciones en reflexión
- $e_{10}e_{32}$: Respuesta en frecuencia para mediciones en transmisión
- e'_{22} : Adaptación en el puerto 2
- e'_{03} : Fuga entre puertos

La figura 12 muestra la configuración de la conexión del ARV en la medición hacia atrás, se muestra la ubicación del adaptador de error ficticio y se muestra a nivel de diagrama de flujo el modelo de error de 12 términos en la posición hacia atrás, es decir los seis términos de error presentes en esta dirección.

Así, tal como se mostró para el caso de la dirección hacia adelante, del diagrama de flujo mostrado en la figura 12 se resuelve para los parámetros de dispersión medidos con el interruptor en esta posición se tiene:

$$S_{22M} = \frac{b'_3}{a'_3} = e'_{33} + (e'_{23}e'_{32}) \frac{S_{22} - e'_{11}\Delta s}{1 - e'_{11}S_{11} - e'_{22}S_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta s} \quad (28)$$

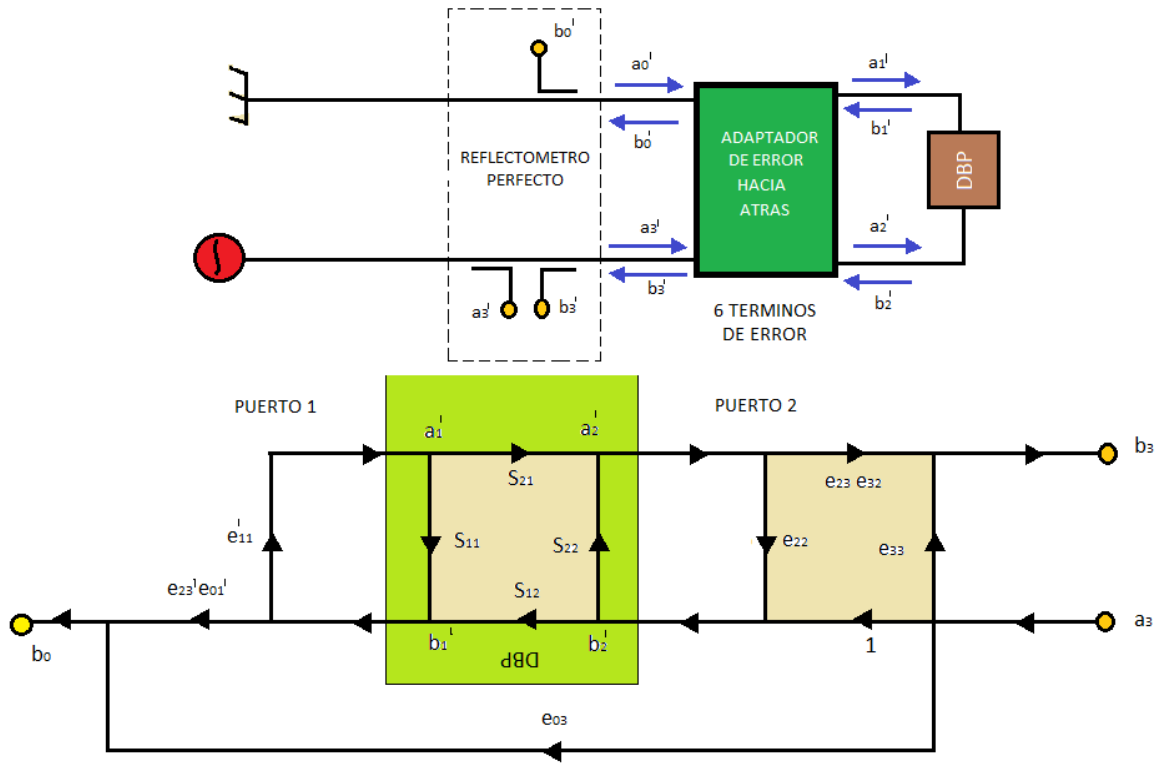


Figura 12. Configuración del analizador de redes en la posición hacia adelante y diagrama de flujo mostrando los términos de error en el modelo de 12 términos (solamente seis de éstos en esta dirección).

$$S_{12M} = \frac{b_0'}{a_3'} = e_{03}' + (e_{23}'e_{01}') \frac{S_{12}}{1 - e_{11}'S_{11} - e_{22}'S_{22} + e_{11}'e_{22}'\Delta s} \quad (29)$$

donde $\Delta s = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

La combinación de las mediciones en dirección hacia adelante y hacia atrás generan cuatro ecuaciones que contienen los cuatro parámetros de dispersión del dispositivo bajo prueba, DBP, y los 12 términos de error. Si mediante algún algoritmo es posible conocer los 12 términos de error, se pueden calcular los parámetros S del DBP (Rehnmark, 1974; Fitzpatrick, 1978).

3.3.4 Modelo de 8 términos de error: *Modelo de dos puertos en modo de autocalibración*

El modelo de ocho términos de error puede ser deducido a partir del modelo de doce términos. Primeramente se asume que los errores debidos al aislamiento entre puertos pueden ser calculados en un paso distinto a la calibración. La misma consideración se hace con los errores debidos a las no idealidades del interruptor, se asume que éste es perfecto y que la adaptación en los puertos del ARV no cambia cada vez que el interruptor cambia de posición de la dirección hacia adelante y hacia atrás. Esta suposición es válida cuando se cuenta con un ARV con 4 canales de medición y que todos están del lado del DBP. En la sección 3.3.6 se muestra la manera en que los efectos del conmutador son removidos previos a la calibración.

El modelo de 8 términos de error o de dos puertos en modo de autocalibración es el utilizado por técnicas de calibración de dos puertos avanzadas; ejemplo de éstas son las técnicas TRL, TRM, TRRM, TAR y TSD. En este modelo se separa el adaptador de error en dos adaptadores distintos A y B, cada uno en cascada con uno de los dos puertos. La figura 14 muestra la ubicación de las cajas de error ficticias en el modelo de 8 términos.

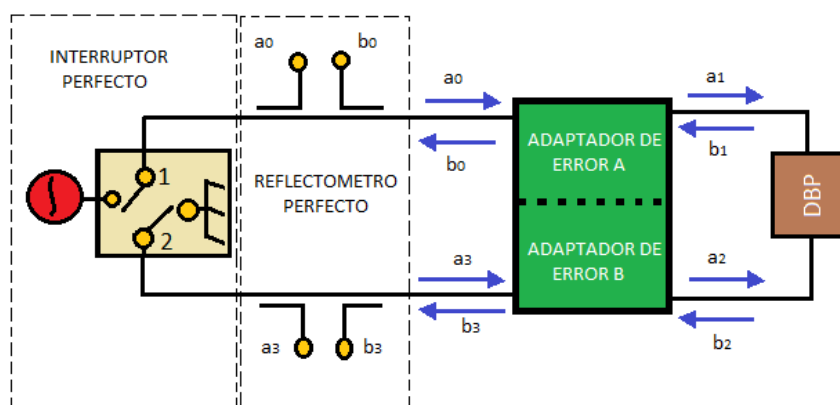


Figura 13. Adaptadores de error para el modelo de dos puertos en el modo de autocalibración.

Además, dado que se tienen dos adaptadores distintos, el diagrama de flujo que describe a esta nueva red es distinto al diagrama de flujo que describe el modelo de 12 términos. Como se

puede apreciar en la figura 14, en el diagrama de flujo correspondiente al modelo de 8 términos de error; se observa que hay una caja de error con cuatro términos distintos de cada lado del DBP.

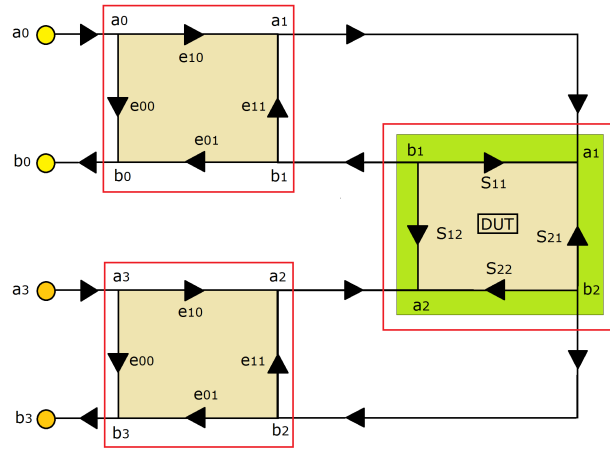


Figura 14. Diagrama de flujo del modelo de error de dos puertos de 8 términos.

En un analizador de redes se tienen mediciones de relaciones de potencias. Así mismo, si se analizan los parámetros de dispersión como una relación de estos, el número de términos de error se reduce a siete dado que los términos pueden ser normalizados (Ferrero y Pissani, 1992; Eul y Schiek, 1991; Barr y Pervere, 1989). Lo anterior reduce el número de ecuaciones linealmente independientes requeridas para encontrar todos los términos de error a siete. Matemáticamente la autocalibración es mucho más compleja que la calibración estándar, por lo que el análisis de estos algoritmos en función de parámetros S no es el más utilizado; en este análisis se utilizan parámetros T, R o ABCD, parámetros que pueden ser multiplicados en cascada (López Gutiérrez, 1996).

3.3.5 Modelo de 16 términos de error

En el modelo de 16 términos no se hacen las suposiciones que se hacen en el modelo de 8 términos de error acerca de las fugas entre los diferentes puertos o puntos de medida.

Estos términos de fuga añaden 8 términos adicionales al modelo. No solamente se añade el término de fuga de un puerto a otro, sino el término de fuga en el interruptor, las señales que se reflejan en el DBP y que se fugan en la transmisión entre los puertos, inductancias en modo común y otras fugas en el sistema. En un sistema coaxial o de guías de onda, si se asume que el interruptor tiene un alto aislamiento estos errores son pequeños. Pero en un ambiente en bases de pruebas o en mediciones en oblea estos errores pueden ser mucho más grandes. En un sistema de medición en oblea es importante que los términos de error no cambien cada vez que las puntas de prueba son movidas al rededor de un circuito. Si los términos de error cambian, el modelo de 16 términos de error también cambiará y la precisión se reducirá. Una vez más, en este modelo, los términos de error pueden ser normalizados de tal forma que formando relaciones entre términos la cantidad de estos pueda reducirse a quince.

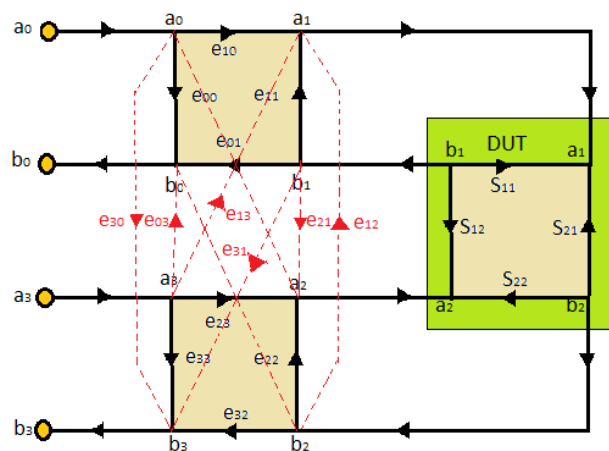


Figura 15. Diagrama de flujo del modelo de error de dos puertos de 16 términos.

La solución del modelo de 16 términos se hace de una forma parecida a la que se realiza en el modelo de 8 términos de error. En el modelo de 16 términos, sin embargo se tendrán 15 ecuaciones linealmente independientes, y aunque es mucho más compleja la solución a este modelo, el enfoque es el mismo.

3.3.6 Errores de conmutación

El objeto de este trabajo es el estudio de la técnica de calibración *Line-Reflect-Reflect-Match* (LRRM), la cual utiliza el modelo de error de 8 términos del analizador de redes, descrito en la sección 3.3. Este modelo de error se deriva del modelo de error de 12 términos. Primeramente se asume que los errores debidos a las fugas entre puertos son cero o que éstos pueden ser corregidos en un paso diferente a esta calibración. En seguida se asume que se cuenta para la medición con un conmutador perfecto y que no cambia la adaptación del analizador de redes cuando éste cambia de dirección de la posición hacia adelante (*forward*) a la posición hacia atrás (*reverse*). De esta manera es posible analizar las contribuciones del conmutador mediante un proceso matemático (Rytting, 2004). En esta sección se muestra el proceso matemático usado para remover los errores introducidos por el conmutador (*switching errors*).

Si se sabe que los canales de medición se encuentran del lado del *switch* correspondiente al DBP es posible conocer las señales incidentes y reflejadas del switch. De esta forma es posible utilizar reflectómetros para medir la reflexión y la transmisión del conmutador y de forma efectiva remover los efectos de éste del sistema de medición (Rytting, 2004; Strid y Davidson, 1997).

Matemáticamente, los parámetros de dispersión del sistema generan cuatro ecuaciones, dos cuando el interruptor se encuentra en la posición hacia adelante y dos cuando éste se encuentra en dirección hacia atrás. Estas cuatro ecuaciones pueden ser resueltas para los cuatro parámetros de dispersión medidos.

Los parámetros de dispersión de un DBP se miden por potencias incidentes y reflejadas cuando uno de los puertos del analizador de redes se encuentra terminado en una impedancia igual a la impedancia del sistema, Z_0 y el otro de los puertos se encuentra conectado a la fuente de RF.

- La medición de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} se hace cuando el interruptor está colocado en la posición hacia adelante, es decir, que la señal es llevada de la fuente hacia

el puerto uno y que el puerto dos es cargado con una impedancia igual a la impedancia del sistema, Z_0 . En la figura 16 se observa de forma gráfica las potencias asociadas durante el proceso de medición hacia adelante.

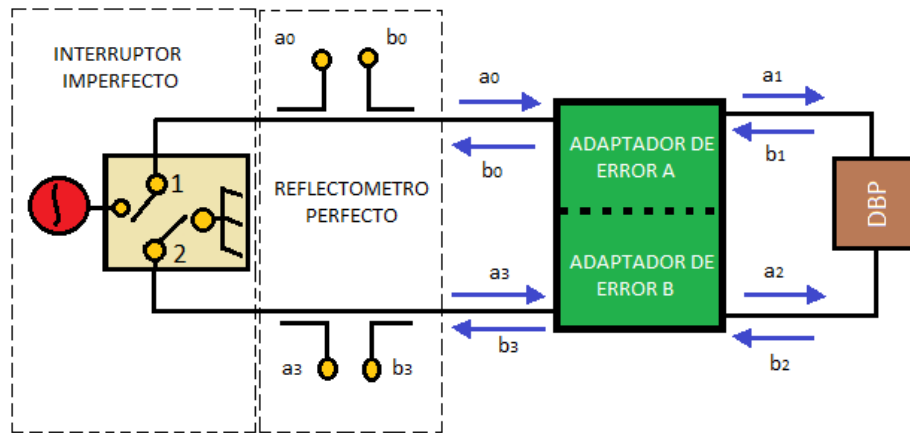


Figura 16. Ilustración de la conexión del ARV para la corrección de los errores de conmutación (*switching errors*) en dirección hacia adelante (*forward*).

Bajo estas condiciones se miden las potencias incidentes y reflejadas a_0 , b_0 , a_3 , b_3 . Cuando el interruptor se encuentra en esta posición el sistema realiza la medición de los parámetros de dispersión del DBP. Estos parámetros de dispersión expresados como función de las potencias medidas se muestran en las ecuaciones (30) y (31).

$$b_0 = S_{11_m} a_0 + S_{12_m} a_3 \quad (30)$$

$$b_3 = S_{21_m} a_0 + S_{22_m} a_3 \quad (31)$$

o bien, en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11_m} & S_{12_m} \\ S_{21_m} & S_{22_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (32)$$

- Por otro lado, la medición de los parámetros de dispersión S_{22} y S_{12} se hace cuando el interruptor está colocado en la posición hacia atrás, es decir, que la señal es llevada de la fuente hacia el puerto dos y que el puerto uno es cargado con una impedancia igual a la impedancia del sistema, Z_0 . En la figura 17 se observa de forma gráfica las potencias asociadas durante el proceso de medición hacia atrás.

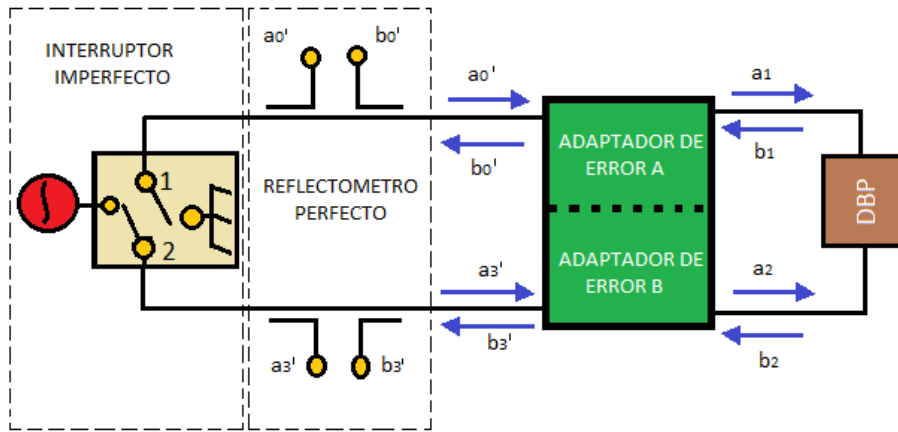


Figura 17. Ilustración de la conexión del ARV para la corrección de los errores de conmutación (*switching errors*) en dirección hacia atrás (*reverse*).

Bajo estas condiciones se miden las potencias incidentes y reflejadas a_0' , b_0' , a_3' , b_3' . Cuando el interruptor se encuentra en esta posición el sistema realiza la medición de los parámetros de dispersión del DBP. Estos parámetros de dispersión expresados como función de las potencias medidas se muestran en las ecuaciones (33) y (34).

$$b_0' = S_{11_m} a_0' + S_{12_m} a_3' \quad (33)$$

$$b_3' = S_{21_m} a_0' + S_{22_m} a_3' \quad (34)$$

o bien, en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11_m} & S_{12_m} \\ S_{21_m} & S_{22_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Es evidente que si se combinan las ecuaciones (32) y (35), dado que los parámetros de dispersión medidos (después de la corrección de los errores de conmutación) son función de las potencias medidas ambos sentidos (datos crudos o sin corregir), es posible escribir un sistema general de ecuaciones como el que sigue:

$$\begin{bmatrix} b_0 & b_0 \\ b_3 & b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11_m} & S_{12_m} \\ S_{21_m} & S_{22_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 & a_0 \\ a_3 & a_3 \end{bmatrix} \quad (36)$$

donde los parámetros de dispersión escritos como S_{11_m} , S_{12_m} , S_{21_m} y S_{22_m} , representan a los parámetros de dispersión que se desea conocer, esto es, una vez que los errores introducidos por el interruptor se han eliminado.

Así, las ecuaciones (37) y (38) permiten calcular los parámetros S de un dispositivo, DBP, aún cuando el sistema no esté terminado en una impedancia Z_0 , removiendo los efectos del interruptor. A los datos derivados de la medición de las potencias en el acoplador sin la corrección de los errores del interruptor se les conoce como datos crudos (*raw data*).

$$\begin{bmatrix} S_{11_m} & S_{12_m} \\ S_{21_m} & S_{22_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 & b_0 \\ b_3 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 & a_0 \\ a_3 & a_3 \end{bmatrix}^{-1} \quad (37)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11_m} & S_{12_m} \\ S_{21_m} & S_{22_m} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_0 a_3 - a_0' a_3'} \begin{bmatrix} b_0 & b_0 \\ b_3 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_3 & -a_0' \\ -a_3 & a_0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Desarrollando la operación matricial mostrada en la ecuación (38) y comparando término a término ambos lados de la ecuación se tienen los siguientes resultados para el cálculo de los parámetros de dispersión libres de errores de conmutación.

- De la medición hacia adelante se tiene:

$$S_{11m} = \frac{\frac{b_0}{a_0} - \frac{b'_0}{a'_3} \frac{a_3}{a_0}}{1 - \frac{b_3}{a_0} \frac{b'_0}{a'_3} \frac{a'_0}{b'_0} \frac{a_3}{b_3}} = \frac{S_{11raw} - S_{12raw} S_{21raw} \Gamma_2}{1 - S_{12raw} S_{21raw} \Gamma_1 \Gamma_2} \quad (39)$$

$$S_{21m} = \frac{\frac{b_3}{a_0} - \frac{b'_3}{a'_3} \frac{a_3}{a_0}}{1 - \frac{b_3}{a_0} \frac{b'_0}{a'_3} \frac{a'_0}{b'_0} \frac{a_3}{b_3}} = \frac{S_{21raw} - S_{22raw} S_{21raw} \Gamma_2}{1 - S_{12raw} S_{21raw} \Gamma_1 \Gamma_2} \quad (40)$$

- y de la medición hacia atrás se tiene:

$$S_{22m} = \frac{\frac{b'_3}{a'_3} - \frac{b_3}{a_0} \frac{a'_0}{a'_3}}{1 - \frac{b_3}{a_0} \frac{b'_0}{a'_3} \frac{a'_0}{b'_0} \frac{a_3}{b_3}} = \frac{S_{22raw} - S_{21raw} S_{12raw} \Gamma_1}{1 - S_{12raw} S_{21raw} \Gamma_1 \Gamma_2} \quad (41)$$

$$S_{12m} = \frac{\frac{b'_0}{a'_3} - \frac{b_0}{a_0} \frac{a'_0}{a'_3}}{1 - \frac{b_3}{a_0} \frac{b'_0}{a'_3} \frac{a'_0}{b'_0} \frac{a_3}{b_3}} = \frac{S_{12raw} - S_{11raw} S_{12raw} \Gamma_1}{1 - S_{12raw} S_{21raw} \Gamma_1 \Gamma_2} \quad (42)$$

donde:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{a'_0}{b'_0} \\ \Gamma_2 &= \frac{a_3}{b_3} \end{aligned}$$

De esta forma, basándose en las ecuaciones (39)-(42), es fácil notar que para realizar la corrección de los errores de conmutación es necesario conocer las potencias medidas en las direcciones hacia adelante y hacia atrás. En la dirección hacia adelante miden cuatro potencias, a_0 , b_0 , a_3 , b_3 , mientras que en la dirección hacia atrás se miden otras cuatro: a'_0 , b'_0 , a'_3 , b'_3 .

Además, la exactitud del analizador de redes mejora cuando se miden las relaciones de potencias de las señales. De esta forma es posible reducir el número de mediciones de ocho a seis: $\frac{b_0}{a_0}$, $\frac{b_3}{a_0}$, $\frac{b'_0}{a'_3}$, Γ_1 , Γ_2 y dado que las mediciones correspondientes a los coeficiente de reflexión, Γ_1 , Γ_2 son independientes del dispositivo bajo prueba solamente es necesario medirlos una vez utilizando la medición del thru (Zúñiga Juárez, 2011).

3.4 Resumen del capítulo

En este capítulo se analizaron las principales características, ventajas y desventajas de las técnicas de calibración más utilizadas para calibrar el analizador de redes vectorial, así como los modelos de error en que éstas se basan.

Tabla 1. Tabla comparativa de las técnicas de calibración más utilizadas.

Técnica	Definición	Ventaja	Desventaja	Restricciones	Otras Características
SOLT	Short-Open-Load-Thru	Disponible en todos los ARV	Demasiado dependiente de la calidad de sus estándares	Cuatro estándares conocidos	$Z_{ref} = Z_0$
SOLR	Short-Open-Load-Reciprocal	Permite no conocer la línea (<i>thru</i>)	Depende de la calidad de tres de sus estándares	Tres estándares conocidos	Conocida como SOLT con <i>thru</i> desconocido
TRL/LRL	Thru/Line-Reflect-Line	Cálculo automático de γ	Compromiso entre ancho de banda y número de estándares	Dos cargas reflectoras idénticas	$Z_{ref} = Z_L$
TRM/LRM	Thru/Line-Reflect-Match	Ancho de banda amplio	Impedancia de referencia dependiente de la frecuencia	Dos pares de cargas idénticas	Patentada. Utiliza dos <i>match</i> iguales
TRRM/LRRM	Thru/Line-Reflect-Reflect-Match	Solamente una carga adaptada	Dependiente del conocimiento de la línea (<i>thru</i>)	Dos pares de cargas idénticas	Patentada. Corrige la inductancia.

Capítulo 4

Técnica de Calibración Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)

En este capítulo se realiza un estudio detallado de la técnica de calibración para el analizador de redes vectorial Line-Reflect-Reflect-Match con corrección automática de la inductancia de la carga. Se describe de manera detallada el algoritmo matemático de la implementación de esta técnica, patentado por la empresa *Cascade Microtech*, (eLRRM). Además se analizan las posibles limitaciones de esta técnica cuando se utiliza como estándar de calibración una línea de longitud eléctrica grande (mayor a 1ps) y cuando la reactancia inductiva del estándar utilizado como carga (*match*) es de un valor importante.

Además se muestra el desarrollo matemático de un algoritmo alternativo propuesto para la técnica de calibración LRRM, el cual permite el cálculo automático de los planos de referencia sin el el previo conocimiento de las características de propagación de la línea.

4.1 Introducción

Durante más de una década la técnica de calibración para el analizador de redes LRRM con extracción automática de la inductancia de la carga ha sido considerada como una de las herramientas más confiables en el campo de las mediciones a nivel de oblea; una de las razones de esto es su poca sensibilidad a los errores en el posicionamiento de las puntas de prueba, los cuales son inherentes cuando se realizan mediciones a frecuencias

de microondas (Hayden, 2006).

Desde el punto de vista de los estándares utilizados y comparada con algunos tipos de técnicas de calibración populares, por ejemplo la técnica TRL/LRL (*Thru/Line-Reflect-Line*), la técnica SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) o la técnica TRM/LRM (*Thru/Line-Reflect-Match*) se pueden mencionar varias ventajas de la técnica LRRM:

- Comparada con la técnica TRL, la técnica de calibración LRRM tiene la ventaja de utilizar solamente estándares con dimensiones fijas, es decir que no se requiere posicionar las puntas de prueba para distintas longitudes de líneas de transmisión.
- En la técnica de calibración SOLT y en la técnica de calibración LRRM se utiliza el mismo conjunto de estándares: una conexión directa entre puertos, dos cargas reflectoras (un corto circuito y un circuito abierto) y una carga no reflectora (*match*), sin embargo en la técnica de calibración LRRM el previo conocimiento del comportamiento eléctrica de los estándares es mucho menor al que se tiene como requerimiento para la técnica SOLT, pues solamente es necesario conocer la línea de transmisión y la resistencia de la carga adaptada.
- Las técnicas LRRM y LRM tienen muchas similitudes, tanto en la teoría en la que se basan su algoritmos como en los estándares que utilizan, de hecho se puede decir que la técnica de calibración LRM es un caso especial de la técnica de calibración LRRM en el cual se utiliza a la carga (*match*) como uno de los elementos reflectores (Davidson y Jones, 1990). Sin embargo, una de las ventajas más importantes de la técnica LRRM, desde el punto de vista de los estándares utilizados en ambas técnicas, es el hecho de que para la técnica de calibración LRM se debe cumplir que el *match* utilizado como estándar sea el mismo en los dos puertos, lo cual no es tan sencillo de lograr mediante en proceso de construcción

del kit de calibración; esto no ocurre para la técnica de calibración LRRM, pues en ésta solamente se necesita medir esta carga no reflectora en un puerto para completar la calibración (Qian y Melde, 2007; Safwat y Hayden, 2001, 2002).

La manera más común en la que se realiza la técnica de calibración LRRM consiste en utilizar estándares del tipo de impedancia en sustrato (ISS, de inglés *Impedance Standard Substrates*) que se posicionan de tal manera que sea posible realizar mediciones usando las puntas de prueba en una posición fija. Por lo regular se procura que la línea usada como estándar (o *thru*) sea eléctricamente corta y que tanto las cargas reflectoras (*reflects*) como la carga no reflectora (*match*) sean colocadas en las puntas de prueba. La figura 18 muestra la configuración típica para la realización de una medición en el analizador de redes vectorial correspondiente a la técnica de calibración LRRM. Los estándares son: una línea de transmisión corta (aproximadamente de 1ps de longitud), dos circuitos abiertos (*open*), dos cortos circuitos (*short*) y una carga no reflectora (*match*).

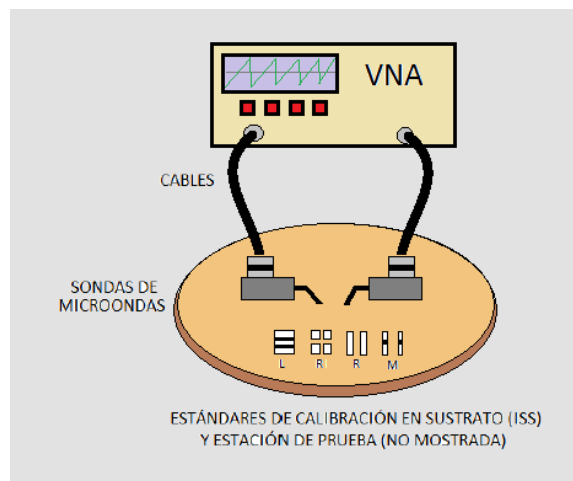


Figura 18. Configuración típica de un esquema de medición del analizador de redes vectorial usando la técnica de calibración LRRM.

El hecho de que la línea de transmisión utilizada como estándar se trate de mantener

lo mayormente más corta posible ayuda de manera considerable a que los efectos de no tener una línea ideal sean minimizados. Además, el tener la configuración mostrada en la figura 18 contribuye a que sea posible la automatización de la calibración, pues solamente son necesarios movimientos en los substratos, esto involucra que se tenga un mayor grado de repetibilidad en las mediciones pues no es necesario hacer cambios en el posicionamiento de las puntas de prueba (Hayden, 2006).

4.2 Algoritmo de *Cascade Microtech* para la técnica de calibración LRRM

A medida que la frecuencia de análisis aumenta, factores como la longitud eléctrica y la reactancia inductiva de los estándares de calibración utilizados, cobran una mayor importancia hasta un punto en que sus efectos dejan de ser despreciables; esto representa un desplazamiento considerable en las mediciones realizadas (Davidson y Jones, 1990; Hayden, 2006).

4.2.1 Descripción del algoritmo

El algoritmo seguido para la implementación de la técnica de calibración LRRM utilizado en este trabajo de tesis, y llamado eLRRM (del inglés *enhanced Line-Reflect-Reflect-Match*) representa una considerable mejora en el manejo de líneas de transmisión utilizadas como estándares de longitud eléctrica arbitraria. Esto aunado al hecho inminente de que utiliza un algoritmo robusto para la extracción del valor de la inductancia. Estas propiedades del algoritmo implica también un mayor conocimiento *a priori* del comportamiento, o al menos una aproximación de éste, de los estándares utilizados en la calibración (Hayden, 2006).

La precisión de un analizador de redes se mejora cuando se calibra el equipo de medición; una de las maneras más populares de llevar a cabo esto es mediante el uso de la técnica SOLT, sin embargo depende en gran medida del conocimiento completo de los estándares de calibración, por lo que recientemente se han propuesto otros tipos de técnicas de calibración más avanzadas, en las que es posible realizar la calibración mediante el conocimiento parcial de algunos de los estándares. El algoritmo para la implementación de la técnica de calibración LRRM mostrado en esta sección se basa en el modelo de 8 términos de error. Además es sabido que solamente es necesario calcular siete de los ocho términos de error para lograr una corrección de los parámetros S de algún dispositivo, pues para dispositivos con comportamiento lineal no es necesario conocer de forma completa la amplitud y la fase de las ondas incidentes y reflejadas, solamente sus relaciones (Eul y Schiek, 1988). La medición de la línea, *thru* (y el conocimiento de su comportamiento eléctrico), genera cuatro de las siete ecuaciones a resolver, cada par de elementos reflectores, *reflects*, generan dos ecuaciones más, y finalmente se completa el sistema de siete ecuaciones con la generada mediante la medición del estándar utilizado como carga no reflectora, *match*. Este algoritmo matemático es descrito utilizando parámetros de cadena de voltaje-corriente, ABCD; este tipo de representación facilita la multiplicación de bipuertos en cascada (Hayden, 2006).

Así, el objetivo de cualquier técnica de calibración es, mediante la medición de un conjunto de estándares y de la implementación de algoritmos matemáticos, encontrar los términos de error fuera de los planos de referencia de la calibración. El primer problema a resolver entonces es establecer de forma correcta los planos de referencia de la calibración (Davidson y Strid, 1989; Jones y Strid, 1987). Por lo tanto el principal objetivo de la técnica de calibración LRRM es calcular los términos de error E_x y E_y mostrados en la figura 19. Así, es posible tomar mediciones de datos *crudos* (*raw*

data) o no calibrados, y extraer mediante la ejecución del correspondiente algoritmo el comportamiento de un dispositivo bajo prueba (DBP). En la figura 19 se muestran de forma gráfica los planos de referencia de la calibración cuando ésta se refiere al centro del estándar utilizado como línea (*thru*) y cuando se refieren estos a las puntas de prueba.

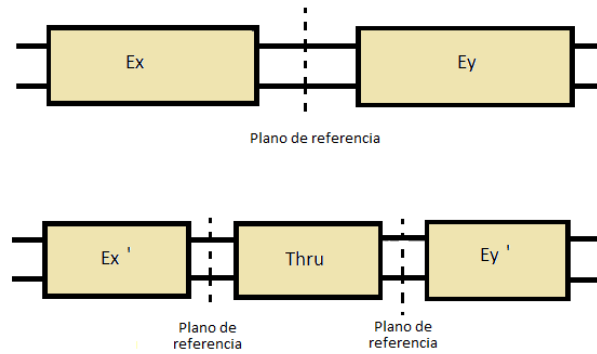


Figura 19. Modelo de error de ocho términos para el plano de referencia en el centro de la línea (*Thru*) y en las puntas de prueba.

4.2.2 Uso de la medición de la línea (*thru*)

La técnica de calibración LRRM tiene como propósito conocer los términos de error hasta las puntas de prueba, así que el algoritmo presentado inicia resolviendo las ecuaciones para encontrar los términos de error de hasta el centro de la línea y posteriormente mover este plano de referencia hasta las puntas de prueba utilizando el previo conocimiento de este estándar (ver figura 19).

La medición del *thru* se representa en la ecuación (43). Es el caso en el que ambos puertos del analizador de redes se encuentran conectados; cuando se tiene una línea de transmisión entre éstos, las matrices E_X y E_Y incluyen a la matriz ABCD correspondiente a la mitad de esta línea la cual debe ser removida al final de la calibración para dejar la calibración referida a los planos de las puntas de prueba.

$$E_{MT} = E_X E_Y \quad (43)$$

Resolviendo de la ecuación (43) para la matriz de la caja de error Y se tiene:

$$E_Y = [E_X]^{-1} E_{MT} \quad (44)$$

La matriz de error X, E_X , y su matriz inversa se representan como se muestra en las ecuaciones (45) y (46):

$$E_X = \begin{bmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$E_X^{-1} = \frac{1}{\Delta E_X} \begin{bmatrix} D_X & -B_X \\ -C_X & A_X \end{bmatrix} \quad (46)$$

donde $\Delta E_X = \det(E_X)$ y donde la matriz obtenida de la medición del *thru* se representa como:

$$E_{MT} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Así que combinando las ecuaciones (44), (46) y (47) y una vez calculados los valores de la matriz de error E_X ¹, utilizando la medición del *thru* es posible obtener la matriz de error E_Y en función de la medición del *thru* y de los elementos de la matriz de error X, como se muestra en la siguiente ecuación:

¹La matriz E_X se calcula combinando la medición de la línea y los dos *reflects*, como se describe en la sección 4.2.3

$$E_Y = \frac{1}{\Delta E_X} \begin{bmatrix} D_X & -B_X \\ -C_X & A_X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \quad (48)$$

Desarrollando la ecuación (48) se obtiene:

$$E_Y = \begin{bmatrix} \frac{t_{11}D_X - t_{21}B_X}{\Delta E_X} & \frac{t_{12}D_X - t_{22}B_X}{\Delta E_X} \\ \frac{-t_{11}C_X + t_{21}A_X}{\Delta E_X} & \frac{-t_{12}C_X + t_{22}A_X}{\Delta E_X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_Y & B_Y \\ C_Y & D_Y \end{bmatrix} \quad (49)$$

e igualando término a término se tiene que cada elemento de la matriz E_Y se puede escribir como:

$$A_Y = D_X \frac{t_{11} - t_{21} \frac{B_X}{D_X}}{\Delta E_X} = D_X \frac{t_{11} - t_{21} \overline{B_X}}{\Delta E_X} \quad (50)$$

$$B_Y = D_X \frac{t_{12} - t_{22} \frac{B_X}{D_X}}{\Delta E_X} = D_X \frac{t_{12} - t_{22} \overline{B_X}}{\Delta E_X} \quad (51)$$

$$C_Y = D_X \frac{-t_{11} \frac{C_X}{D_X} + t_{21} \frac{A_X}{D_X}}{\Delta E_X} = D_X \frac{-t_{11} \overline{C_X} + t_{21} \overline{A_X}}{\Delta E_X} \quad (52)$$

$$D_Y = D_X \frac{-t_{12} \frac{C_X}{D_X} + t_{22} \frac{A_X}{D_X}}{\Delta E_X} = D_X \frac{-t_{12} \overline{C_X} + t_{22} \overline{A_X}}{\Delta E_X} \quad (53)$$

así, la matriz de error Y, E_Y , se puede reescribir de la siguiente manera:

$$E_Y = D_Y \begin{bmatrix} \frac{A_Y}{D_Y} & \frac{B_Y}{D_Y} \\ \frac{B_Y}{D_Y} & \frac{D_Y}{D_Y} \end{bmatrix} = D_Y \begin{bmatrix} \overline{A_Y} & \overline{B_Y} \\ \overline{C_Y} & 1 \end{bmatrix} \quad (54)$$

Hasta este punto se tiene una relación directa de los términos de error de las dos matrices de error, es decir se han relacionado, por medio de la medición del *thru*, a los términos de la caja de error Y con los de la caja de error X.

4.2.3 Uso de la medición de las dos cargas reflectoras (*reflects*)

En esta sección se analizan las contribuciones matemáticas de la medición de los dos estándares utilizados como *reflect* en el proceso de calibración (ver figura 20).

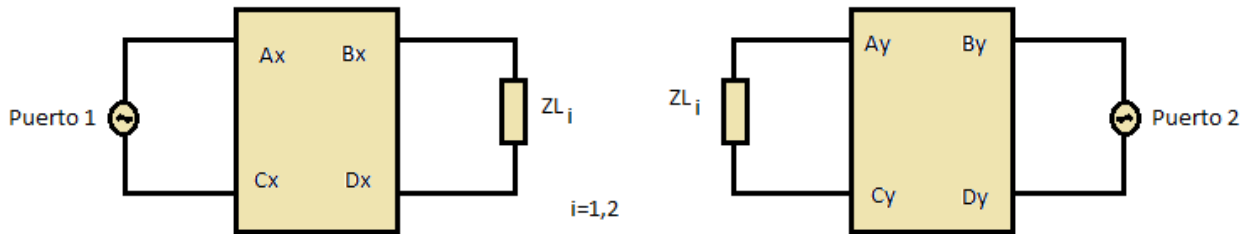


Figura 20. Medición de las cargas reflectoras como cargas con impedancias Z_{Li} , $i=1,2$, en los puertos del analizador de redes.

El proceso de medición de una carga con impedancia Z_{L1} en el puerto 1 del analizador de redes está representado matricialmente como:

$$M_{R1} = \begin{bmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{L1}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_X + \frac{B_X}{Z_{L1}} & B_X \\ C_X + \frac{D_X}{Z_{L1}} & D_X \end{bmatrix} \quad (55)$$

por lo que la impedancia vista desde el puerto 1 del analizador de redes cuando a éste le es conectado una carga con impedancia Z_{L1} se puede definir como se muestra en la ecuación (56):

$$Z_{mv1} = \frac{A_X Z_{L1} + B_X}{C_X Z_{L1} + D_X} = \frac{A_X + \frac{B_X}{Z_{L1}}}{C_X + \frac{D_X}{Z_{L1}}} \quad (56)$$

Así, siguiendo el mismo procedimiento para el puerto 2 se tiene que la impedancia vista desde este puerto cuando le es conectada una carga con impedancia Z_{L1} está dada como se expresa en la ecuación (57):

$$Z_{mv2} = \frac{D_Y Z_{L1} + B_Y}{C_Y Z_{L1} + A_Y} = \frac{D_Y + \frac{B_Y}{Z_{L1}}}{C_Y + \frac{A_Y}{Z_{L1}}} \quad (57)$$

donde si se define a la admitancia de la carga conectada al puerto 1 como $Y_{L1} = 1/Z_{L1}$ y si se dividen los elementos de la ecuación (56) por D_X y a los elementos de la ecuación (57) por D_Y se puede expresar a Z_{mv1} y a Z_{mv2} de la siguiente forma:

$$Z_{mv1} = \frac{\overline{A_X} + Y_{L1} \overline{B_X}}{\overline{C_X} + Y_{L1}} \quad (58)$$

$$Z_{mv2} = \frac{\overline{D_Y} + Y_{L1} \overline{B_Y}}{\overline{C_Y} + Y_{L1} \overline{A_Y}} \quad (59)$$

Se tienen hasta este punto dos ecuaciones que relacionan las impedancias medidas, Z_{mv1} y Z_{mv2} , con una carga con impedancia Z_{L1} conectada a los puertos 1 y 2, respectivamente, por medio de los elementos de las matrices de error E_X y E_Y .

Una de las hipótesis en las que se sustenta el algoritmo de la técnica de calibración LRRM es que la impedancia (y por lo tanto la admitancia) de las cargas reflectoras conectadas en ambos puertos durante la medición es idéntica, por lo que utilizando el resultado encontrado en las ecuaciones (58) y (59) y despejando de éstas a la admitancia Y_{L1} obtenemos que, en función de la medición en el puerto 1, la admitancia de la primera carga reflectora se puede expresar como:

$$Y_{L1} = \frac{Z_{mv1} \overline{C_X} - \overline{A_X}}{\overline{B_X} + Z_{mv1} \overline{D_X}} \quad (60)$$

y en función de la medición del puerto 2 como:

$$Y_{L1} = \frac{Z_{mv2} \overline{C_Y} - \overline{D_Y}}{\overline{B_Y} + Z_{mv2} \overline{A_Y}} \quad (61)$$

De la teoría de la técnica de calibración LRRM es sabido que es necesario conectar dos pares de cargas reflectoras, un par de circuitos abiertos (*open*) y un par de cortos circuitos (*short*). Así que es necesario conectar además de una carga reflectora con impedancia Z_{L1} , una segunda carga reflectora con impedancia Z_{L2} cuyo coeficiente de reflexión asociado sea aproximadamente de igual magnitud que el asociado a Z_{L1} , pero cuya fase sea el inverso aditivo de la fase del coeficiente de reflexión asociado a Z_{L1} .

Para una carga reflectora con impedancia Z_{L2} el desarrollo de las ecuaciones que relacionan a su impedancia (o a su admitancia) con la impedancia medida en ambos puertos es igual al proceso realizado con el primer elemento reflector.

Las ecuaciones (62) y (63) describen a la impedancia medida en los puertos 1 y 2 de analizador de redes cuando se le conecta a estos una carga reflectora con admitancia Y_{L2} :

$$Z_{m\mu 1} = \frac{\overline{A_X} + Y_{L2}\overline{B_X}}{\overline{C_X} + Y_{L2}} \quad (62)$$

$$Z_{m\mu 2} = \frac{\overline{D_Y} + Y_{L2}\overline{B_Y}}{\overline{C_Y} + Y_{L2}A_Y} \quad (63)$$

Despejando de las dos ecuaciones anteriores a la admitancia Y_{L2} la cual, según los requerimientos de la teoría de la técnica de calibración LRRM debe ser igual para los dos puertos durante el proceso de medición, se tienen las ecuaciones (64) y (65), para relacionar la admitancia Y_{L2} y la impedancia medida en el puerto 1:

$$Y_{L2} = \frac{Z_{m\mu 1}\overline{C_X} - \overline{A_X}}{\overline{B_X} + Z_{m\mu 1}\overline{D_X}} \quad (64)$$

y en función de la medición del puerto 2 como:

$$Y_{L2} = \frac{Z_{m\mu 2} \overline{C_Y} - \overline{D_Y}}{\overline{B_Y} + Z_{m\mu 2} \overline{A_Y}} \quad (65)$$

Asumiendo que el coeficiente de reflexión de las cargas reflectoras conectadas en los puertos uno y dos son iguales, se tiene que igualando las ecuaciones (64) y (65) correspondientes a la medición del primer *reflect* se llega a la siguiente ecuación:

$$\frac{Z_{mv1} \overline{C_X} - \overline{A_X}}{\overline{B_X} + Z_{mv1}} = \frac{Z_{mv2} \overline{C_Y} - 1}{\overline{B_Y} + Z_{mv2} \overline{A_Y}} \quad (66)$$

y de igual forma para la medición del segundo *reflect* se tiene:

$$\frac{Z_{m\mu 1} \overline{C_X} - \overline{A_X}}{\overline{B_X} + Z_{m\mu 1}} = \frac{Z_{m\mu 2} \overline{C_Y} - 1}{\overline{B_Y} + Z_{m\mu 2} \overline{A_Y}} \quad (67)$$

Usando el primer elemento reflector de la calibración y desarrollando la ecuación (66):

$$[Z_{mv1} \overline{C_X} - \overline{A_X}] [\overline{B_Y} + Z_{mv2} \overline{A_Y}] = [Z_{mv2} \overline{C_Y} - 1] [\overline{B_X} + Z_{mv1}] \quad (68)$$

Si se expanden los términos $[\overline{B_Y} + Z_{mv2} \overline{A_Y}]$ y $[Z_{mv2} \overline{C_Y} - 1]$ utilizando las expresiones para $\overline{A_Y}$, $\overline{B_Y}$ y $\overline{C_Y}$ determinados por las ecuaciones (50), (51) y (52) se tiene que el término de la izquierda de la ecuación (66) se puede renombrar como:

$$a = [Z_{mv1} \overline{C_X} - \overline{A_X}] \left[\frac{t_{12} - t_{22} \overline{B_X}}{-t_{12} \overline{C_X} + t_{22} \overline{A_X}} + Z_{mv2} \frac{t_{11} - t_{21} \overline{B_X}}{-t_{12} \overline{C_X} + t_{22} \overline{A_X}} \right] \quad (69)$$

y el término de la derecha de la ecuación (66) como:

$$b = [\overline{B_X} - Z_{mv1}] \left[Z_{mv2} \frac{-t_{11} \overline{C_X} + t_{21} \overline{A_X}}{-t_{12} \overline{C_X} + t_{22} \overline{A_X}} - 1 \right] \quad (70)$$

Desarrollando el término a de la ecuación (69):

$$\begin{aligned}
a &= Z_{mv1}\overline{C_X}[t_{12} - t_{22}\overline{B_X}] - Z_{mv1}Z_{mv2}[t_{11} - t_{21}\overline{B_X}] \\
&\quad - \overline{A_X}[t_{12} - t_{22}\overline{B_X}] + \overline{A_X}Z_{mv2}[t_{11} - t_{21}\overline{B_X}]
\end{aligned} \tag{71}$$

agrupando términos:

$$\begin{aligned}
a &= \overline{C_X}[Z_{mv1}t_{12} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11}] + \overline{B_X}\overline{C_X}[Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21} - Z_{mv1}t_{22}] \\
&\quad + \overline{A_X}[Z_{mv2}t_{11} - t_{12}] + \overline{A_X}\overline{B_X}[c - Z_{mv2}t_{21}]
\end{aligned} \tag{72}$$

y de igual forma para el término b se tiene:

$$\begin{aligned}
b &= \overline{B_X}\overline{C_X}[t_{21} - Z_{mv2}t_{11}] + \overline{A_X}\overline{B_X}[Z_{mv2}t_{21} - t_{22}] \\
&\quad + \overline{C_X}[Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11} - Z_{mv1}t_{12}] + \overline{A_X}[Z_{mv1}t_{22} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21}]
\end{aligned} \tag{73}$$

Dado que los términos a y b son idénticos, es posible igualar las ecuaciones (72) y (73), y dividiendo ambas partes de esta ecuación por $\overline{C_X}$ para se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
&[Z_{mv1}t_{12} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11}] + \overline{B_X}[Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21} - Z_{mv1}t_{22}] + \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}[Z_{mv2}t_{11} - t_{12}] + \frac{\overline{A_X}\overline{B_X}}{\overline{C_X}}[t_{22} - Z_{mv2}t_{21}] \\
&= B_X[t_{12} - Z_{mv2}t_{11}] + \frac{\overline{A_X}\overline{B_X}}{\overline{C_X}}[Z_{mv2}t_{21} - t_{22}] + [Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11} - Z_{mv1}t_{12}] + \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}[Z_{mv1}t_{22} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21}]
\end{aligned} \tag{74}$$

reordenando los términos de la ecuación (74) y continuando con el desarrollo de ésta se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \frac{\overline{A_X B_X}}{\overline{C_X}} [2(t_{22} - Z_{mv2}t_{21})] + \left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} + \overline{B_X} \right] [Z_{mv2}t_{11} + Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21} - t_{12} - Z_{mv1}t_{22}] \\ + [2(Z_{mv1}t_{12} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11})] = 0 \end{aligned} \quad (75)$$

La ecuación (75) puede ser escrita de la siguiente manera:

$$p_1 a_1 + p_2 a_2 = V_a \quad (76)$$

donde:

$$p_1 = \left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} + \overline{B_X} \right] \quad (77)$$

$$p_2 = \frac{\overline{A_X B_X}}{\overline{C_X}} \quad (78)$$

$$a_1 = [Z_{mv2}t_{11} + Z_{mv1}Z_{mv2}t_{21} - t_{12} - Z_{mv1}t_{22}] \quad (79)$$

$$a_2 = [2(t_{22} - Z_{mv2}t_{21})] \quad (80)$$

$$V_a = [2(Z_{mv1}t_{12} - Z_{mv1}Z_{mv2}t_{11})] \quad (81)$$

Así, siguiendo el mismo procedimiento para el segundo elemento reflector (con impedancia medida en los puertos 1 y 2, $Z_{m\mu 1}$ y $Z_{m\mu 1}$), se tiene:

$$p_1 b_1 + p_2 b_2 = V_b \quad (82)$$

donde:

$$b_1 = [Z_{m\mu 2}t_{11} + Z_{m\mu 1}Z_{m\mu 2}t_{21} - t_{12} - Z_{m\mu 1}t_{22}] \quad (83)$$

$$b_2 = [2(t_{22} - Z_{m\mu 2}t_{21})] \quad (84)$$

$$V_b = [2(Z_{m\mu 1}t_{12} - Z_{m\mu 1}Z_{m\mu 2}t_{11})] \quad (85)$$

Es evidente que partiendo de las ecuaciones (76) y (82), correspondientes a las mediciones de las cargas reflectoras 1 y 2 (circuito abierto y corto circuito) es posible formar un sistema de ecuaciones como el que se muestra a continuación:

$$p_1 a_1 + p_2 a_2 = V_a \quad (86)$$

$$p_1 b_1 + p_2 b_2 = V_b \quad (87)$$

donde p_1 y p_2 son las incógnitas del sistema, pues el resto de los coeficientes son valores conocidos a partir de las mediciones de la línea usada como *thru* y de los dos elementos reflectores. Expresamos de forma matricial este el sistema de ecuaciones, tal como se observa en la ecuación (88):

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ b_1 & b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (88)$$

donde resolviendo para p_1 y p_2 ,

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \begin{bmatrix} b_2 & -a_2 \\ -b_1 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (89)$$

y desarrollando el producto matricial, se tiene:

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \begin{bmatrix} V_a b_2 - V_b a_2 \\ -V_a b_1 + V_b a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_a b_2 - V_b a_2}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \\ \frac{-V_a b_1 + V_b a_1}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \end{bmatrix} \quad (90)$$

Ahora se conocen de forma numérica los valores de las variables p_1 y p_2 , sin embargo las incógnitas en realidad son los elementos de la matrix de error E_X ($\overline{A_X}$, $\overline{B_X}$ y $\overline{C_X}$).

De la expresión ya conocida para p_2 :

$$p_2 = \frac{\overline{A_X B_X}}{\overline{C_X}} \quad (91)$$

despejamos la variable $\overline{B_X}$ y sustituimos ésta en la expresión correspondiente a p_1 :

$$p_1 = \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} + \overline{B_X} = \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} + \frac{p_2}{\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}} \quad (92)$$

y finalmente, multiplicando todos los elementos de la ecuación (92) por $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ se forma una ecuación cuadrática cuya solución es el valor de la relación $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ como lo indica la ecuación (93):

$$\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]^2 - p_1 \left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right] + p_2 = 0 \quad (93)$$

Siguiendo un procedimiento similar pero partiendo del hecho de que $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right] = \frac{p_2}{\overline{B_X}}$ y utilizando la ecuación (92) se obtiene una ecuación cuadrática similar a la ecuación (93) cuya solución es el elemento de la matriz E_X , $\overline{B_X}$:

$$[\overline{B_X}]^2 - p_1 [\overline{B_X}] + p_2 = 0 \quad (94)$$

Las ecuaciones (93) y (94) tienen los mismos coeficientes (p_1 y p_2) y por lo tanto las mismas soluciones, sin embargo para que la matrix E_X tenga inversa, lo cual es necesario, se debe cumplir que los coeficientes $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ y $[\overline{B_X}]$ sean distintos. Así, si las soluciones de las ecuaciones (93) y (94) están dadas por:

$$\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right], [\overline{B_X}] = \frac{p_1 \pm \sqrt{p_1^2 - 4p_2}}{2} \quad (95)$$

es necesario tener un criterio adecuado para una correcta selección de las raíces de la ecuación (95) que se le asignarán a los coeficientes $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ y $\left[\overline{B_X}\right]$. La correcta selección de las raíces de esta ecuación para estas variables se da siguiendo el criterio mostrado en la sección 4.2.5.

4.2.4 Uso de la carga adaptada (*match*)

Hasta este punto se conocen con precisión los valores de los coeficientes $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ y $\left[\overline{B_X}\right]$ de la caja de error E_X , sin embargo para completar la calibración es necesario conocer el valor de cada elemento de esta matriz de forma independiente, por lo que se debe separar a las variables $\overline{A_X}$ y $\overline{C_X}$. Para lograr esto se recurre a la medición de una carga terminal, *match*, con un comportamiento eléctrico en corriente directa conocido en el plano de referencia del centro del *thru*.

Utilizando la ecuación (64) y la medición de la impedancia de entrada en el puerto 1 cuando se le conecta a éste un *match*, $Z_{m\pi 1}$, y del hecho de que se conoce la impedancia de la carga, Z_M (y por lo tanto la admitancia Y_M), se tiene:

$$Y_M = \overline{C_X} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}} \quad (96)$$

despejando $\overline{C_X}$ de la ecuación (96):

$$\overline{C_X} = Y_M \frac{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}}{Z_{m\pi 1} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}} \quad (97)$$

el valor de $\overline{C_X}$, como se mencionó, es fácil de obtener si se conoce el comportamiento eléctrico de la carga, por lo que es de vital importancia considerar el valor de la parte reactiva de ésta. Así, $\overline{C_X}$ podrá ser determinado una vez que se conoce la inductancia de la carga; esto es posible utilizando el procedimiento descrito en la sección (4.2.6).

Una vez que se ha determinado el valor del elemento $\overline{C_X}$ de la matriz de error del puerto 1, E_X , es posible completar la calibración utilizando las ecuaciones (46) y (48) para determinar ambas matrices de error.

Los parámetros de cadena ABCD extraídos para algún dispositivo bajo prueba son convertidos a parámetros de dispersión, S, y el modelo de error de 8 términos utilizado es convertido a un modelo de error de 12 términos añadiendo a éste los términos de error de conmutación y de aislamiento.

4.2.5 Criterio de selección de los coeficientes $\left[\frac{A_X}{C_X}\right]$ y $[B_X]$

Para realizar el análisis del criterio a seguir en la selección de la raíz de la ecuación (95) que le corresponde a cada uno de los coeficientes $\left[\frac{A_X}{C_X}\right]$ y $[B_X]$ partimos del análisis realizado anteriormente para obtener una expresión de la impedancia medida en uno de los puertos cuando le es conectado a éste una carga con impedancia Z_X conocida.

De la ecuación (56) sabemos que la impedancia medida en el puerto 1, Z_{mv1} , en función de los elementos de la matriz de error E_X y de la impedancia real de la carga que se le conecta a dicho puerto, Z_X , se puede expresar como sigue:

$$Z_{mv1} = \frac{\overline{A_X}Z_X + \overline{B_X}}{\overline{C_X}Z_X + 1} \quad (98)$$

y por lo tanto, en base a la ecuación (98) la admitancia medida será:

$$Y_{mv1} = \frac{\overline{C_X} + Y_X}{\overline{A_X} + \overline{B_X}Y_X} \quad (99)$$

Si se analiza este resultado para los casos en los que la admitancia Y_X representa la admitancia de un circuito abierto (*open*) o un corto circuito (*short*), se obtiene lo siguiente:

- Circuito abierto: En este caso la admitancia Y_X tiene un valor muy pequeño, pues es sabido que en un circuito abierto la conductancia es de un valor cercano a cero. Así si $Y_X \rightarrow 0$, la admitancia medida en el puerto 1 será:

$$Y_{mv1} = \overline{C_X}/\overline{A_X} \rightarrow Z_{mv1} = \overline{A_X}/\overline{C_X} \quad (100)$$

- Corto circuito: En este caso la admitancia Y_X tiene un valor muy grande, pues también, de la teoría de circuitos, es sabido que en un corto circuito la conductancia es de un valor que tiende a infinito. Así si $Y_X \rightarrow \infty$, la admitancia medida en el puerto 1 será:

$$Y_{mv1} = 1/\overline{B_X} \rightarrow Z_{mv1} = \overline{B_X} \quad (101)$$

De esta manera, dado que las raíces de la ecuación cuadrática (95) representan a los coeficientes $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ y $[\overline{B_X}]$ es posible utilizar estas dos raíces como impedancias, pues éstas son obtenidas de las mediciones de un circuito abierto y un corto circuito y seguir el razonamiento descrito anteriormente. Utilizando las raíces de la ecuación (95) como impedancias y calculando el coeficiente de reflexión asociado a éstas como:

$$\Gamma_1 = \frac{R_1 - Z_0}{R_1 + Z_0} \quad (102)$$

$$\Gamma_2 = \frac{R_2 - Z_0}{R_2 + Z_0} \quad (103)$$

donde R_i , $i=1,2$, es la raíz i -ésima de la ecuación cuadrática (95) y Z_0 es la impedancia de referencia, se espera que uno de los coeficiente de reflexión calculados obedezca al comportamiento típico de un corto circuito y el otro al de un circuito abierto.

Sin embargo, los coeficientes de reflexión esperados se encuentran de forma alternada en los coeficientes de reflexión calculados, por lo que es necesario un algoritmo para separar de manera independiente los casos para los cuales el comportamiento es el correspondiente a circuito abierto o bien a un corto circuito.

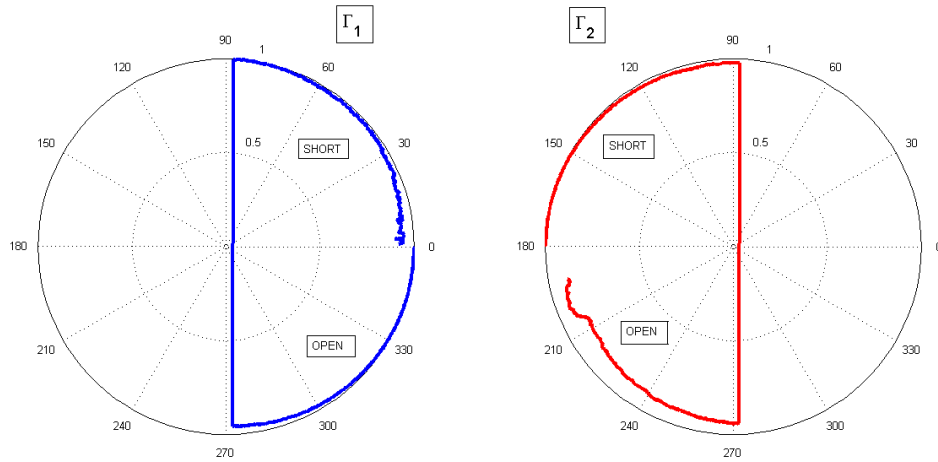


Figura 21. Coeficientes de reflexión asociados a las raíces de la ecuación (95) utilizadas como impedancias; de lado izquierdo se muestra el coeficiente calculado utilizando la raíz positiva y del lado derecho utilizando la raíz negativa.

La figura 21 muestra un ejemplo de los coeficiente de reflexión, en forma polar, calculados tomando como impedancia asociada a éstos, las raíces de la ecuación (95). Se puede observar claramente cómo para ambos casos se tiene el comportamiento de un *short* y el de un *open* corregidos.

Se ha establecido el problema, escoger el signo correcto en la solución de la ecuación cuadrática de modo que uno de los coeficientes de reflexión asociados a dicha raíz utilizada como impedancia sea el de un circuito abierto corregido y el otro el de un corto circuito. La figura 22 muestra un ejemplo de las fases de los dos coeficientes calculados.

Una de las dos fases inicia en aproximadamente 0° , valor típico de un circuito abierto,

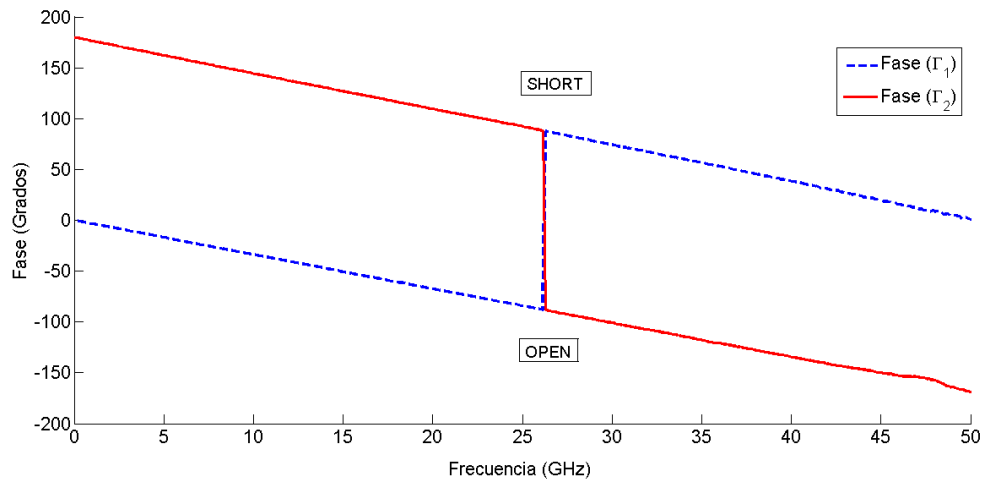


Figura 22. Fases de los coeficientes de reflexión asociados a las raíces de la ecuación (95) utilizadas como impedancias.

mientras que la otra lo hace en aproximadamente 180° , valor típico de un corto circuito. La corrección de la fase para ambos casos consiste en hacer dos fases continuas a partir de estas dos fases alternadas.

La figura 23 muestra el resultado de una correcta selección de las raíces de los coeficientes $\left[\frac{\overline{A_X}}{C_X}\right]$ y $\left[\overline{B_X}\right]$.

Si los valores de $\left[\frac{\overline{A_X}}{C_X}\right]$ y $\left[\overline{B_X}\right]$ se han escogido de manera correcta y se han usado estos como impedancias para calcular un coeficiente de reflexión asociado a ésta, se espera que el coeficiente de reflexión asociado a $\frac{\overline{A_X}}{C_X}$ aproxime al de un *open* corregido y el asociado a $\overline{B_X}$ aproxime al de un *short*. La figura 24 muestra el resultado del cálculo del coeficiente de reflexión asociado a $\left[\frac{\overline{A_X}}{C_X}\right]$ y $\left[\overline{B_X}\right]$ tomados como impedancias, lo cual muestra que efectivamente se han escogido de manera correcta las raíces de la ecuación (95).

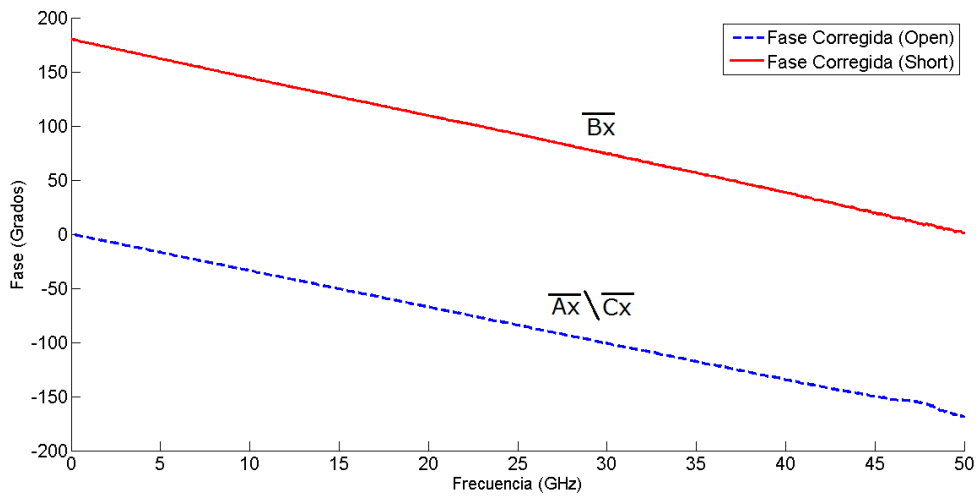


Figura 23. Fases corregidas de los coeficientes de reflexión asociados a los valores de $\left[\frac{A_x}{C_x}\right]$ y $\left[B_x\right]$ tomados como impedancias.

4.2.6 Extracción de la inductancia

Cuando se lleva a cabo una calibración LRRM con estándares de calibración coplanares, uno de los primeros y más importantes objetivos es obtener una impedancia de referencia independiente de la frecuencia. Esto requiere tener una adecuada descripción del comportamiento eléctrico del estándar utilizado como carga adaptada (*match*). Se han reportado trabajos en los que se comprueba que un circuito serie de una resistencia y una inductancia (circuito R-L) es un buen modelo de dicho elemento (Davidson y Jones, 1990; Hayden, 2006).

La inductancia se debe a la reactancia parásita dependiente de la metalización que exista entre las puntas de prueba y el plano de medición de la carga. Esta inductancia puede ser empleada, junto a una resistencia independiente de la frecuencia para tener una completa descripción del comportamiento eléctrico de la carga, por lo que, si es posible determinar durante el proceso de calibración el valor de la inductancia es posible corregir la impedancia de referencia de la calibración (Purroy y Pradell, 2001; Hayden,

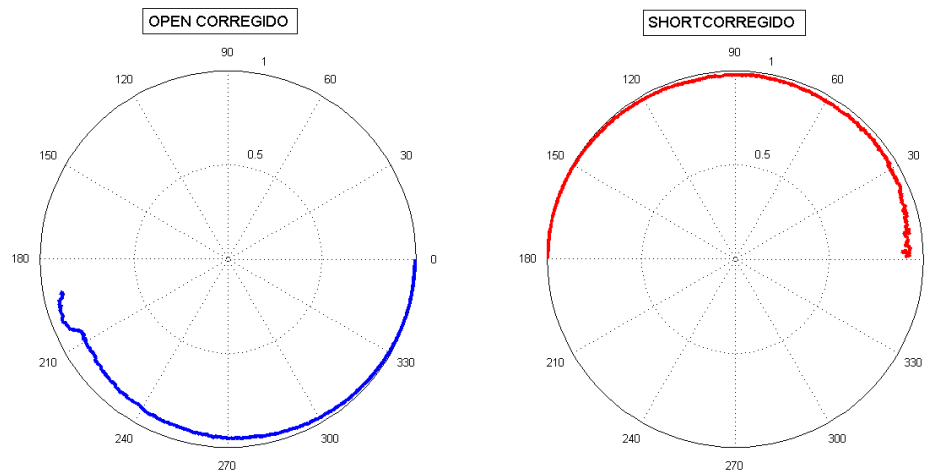


Figura 24. Coeficientes de reflexión asociados a los valores de $\left[\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}\right]$ (open corregido) y $\left[\overline{B_X}\right]$ (short corregido) tomados como impedancias.

2006).

En esta sección se muestra el desarrollo matemático completo para la extracción de la inductancia de la carga y la corrección de los términos de error referidos a la impedancia, corregida, de ésta. El método, aunque se detalla de forma extensa en lo subsecuente de esta sección, puede ser resumido en cuatro pasos principales [Davidson y Strid (1989)].

1. Se propone un valor para la inductancia de la carga utilizada como *match*; una buena suposición es utilizar un valor de $L = 0$ nH y calcular los términos de error de las matrices E_X y E_Y .
2. Utilizando estos términos de error estimados, calcular mediante el proceso de de-embedding los parámetros S de un circuito abierto.
3. Utilizando el criterio mostrado en lo subsecuente de esta sección, calcular el valor de la inductancia de la carga.

4. Recalcular los términos de error tomando como impedancia de la carga una impedancia compleja que incluya los efectos de la inductancia calculada.

En la sección 4.2.4 se mostró el procedimiento para obtener los coeficientes de las matrices de error E_X y E_Y , sin embargo en éste se utilizó como impedancia de la carga (*match*), una impedancia, R_0 , puramente real, en la cual no se toma en cuenta la inductancia existente en este elemento. Por lo tanto, dado que se utilizó un valor *estimado* (e incorrecto) de la impedancia de la carga, se tiene también un valor estimado de los coeficientes de error y un valor estimado de los parámetros de dispersión de cualquier dispositivo al que se le realice un De-Embedding utilizando las cajas de error calculadas bajo estas condiciones.

Para realizar el análisis partimos de la ecuación (104), en la que se calcula la admitancia de una carga X , conectada al puerto 1 utilizando el valor de $\overline{C_X}$ calculado utilizando el valor estimado que se obtuvo utilizando como impedancia de referencia a la impedancia del *match* sin tomar en cuenta a la inductancia de éste.

$$Y_X = \overline{C_X} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}} \quad (104)$$

Se tiene entonces un valor estimado de la admitancia, Y_X^{est} , con un valor estimado $\overline{C_X}^{est}$, pero también se puede considerar el caso (hasta este punto hipotético), en el que se calcula el valor real de la admitancia, Y_X^{real} , utilizando el valor real del parámetro $\overline{C_X}^{real}$. Estos dos casos son representados en las ecuaciones (105) y (106).

$$Y_X^{est} = \overline{C_X}^{est} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}} \quad (105)$$

$$Y_X^{real} = \overline{C_X}^{real} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}} \quad (106)$$

Dividiendo las ecuaciones (105) y (106), es decir, los casos en el que se usa un valor estimado de $\overline{C_X}$ y en el que se usa el valor real de $\overline{C_X}$ para calcular la admitancia Y_X se tiene:

$$\frac{Y_X^{est}}{Y_X^{real}} = \frac{\overline{C_X}^{est} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{A_X}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}}}{\overline{C_X}^{real} \frac{Z_{m\pi 1} - \frac{A_X}{\overline{C_X}}}{\overline{B_X} - Z_{m\pi 1}}} = \frac{\overline{C_X}^{est}}{\overline{C_X}^{real}} = \alpha \quad (107)$$

donde α representa la proporción existente de error entre los valores estimado y real, tanto de Y_X como de $\overline{C_X}$; también es el mismo coeficiente de error que se tendrá en la medición de cualquier dispositivo que le sea conectado al puerto 1, por ejemplo:

- Si al puerto 1 le es conectado una carga (*match*):

$$\frac{Y^{est,match}}{Y^{real,match}} = \alpha \quad (108)$$

- O bien, si al puerto 1 le es conectado un circuito abierto (*open*):

$$\frac{Y^{est,open}}{Y^{real,open}} = \alpha \quad (109)$$

Si la admitancia real de un circuito abierto, en el plano de referencia del centro del *thru*, es puramente reactiva (sin parte real), entonces esta será:

$$Y^{real,open} = 0 + jB^{real,open} \quad (110)$$

mientras que la admitancia estimada, en el mismo plano de referencia será:

$$Y^{est,open} = G^{est,open} + jB^{est,open} \quad (111)$$

Utilizando la ecuación (109) se tiene:

$$Y^{est,open} = \alpha Y^{real,open} = \alpha(0 + jB^{real,open}) \quad (112)$$

Sin embargo, dado que el coeficiente de proporción de error, α , es el cociente de dos cantidades complejas, éste también es de naturaleza compleja. Así, la ecuación (112) se puede reescribir como:

$$Y^{est,open} \left(\frac{1}{\alpha} \right) = 0 + jB^{real,open} \quad (113)$$

$$(Y^{est,open}) \left[\mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right) + \mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right] = 0 + jB^{real,open} \quad (114)$$

$$(G^{est,open} + jB^{est,open}) \left[\mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right) + \mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right] = 0 + jB^{real,open} \quad (115)$$

desarrollando esta última expresión, e igualando las partes real e imaginaria, tenemos:

$$\left[G^{est,open} \mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right) - B^{est,open} \mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right] = 0 \quad (116)$$

$$\left[G^{est,open} \mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right) + B^{est,open} \mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right] = B^{real,open} \quad (117)$$

Manipulando la ecuación (116) se tiene que:

$$\frac{\mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right)}{\mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right)} = \frac{G^{est,open}}{B^{est,open}} \quad (118)$$

Ahora analizamos la ecuación (108), con la cual sabemos que si:

$$\alpha = \frac{Z^{real,match}}{Z^{est,match}} \quad (119)$$

entonces:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{Z^{est,match}}{Z^{real,match}} = \frac{Z^{est,match}}{Z^{real,match}} \cdot \frac{(Z^{real,match})^*}{(Z^{real,match})^*} \quad (120)$$

Dado que al inicio del análisis se asumió que la impedancia estimada de la carga (*match*) es puramente real, es decir, que la parte reactiva es igual a cero, entonces la impedancia estimada de la carga es igual a una resistencia R_0 :

$$Z^{est,match} = R_0 \quad (121)$$

Por otro lado, la impedancia real de la carga, la cual tiene parte reactiva diferente de cero se puede representar como:

$$Z^{real,match} = R^{real,match} + j\omega L^{real,match} \quad (122)$$

donde $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular. Así, la ecuación (120) puede ser escrita como:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{R_0}{|Z^{real,match}|} (R^{real,match} - j\omega L^{real,match}) \quad (123)$$

y de esta ecuación, al separar parte real e imaginaria, se obtienen las expresiones mostradas en las ecuaciones (124) y (125):

$$\mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right) = \frac{R_0}{|Z^{real,match}|} (R^{real,match}) \quad (124)$$

$$\mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right) = \frac{R_0}{|Z^{real,match}|} (\omega L^{real,match}) \quad (125)$$

además haciendo la división de éstas se tiene la siguiente expresión:

$$\frac{\mathbf{Im} \left(\frac{1}{\alpha} \right)}{\mathbf{Re} \left(\frac{1}{\alpha} \right)} = -\frac{\omega L^{real,match}}{R^{real,match}} \quad (126)$$

Finalmente, igualando las ecuaciones (118) y (126), podemos escribir la expresión siguiente:

$$\frac{1}{\alpha} = -\frac{\omega L^{real,match}}{R^{real,match}} = \frac{G^{est,open}}{B^{est,open}} \quad (127)$$

de donde, resolviendo para la inductancia real de la carga, $L^{real,match}$, se obtiene la siguiente expresión:

$$L^{real,match} = -\frac{R^{real,match}G^{est,open}}{\omega B^{est,open}} \quad (128)$$

La ecuación (128) indica que el cálculo de la inductancia de la carga utilizada como *match* es realizado a partir de la admitancia estimada de un circuito abierto, y de la resistencia de la propia carga.

4.2.7 Consideraciones y limitaciones de la técnica LRRM

a) Posible redundancia en los elementos reflectores

Una de las más evidentes limitaciones, que aunque es eludible no deja de ser importante, está relacionada con la definición de los estándares utilizados como reflectores.

Se usan como estándares un circuito abierto y un corto circuito. Cuando se lleva a cabo una calibración LRRM el algoritmo cae en un caso de unicidad de la información brindada por los dos reflectores para formar las siete ecuaciones a resolver en el algoritmo en las frecuencias en las que se da que la línea utilizada es igual a un múltiplo de un cuarto de longitud de onda.

En estos casos la solución del sistema mostrado en la ecuación (129) no existe pues se cae en una singularidad al intentar obtener la inversa de la matriz A, pues $a_1 = a_2$ y $b_1 = b_2$.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = [A][p] = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ b_1 & b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (129)$$

una consecuencia asociada a esto es que el denominador de los elementos de la ecuación (130), que implican a las variables $\left[\frac{A_X}{C_X}\right]$ y $[B_X]$ son cero:

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_a b_2 - V_b a_2}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \\ \frac{-V_a b_1 + V_b a_1}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \end{bmatrix} \quad (130)$$

Esto es un problema típico cuando se utilizan como estándares de calibración dos elementos reflectores, sin embargo no es inevitable, existen varias formas de evadir que esto se dé:

- Una opción para evitar que existan cruces por 90° es utilizar líneas de longitud eléctrica muy corta. Esto es más difícil de lograr a frecuencias muy altas.
- Utilizar reflectores desplazados (*offset short* y *offset open*) medidos cerca del centro del *thru* (línea).

b) Comportamiento eléctrico del thru

Dado que la técnica LRRM se realiza, en la mayoría de los casos, utilizando líneas de transmisión de longitud distinta de cero, es de crucial importancia que el comportamiento eléctrico de ésta sea conocido lo mejor posible para mover los planos de referencia desde el centro de ésta hasta las puntas de prueba por lo que su longitud eléctrica es un parámetro a seguir. Además la impedancia de este elemento es un parámetro con importancia e influencia considerable en el resultado final de la calibración pues durante el análisis del algoritmo de la técnica LRRM se asume que la impedancia de la línea es igual a la impedancia del sistema.

c) Suposiciones en el algoritmo de extracción de la inductancia carga

En el algoritmo realizado para la extracción de la inductancia de la carga existen dos suposiciones de la teoría de la técnica de calibración LRRM que tienen efectos importantes en el correcto cálculo de la parte reactiva de la carga:

- En el algoritmo de extracción de la inductancia se realiza la suposición de que la impedancia de la carga utilizada como *match* es la misma en el plano de referencia del centro de la línea de transmisión que en el plano de referencia de las puntas de prueba. Esto no es totalmente cierto si se tiene una línea fuertemente dispersiva. Se considera que la parte real de la impedancia del match es independiente de la frecuencia y dado que la ecuación (128) con la cual se calcula la parte reactiva de la carga depende directamente del valor de esta resistencia, si la resistencia en corriente directa es dispersiva en frecuencia también, $R(f)$, se puede tener un error en el cálculo de la inductancia.
- Además se asume durante el cálculo de la inductancia, que la conductancia del elemento utilizado como circuito abierto es cero en el centro del thru y que el comportamiento de éste es puramente reactivo. Cualquier desviación de este valor tiene una consecuencia importante en el cálculo de la inductancia de la carga.

4.3 Algoritmo propuesto para la técnica LRRM con determinación automática de los planos de referencia

El algoritmo más reconocido hasta el momento para la técnica de calibración LRRM es el mostrado en la sección anterior. Este algoritmo presenta una serie de ventajas sobre cualquier otro antes publicado para la misma técnica de calibración. Una de ellas es

la corrección automática de la inductancia de la carga utilizada como *match*. La razón por la cual es posible extraer la inductancia es que permite el cálculo de las constantes $\overline{A_X/C_X}$ y $\overline{B_X}$ sin la influencia de la medición del *match*. Esto se logra a costa de un mayor conocimiento a *priori* del comportamiento del *thru/Line*, pues en este algoritmo la matriz de parámetros ABCD de la línea debe ser completamente conocida ($\gamma = \alpha + j\beta$ y Z_L).

El requerimiento estricto de conocer de forma precisa las características eléctricas de la línea de transmisión representa un serio compromiso en la precisión en la definición del plano de referencia de la técnica de calibración LRRM (figura 25).

Para evitar la dependencia en la precisión del conocimiento de la línea utilizada, se desarrolló e implementó en esta tesis un algoritmo que permite calcular de forma automática los planos de referencia sin previo conocimiento de las propiedades de propagación del *thru*.

4.3.1 Descripción del algoritmo

En este apartado se presenta un algoritmo alternativo al publicado en por L.Hayden en (Hayden, 2006) el cual permite no conocer la longitud, l_L , ni la constante de propagación de la línea de transmisión utilizada como estándar, $\gamma = \alpha + \beta$, pues es posible calcular en la propia calibración el vector de onda, $\lambda = e^{\gamma l_L}$.

El algoritmo presentado también está basado en el modelo de 8 términos y está desarrollado en parámetros ABCD.

4.3.2 Medición del Thru

La matriz ABCD medida para la línea de transmisión de la figura 25 se puede escribir como:

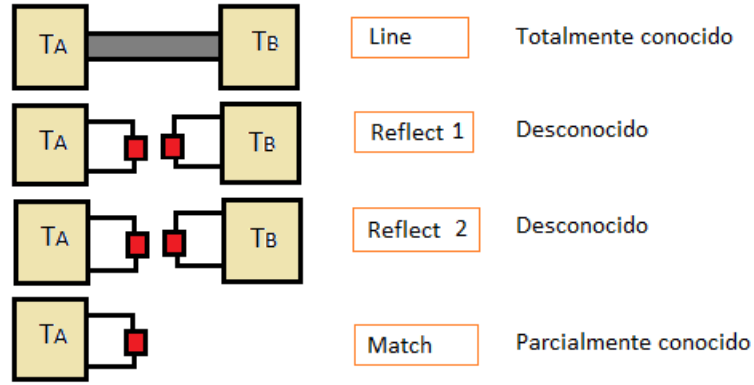


Figura 25. Requerimientos de los estándares utilizados en la técnica de calibración eLRRM de *Cascade Microtech*.

$$M_L = T_A T_L T_B = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (131)$$

donde T_A y T_B son las matrices ABCD de las cajas de error en los puertos 1 y 2, y T_L es la matriz ABCD de la línea de transmisión. Esta matriz puede ser descompuesta en tres matrices, como sigue:

$$T_L = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l_L) & Z_L \sinh(\gamma l_L) \\ \frac{1}{Z_L} \sinh(\gamma l_L) & \cosh(\gamma l_L) \end{bmatrix} = T_Z T_\lambda T_Z^{-1} \quad (132)$$

donde:

$$T_Z = \begin{bmatrix} Z_L & -1 \\ 1 & \frac{1}{Z_L} \end{bmatrix} \quad (133)$$

$$T_\lambda = \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda} \end{bmatrix} \quad (134)$$

Así, podemos expresar a la matriz medida M_L como:

$$M_L = T_X T_\lambda T_Y \quad (135)$$

donde:

$$T_X = T_A T_Z = \begin{bmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{bmatrix} = D_X \begin{bmatrix} \overline{A_X} & \overline{B_X} \\ \overline{C_X} & 1 \end{bmatrix} \quad (136)$$

$$T_Y = T_Z^{-1} T_B = \begin{bmatrix} A_Y & B_Y \\ C_Y & D_Y \end{bmatrix} = D_Y \begin{bmatrix} \overline{A_Y} & \overline{B_Y} \\ \overline{C_Y} & 1 \end{bmatrix} \quad (137)$$

De esta forma ahora se trata hallar los coeficientes de las matrices T_X y T_Y y dado que se conoce la matriz T_Z calcular los coeficientes de las matrices de error T_A y T_B .

Utilizando las definiciones mostradas en las ecuaciones (131)-(137) es posible definir a los elementos de la matriz T_Y en función de los elementos de la matriz T_X . De la expresión que describe la medición de la línea, la ecuación (131), es posible resolver para la matriz T_Y :

$$T_Y = T_\lambda^{-1} T_X^{-1} M_L \quad (138)$$

$$D_Y \begin{bmatrix} \overline{A_Y} & \overline{B_Y} \\ \overline{C_Y} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \frac{1}{D_X} \frac{1}{\overline{A_X} - \overline{B_X} \overline{C_X}} \begin{bmatrix} 1 & -\overline{B_X} \\ -\overline{C_X} & \overline{A_X} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (139)$$

y desarrollando algebraicamente se obtienen las expresiones siguientes, con las cuales es posible calcular los elementos de la matriz T_Y una vez que se hallan calculado los elementos de la matriz T_X :

$$\overline{A_Y} = \frac{1}{\overline{C_X}} \frac{p_{11} - p_{21} \overline{B_X}}{-p_{12} + p_{22} \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}} e^{-2\gamma l_L} \quad (140)$$

$$\overline{B_Y} = \frac{1}{\overline{C_X}} \frac{p_{12} - p_{22} \overline{B_X}}{-p_{12} + p_{22} \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}} e^{-2\gamma l_L} \quad (141)$$

$$\overline{C}_Y = \frac{-p_{11} + p_{21} \frac{\overline{A}_X}{\overline{C}_X}}{-p_{12} + p_{22} \frac{\overline{A}_X}{\overline{C}_X}} \quad (142)$$

$$D_X D_Y = \frac{-p_{12} + p_{22} \frac{\overline{A}_X}{\overline{C}_X}}{\frac{\overline{A}_X}{\overline{C}_X} - \overline{B}_X} e^{\gamma l_L} \quad (143)$$

4.3.3 Medición de cargas terminales en el puerto 1

En la técnica de calibración LRRM solamente se lleva a cabo la medición del estándar utilizado como match en un solo puerto, pero en el mismo puerto se realiza también la medición de otras dos cargas reflectoras (ver figura 26).

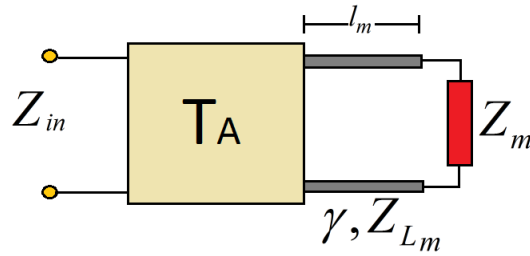


Figura 26. Medición una carga terminal en el puerto 1.

Supóngase que se mide una carga en el puerto 1 como se muestra en la figura 26, se tiene que la ecuación que describe dicha medición es:

$$M_m = T_A T_{L_m} T_m \quad (144)$$

siendo T_{L_m} la matriz ABCD del segmento de línea de transmisión existente entre el puerto 1 y la carga dada y T_m :

$$T_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_m} & 1 \end{bmatrix} \quad (145)$$

como la matriz ABCD que describe a la propia carga con impedancia Z_m .

Sustituyendo las ecuaciones (132), (136) y (145) en la ecuación (144) y desarrollando algebraicamente se obtiene la siguiente expresión para la impedancia medida en el puerto 1:

$$Z_{in} = \frac{[\frac{1}{Z_{L_m}} + \frac{1}{Z_m}] \lambda \overline{A_X} + [\frac{Z_{L_m}}{Z_m} - 1] \frac{1}{\lambda} \overline{B_X}}{[\frac{1}{Z_{L_m}} + \frac{1}{Z_m}] \lambda \overline{C_X} + [\frac{Z_{L_m}}{Z_m} - 1] \frac{1}{\lambda}} \quad (146)$$

de la cual se pueden identificar tres casos, uno para cada tipo de carga terminal (circuito abierto, corto circuito o carga adaptada), y cada uno brinda importante información acerca de las constantes de calibración.

- Carga adaptada (*match*): En este caso, si se asume que la impedancia de la carga terminal (Z_m) es igual a la impedancia de la línea de transmisión (Z_{L_m}) existente entre la carga y el puerto, l_m , se tiene:

$$Z_m = Z_{L_m} \rightarrow Z_{in} = \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \quad (147)$$

- Circuito abierto: Para esta opción se asume que la impedancia de la carga terminal (Z_m) es mucho mayor que la impedancia de la línea (Z_{L_m}), se tiene:

$$Z_m \gg Z_{L_m} \rightarrow \overline{C_X} = \frac{Z_{L_m}}{\lambda^2} \frac{Z_{in} - \overline{B_X}}{Z_{in} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}; \lambda^2 = e^{2\gamma l_{L_m}} \quad (148)$$

- Corto circuito: Finalmente, para esta opción se asume que la impedancia de la carga terminal (Z_m) es mucho menor que la impedancia de la línea (Z_{L_m}), se tiene:

$$Z_m \ll Z_{L_m} \rightarrow \overline{C_X} = \frac{-Z_{L_m}}{\lambda^2} \frac{Z_{in} - \overline{B_X}}{Z_{in} - \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}}; \lambda^2 = e^{2\gamma l_{L_m}} \quad (149)$$

Nótese que las ecuaciones (148) y (149) sugieren cargas con impedancias mucho mayores o mucho menores a la impedancia Z_{L_m} , de los cuales un circuito abierto y un corto circuito son la primera y mas común opción, pero no la única.

Hasta este punto se pueden obtener de la medición, en un puerto, del *match* el valor de $\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}$ y de uno de los dos *reflects* $\overline{C_X}$ (una vez que sea determinado el valor de $\overline{B_X}$).

4.3.4 Medición de cargas terminales en el puerto 2

La carga no reflectora solamente se conecta en un solo puerto sin embargo las cargas no reflectoras si son medidas en ambos puertos (figura 27).

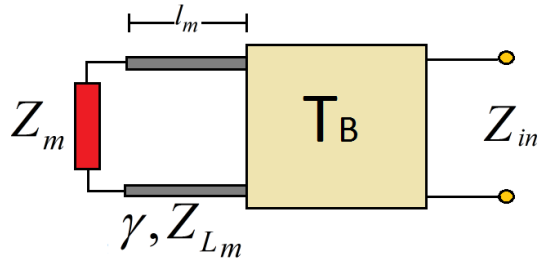


Figura 27. Medición una carga terminal en el puerto 2.

Siguiendo un procedimiento similar al de la sección anterior para el puerto 1, en el puerto 2 es posible obtener una expresión para la impedancia medida en éste cuando le es conectada una carga terminal, como la que se muestra en la ecuación (150).

$$Z_{in} = \frac{\left[\frac{1}{Z_L} + \overline{B_Y} \right] \left[\lambda \frac{Z_L + Z_m}{Z_m} - \frac{1}{\lambda} \frac{Z_L - Z_m}{Z_m} \right] + [\overline{B_Y} Z_L - 1] \left[\lambda \frac{Z_L + Z_m}{Z_m} + \frac{1}{\lambda Z_L} \frac{Z_L - Z_m}{Z_m} \right]}{\left[\frac{\overline{C_Y}}{Z_L} + \overline{A_Y} \right] \left[\lambda \frac{Z_L + Z_m}{Z_m} - \frac{1}{\lambda} \frac{Z_L - Z_m}{Z_m} \right] + [\overline{A_Y} Z_L - \overline{C_Y}] \left[\lambda \frac{Z_L + Z_m}{Z_m} + \frac{1}{\lambda Z_L} \frac{Z_L - Z_m}{Z_m} \right]} \quad (150)$$

Así al igual que se hizo para el puerto 1, para el puerto 2 también se pueden observar distintos casos, en función de la impedancia con que sea cargado éste:

- Circuito abierto: Si la impedancia de la carga terminal (Z_m) es mucho mayor que la impedancia de la línea (Z_{L_m}), se tiene:

$$Z_m \gg Z_{L_m} \rightarrow \overline{A_Y} = \frac{1}{\lambda^2 Z_{L_m}} \frac{Z_{in} \overline{C_Y} - 1}{\frac{\overline{B_Y}}{A_Y} - Z_{in}} \lambda^2 = e^{2\gamma l_{L_m}} \quad (151)$$

- Corto circuito: Si la impedancia de la carga terminal (Z_m) es mucho menor que la impedancia de la línea (Z_{L_m}), se tiene:

$$Z_m \ll Z_{L_m} \rightarrow \overline{A_Y} = \frac{-1}{\lambda^2 Z_{L_m}} \frac{Z_{in} \overline{C_Y} - 1}{\frac{\overline{B_Y}}{A_Y} - Z_{in}} \lambda^2 = e^{2\gamma l_{L_m}} \quad (152)$$

- Carga adaptada ²: Si la carga terminal conectada al puerto 2 tiene una impedancia igual a la impedancia de la línea, se tiene:

$$Z_m = Z_{L_m} \rightarrow Z_{in} = \frac{\overline{B_Y}}{\overline{A_Y}} \quad (153)$$

Igualando las ecuaciones (148) y (151), del primer *reflect* o las ecuaciones (149) y (152), del segundo *reflect*, y desarrollando algebraicamente se obtiene la expresión cuadrática siguiente para $\overline{B_X}$:

$$\overline{B_X}^2 (b_0 k_0 - c_0 k_1) - \overline{B_X} (b_1 k_0 + c_1 k_1) + (b_2 k_0 - c_2 k_1) \quad (154)$$

donde:

$$b_0 = p_{22} - Z_{\mu_2} p_{21} \quad (155)$$

$$b_1 = Z_{\mu_1} p_{22} - Z_{\mu_1} Z_{\mu_2} p_{21} + p_{12} - Z_{\mu_2} p_{11} \quad (156)$$

$$b_2 = Z_{\mu_1} p_{12} - Z_{\mu_1} Z_{\mu_2} p_{11} \quad (157)$$

²Se muestra el algoritmo suponiendo que se mide el *match* en el puerto 1, sin embargo para el análisis con el *match* en el puerto 2 esta ecuación brinda información importante.

$$c_0 = p_{22} - Z_{\nu_2} p_{21} \quad (158)$$

$$c_1 = Z_{\nu_1} p_{22} - Z_{\nu_1} Z_{\nu_2} p_{21} + p_{12} - Z_{\nu_2} p_{11} \quad (159)$$

$$c_2 = Z_{\nu_1} p_{12} - Z_{\nu_1} Z_{\nu_2} p_{11} \quad (160)$$

$$k_0 = \left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right)^2 d_0 + \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} d_1 + d_2 \quad (161)$$

$$k_1 = \left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right)^2 a_0 + \frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} a_1 + a_2 \quad (162)$$

y donde Z_{ν_i} y Z_{μ_i} ($i = 1, 2$), son las impedancias medidas en el puerto i , con las dos cargas reflectoras, y donde las constantes a_i y d_i son análogas a b_i y c_i ($i = 1, 2$) respectivamente pero para la impedancia medida del *reflect* opuesto.

De esta manera siguiendo un criterio adecuado para la selección de la raíz cuadrática se obtiene el elemento $\overline{B_X}$.

Así mismo, utilizando el mismo análisis, para cualquiera de los dos reflect es posible obtener expresiones como las que se muestran enseguida:

$$Short \rightarrow Z_L^2 e^{-2\gamma L} \left[\overline{B_X}^2 b_0 - \overline{B_X} b_1 + b_2 \right] = \overline{C_X}^2 \left[\left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right)^2 a_0 + \left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right) a_1 + a_2 \right] \quad (163)$$

$$Open \rightarrow Z_L^2 e^{-2\gamma L} \left[\overline{B_X}^2 c_0 - \overline{B_X} c_1 + c_2 \right] = \overline{C_X}^2 \left[\left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right)^2 d_0 + \left(\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \right) d_1 + d_2 \right] \quad (164)$$

y calcular de a partir de cualquiera de las dos cargas reflectoras el valor de $e^{-2\gamma L}$ con el cual es posible completar la calibración utilizando las ecuaciones (140) - (143) y (147) - (148), para calcular las constantes de la matriz T_Y .

Además, nótese que si se trabaja con estándares coaxiales es posible calcular con cualquiera de las expresiones (163) y (164) el valor de $\overline{C_X}$ y utilizado cualquiera de las

ecuaciones (151), (152) y (153) el valor del desplazamiento de las cargas. Así mismo si se tratara con estándares coplanares se tendría, de las ecuaciones (151), (152) y (153), el valor de $\overline{C_X}$ y de las expresiones (163) y (164) las características de propagación de la línea de transmisión.

4.4 Resumen del capítulo

Se presentó en este capítulo una descripción de la teoría de una de las técnicas de calibración para el analizador de redes más avanzadas, la técnica LRRM. Se describieron algunas ventajas que la técnica de calibración LRRM tiene sobre otras técnicas de calibración populares, tanto basadas en el modelo de error de 12 términos como basadas en el modelo de error de 8 términos.

Se describió de forma detallada el algoritmo completo de la técnica de calibración LRRM, la obtención de cada una de las ecuaciones necesarias para encontrar los términos de error de los dos puertos de un analizador de redes vectorial.

Se mostró el procedimiento matemático para la deducción de la inductancia de la carga adaptada utilizada como estándar. Esta es sin duda una de las principales características del algoritmo mostrado, pues convierte a la técnica LRRM en una técnica con la importante característica de ser insensible al posicionamiento de las puntas de prueba en tecnología coplanar.

Se analizaron algunas consideraciones que tienen efectos sobre la precisión de esta técnica, suposiciones en las que se centra la teoría y desarrollo de la técnica LRRM que pueden, sin duda, determinar la exactitud del resultado final de una calibración.

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introducción

En esta sección se muestran los resultados experimentales obtenidos en este trabajo de investigación. Se muestra el resultado de la implementación de la técnica de calibración LRRM en tecnología de microcinta (utilizando transiciones coplanar-microcinta), en tecnología de guía de onda coplanar y utilizando estándares en tecnología coaxial. Se comparan los resultados obtenidos utilizando el algoritmo de *Cascade Microtech* con los obtenidos con el algoritmo propuesto (CICESE con parámetros ABCD), y los obtenidos con el algoritmo del software LIMCAL (CICESE con parámetros T)¹.

5.2 Calibración en tecnología de microcinta (coplanar-microcinta)

Se utilizaron mediciones de estándares realizados en tecnología de microcinta, que fueron medidos con la máquina de puntas coplanar (transiciones de coplanar a microcinta), utilizando el kit de calibración CM05 de la empresa *jcmicro* para calibrar el analizador de redes vectorial utilizando los tres algoritmos analizados en esta tesis para la técnica de calibración LRRM.

¹Los algoritmos de CICESE con parámetros ABCD y con parámetros T son dos algoritmos que permiten el cálculo automático de los planos de referencia y cuya única diferencia entre ellos es el tipo de formulación matemática en que se basan.

5.2.1 Extracción de la inductancia de la carga (L_e)

Se aplicó el algoritmo presentado en la sección 4.2.6 para la extracción de la inductancia de la carga (*match*) en la técnica LRRM. Se obtuvo el valor estimado de la conductancia de un circuito abierto (*open*), asumiendo la impedancia de la carga como puramente real, Z_0 , y a partir de esta estimación se calculó el valor de la inductancia de la carga, L_e .

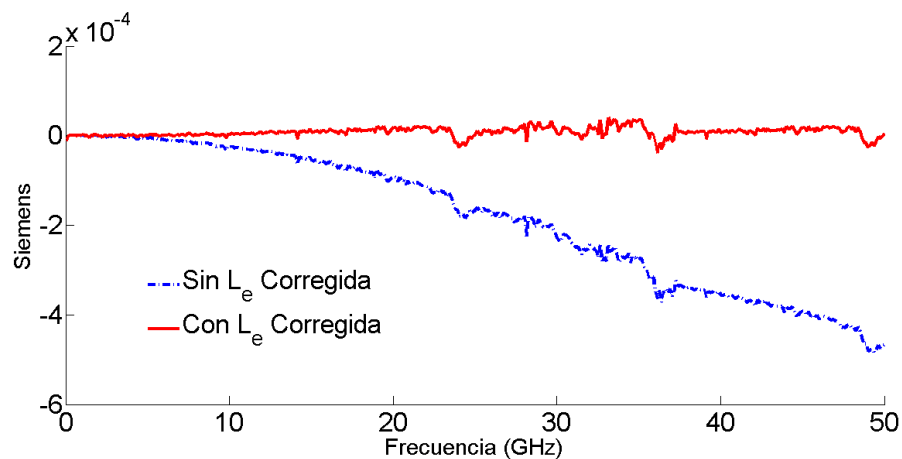


Figura 28. Conductancia medida de un circuito abierto aplicando y sin aplicar el algoritmo para la extracción de la inductancia parásita.

La figura 28 muestra la conductancia de un circuito abierto calculada cuando no se realiza la extracción de la inductancia de la carga y la calculada cuando se corrige esta inductancia.

De la teoría de circuitos eléctricos, es sabido que en un circuito abierto la conductancia es idealmente nula, por lo que el valor negativo calculado antes de corregir la inductancia es evidentemente erróneo. Por otro lado, si se toma en cuenta la inductancia de la carga en la impedancia de la carga ($R_0 + j\omega L_e$) se obtiene una conductancia mucho más cercana a los cero siemens.

La gráfica de la figura 29 muestra la variación de la inductancia calculada respecto

a la frecuencia. El valor estimado de la inductancia utilizada para la corrección de la impedancia de la carga es de 37pH, el promedio sobre un intervalo de frecuencia dado de 10GHz hasta 50GHz.

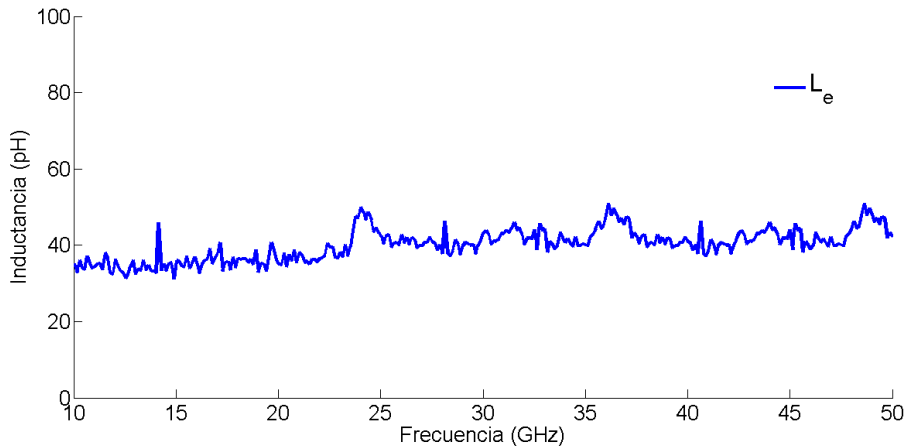


Figura 29. Inductancia, L_e vs Frecuencia.

5.2.2 Calibración con corrección de la inductancia

La carga utilizada como *match* en un kit de calibración realizado en tecnología coplanar tiene, como se describe el capítulo 4, una parte reactiva. Así, si una vez calculados los errores del analizador de redes se le aplica un proceso de de-embedding a la medición con errores de una carga de este tipo ² se obtienen los resultados mostrados en la figura 30; en ésta se muestra una gráfica polar de la impedancia medida utilizando la técnica LRRM con y sin corrección de la inductancia. Se puede apreciar que si no se corrige la inductancia, la impedancia medida es aproximadamente igual a la impedancia del sistema, 50Ω , lo cual es incorrecto, pero que una vez realizada dicha corrección se

²Se recomienda que la medición de la carga se realice en el puerto contrario al que se midió para la calibración. No es conveniente medir los propios estándares.

obtiene como resultado una impedancia con parte reactiva dependiente de la frecuencia de trabajo.

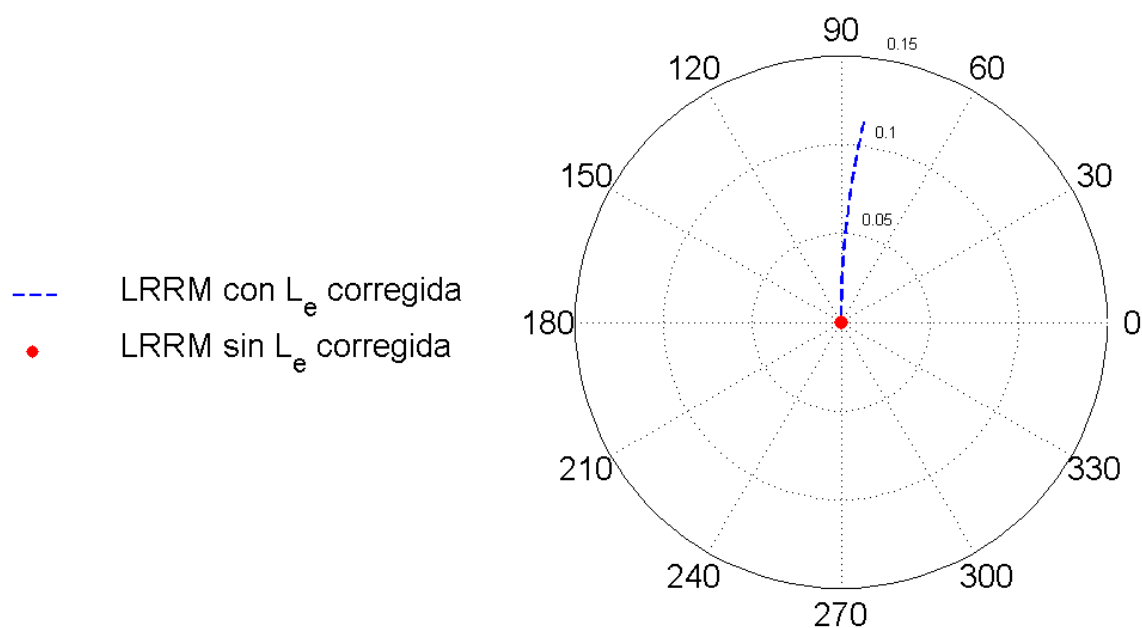


Figura 30. Impedancia medida utilizando la técnica LRRM con y sin la corrección de la inductancia de una carga compleja medida en tecnología coplanar.

De esta manera, se muestra la importancia de una buena definición de la impedancia de referencia en un proceso de calibración. La impedancia de referencia en la técnica LRRM la fija la impedancia de la carga, la cual se busca que sea aproximadamente la impedancia de la línea.

Como ejemplo de la importancia que tiene la impedancia de referencia en el resultado de una calibración se muestra la calibración realizada a la medición de un transistor de efecto de campo, (FET, del inglés *Field Effect Transistor*) polarizado de forma directa³

³Aunque se cuenta con la medición de más dispositivos, se muestra para la mayoría de las comparaciones en esta tesis el resultado de la calibración a este mismo transistor, bajo la misma polarización.

en la gráfica de la figura 31 y se compara el resultado con el obtenido utilizando otros algoritmos de calibración.

Se observa que las técnicas de calibración LRRM de LIMCAL y la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* sin corrección de inductancia son altamente similares, lo cual se debe a que ambas se basan en algoritmos cuya impedancia de referencia está fijada por la impedancia de la carga, cualquiera que ésta sea.

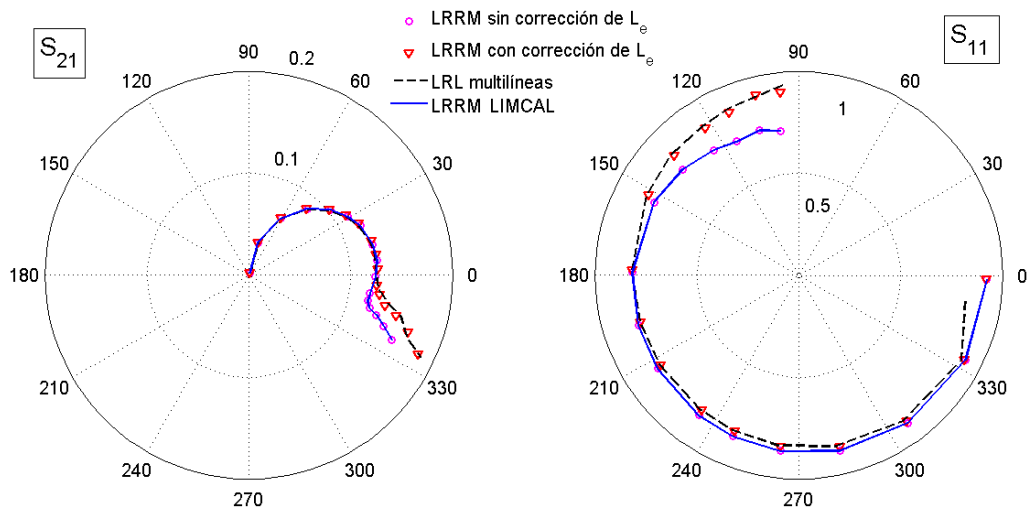


Figura 31. Comparación de los resultados obtenidos con la técnica LRRM utilizando el algoritmo de *Cascade Microtech* con y sin corrección de inductancia y con las técnicas de calibración TRL y LRRM de LIMCAL.

Por otro lado, el resultado de la calibración realizada a la misma medición pero utilizando la técnica de calibración LRRM con corrección de inductancia muestra una alta similitud con los obtenidos utilizando la técnica TRL multilíneas, así dado que la primera tiene como impedancia de referencia un valor de aproximadamente 50Ω y la segunda tiene como impedancia de referencia a la impedancia de la línea de transmisión de referencia la cual también se aproxima a 50Ω , existen grandes similitudes en los parámetros S calculados con ambos algoritmos.

5.2.3 Resultados de la calibración usando líneas de transmisión de diferente longitud como estándar

El kit de calibración con el cual fueron hechas las mediciones en tecnología coplanar cuenta con 5 líneas de longitud distinta, además de las dos cargas reflectoras y la carga no reflectora. Las longitudes de cada una de las líneas se muestra en la tabla 2.

Tabla 2. Longitudes de las líneas de transmisión del kit de calibración CM05.

Línea	Longitud (cm)
L0	0.1178
L1	0.1788
L2	0.2410
L3	0.3008
L4	0.4879

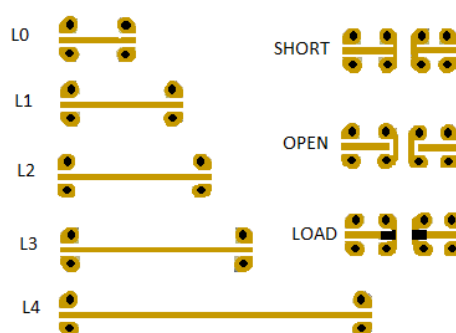


Figura 32. Kit de calibración CM05.

Se implementó la técnica de calibración LRRM para distintos algoritmos, variando la línea utilizada como estándar de calibración. El objetivo de esto es observar y justificar cómo se obtienen resultados cada vez menos acertados a medida que se utiliza una línea

de transmisión más larga ⁴ y confirmar de esta forma los compromisos que existen en el proceso de calibración con la técnica LRRM cuando se utilizan líneas de transmisión de longitud eléctrica muy grande.

5.2.4 LRRM *Cascade Microtech*

Se compararon los resultados obtenidos del proceso de calibración, utilizando distintas líneas de transmisión como estándar de conexión entre los puertos del ARV (*thru*), con resultados obtenidos utilizando la técnica de calibración LRRM del software LIMCAL.

La figura 33 muestra los resultados obtenidos de la calibración utilizando el algoritmo de *Cascade Microtech* para la medición del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa, en amplitud y en fase. Se pueden observar varias cosas interesantes:

- Se observa que tanto la magnitud como la fase obtenidas utilizando como estándar de calibración a la línea más corta son más aproximados a los obtenidos utilizando el software LIMCAL.

NOTA: Los resultados obtenidos y mostrados corresponden al algoritmo de *Cascade Microtech* sin corrección de la inductancia L_e . La razón es que el algoritmo de LIMCAL para la técnica LRRM tampoco lleva a cabo dicha corrección y utilizar la misma impedancia de referencia en la calibración es un importante punto a consideración si se desean comparar dos algoritmos de calibración.

⁴La diferencia entre los resultados obtenidos utilizando distintas líneas como estándar se debe a varios factores, siendo los principales las pérdidas en la línea de transmisión que aumentan a medida que la longitud es mayor y el hecho de que no se tienen las cargas medidas en el plano de medición del centro de la línea para todas las líneas.

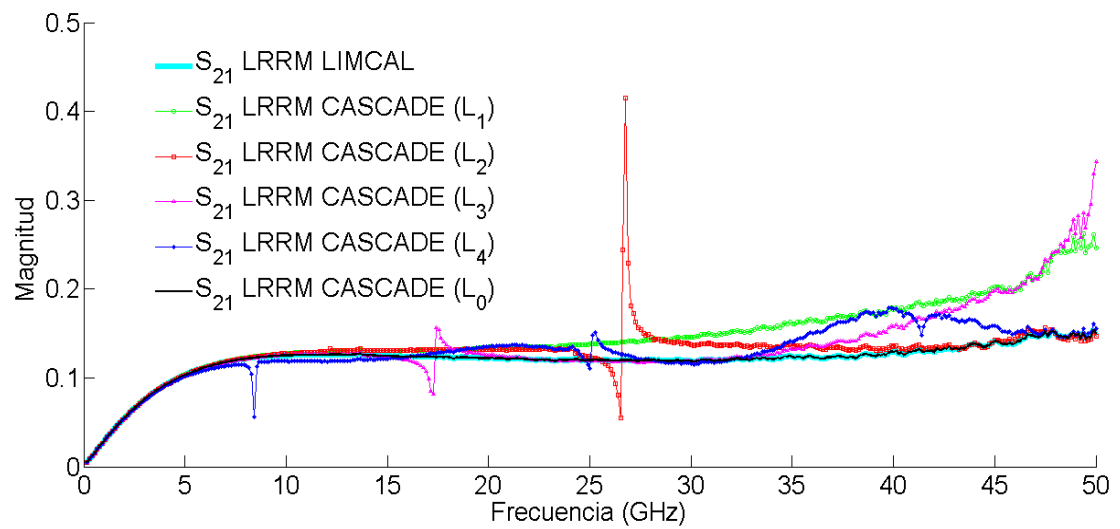
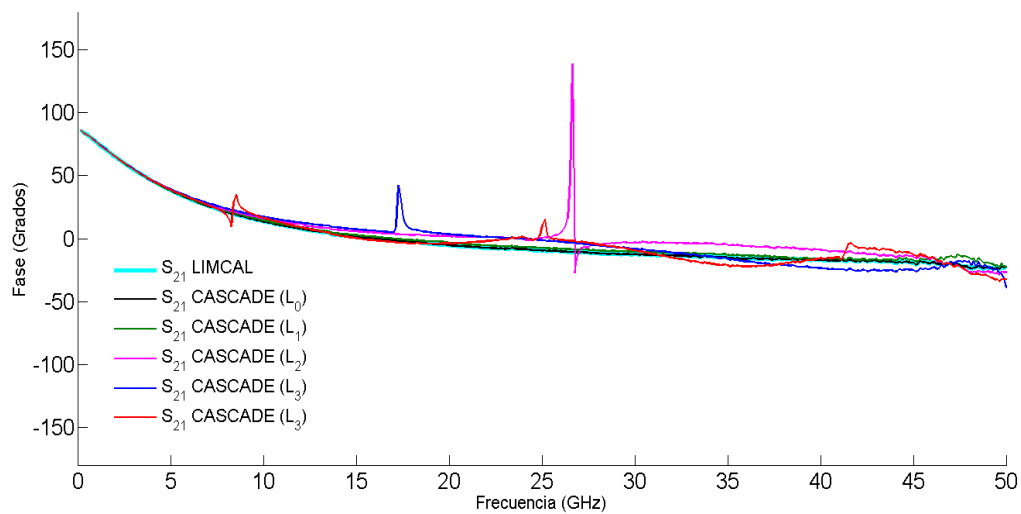
(a) Magnitud del parámetro S_{21} (b) Fase del parámetro S_{21}

Figura 33. Magnitud y Fase del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica eLRRM usando líneas de transmisión de longitud distinta.

- De la propia teoría de la técnica de calibración LRRM, tal y como se analizó en el capítulo 4, se sabe que el uso de líneas de transmisión de longitud eléctrica demasiado grande provoca que se obtengan resultados en los cuales se presentan

picos, debidas a la unicidad de los *reflects*, en algunas frecuencias y los cuales se presentan con mayor recurrencia y a menor frecuencia a medida que la longitud de la línea es mayor.

- Además se supone que la resistencia, R_0 , del *match* es constante y sin dispersión sobre todo el intervalo de frecuencia y que es la misma tanto al centro del *thru* como en los planos de las puntas de prueba, lo cual tampoco es totalmente cierto a alta frecuencia, sobre todo, con líneas de longitud física grande.

Así, es fácil notar que a frecuencias bajas, donde estos fenómenos no tienen un efecto considerable, la calibración utilizando cualquier línea de transmisión brinda resultados bastante parecidos. La figura 34 muestra los parámetros S_{21} y S_{11} medidos para el mismo transistor utilizando las tres líneas más cortas (L_0 , L_1 y L_2), en un intervalo de frecuencia de 0.045GHz a 25GHz, en donde no existen picos en la calibración.

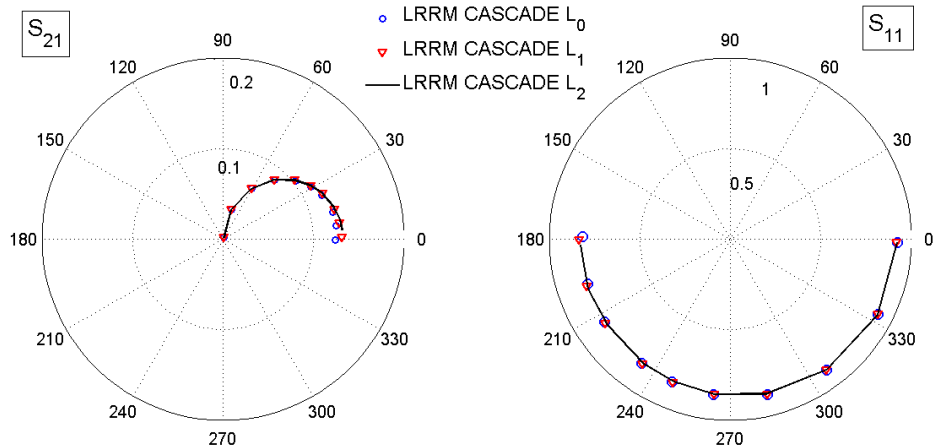


Figura 34. Parámetros S_{11} y S_{21} calculados con la técnica LRRM de *Cascade* con la inductancia no corregida para 3 líneas distintas.

Además aún utilizando las 5 líneas de transmisión se observan resultados similares de la calibración a frecuencias bajas. La figura 35 muestra la similitud que existe en

el resultado de la medición de la magnitud del parámetro S_{21} de un transistor FET medido en polarización directa para distintos intervalos de frecuencia.

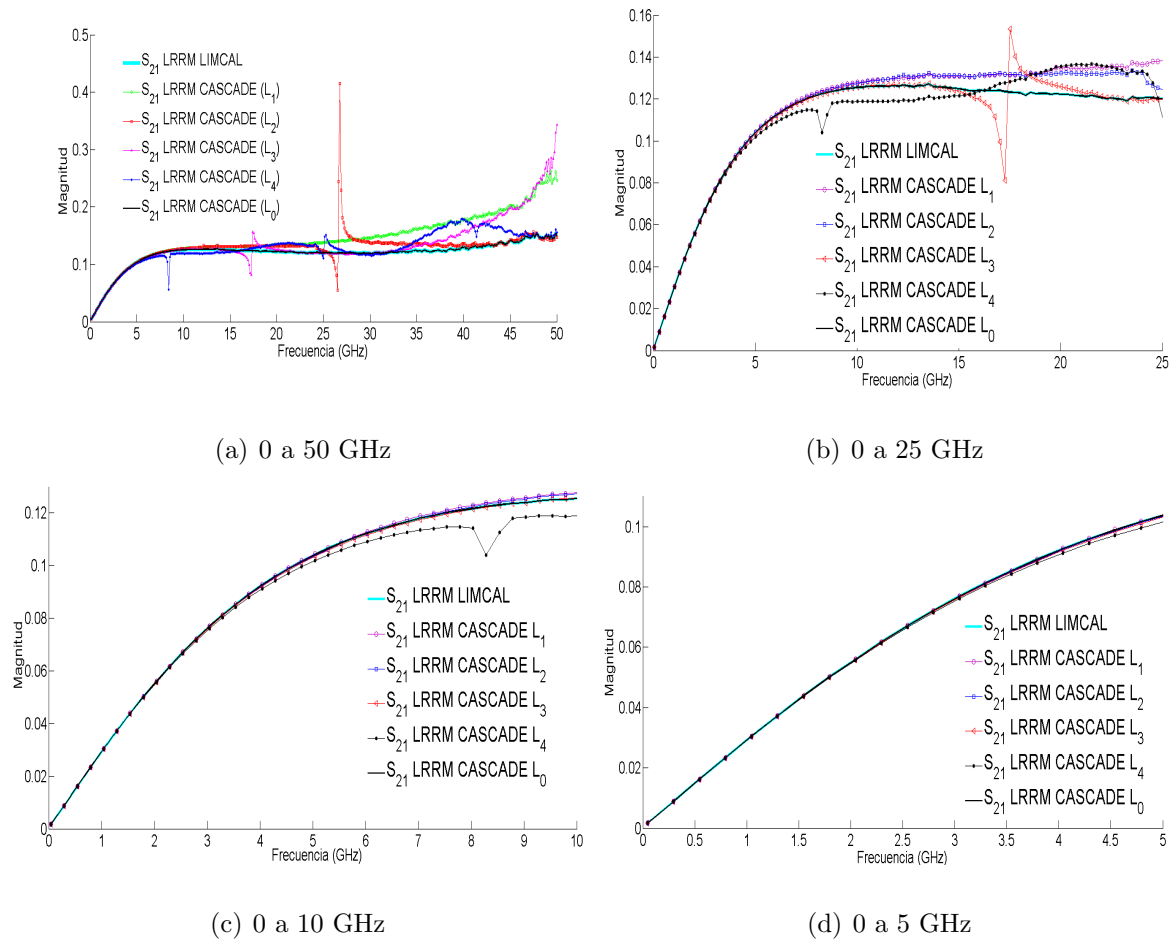


Figura 35. Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor FET en polarización directa para distintos intervalos de frecuencia medido y calibrado con la técnica LRRM de *Cascade Microtech*.

Se observa que a medida que la frecuencia de interés es menor las pérdidas, el corrimiento del plano de medición y en general la dispersión en las propiedades de la línea de transmisión de las cargas son menos significativos en el resultado de la calibración final.

5.2.5 LRRM CICESE

Se hizo un análisis del comportamiento de la técnica de calibración LRRM utilizando el algoritmo alternativo mostrado en la sección 4.3. Se utilizaron las mismas mediciones de los estándares y se hizo un proceso de de-embedding al mismo DBP. El resultado se muestra en las figuras 36 y 37 y se aprecia aunque ninguna de las gráficas correspondientes al resultado de la calibración con las distintas líneas de transmisión es exactamente igual a los obtenidos con la técnica de calibración LRRM de LIMCAL, si se presentan resultados bastante aproximados en un ancho de banda amplio utilizando la línea más corta. La razón de lo anterior es el hecho inminente de que tanto la técnica LRRM propuesta en la sección 4.3 como la propia del software LIMCAL toman como impedancia de referencia a la impedancia de la carga, sin corrección de la inductancia.

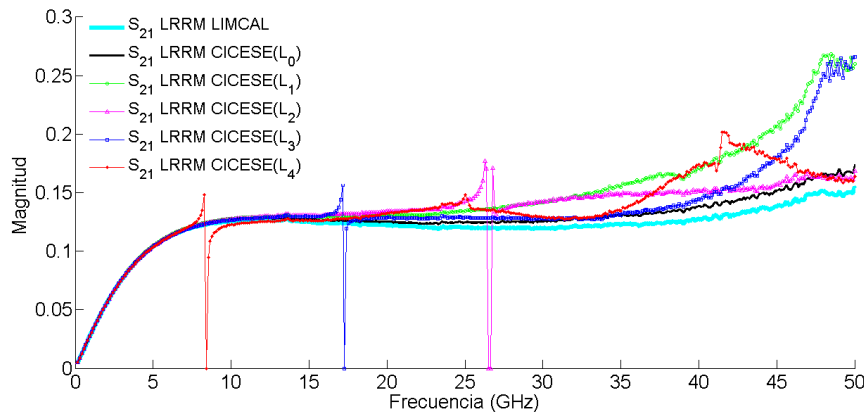


Figura 36. Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica LRRM propuesta usando líneas de transmisión de longitud distinta.

En resumen, se muestra que los resultados obtenidos con ambos algoritmos para la técnica de calibración LRRM, que la calibración final con todas las líneas de transmisión es bastante similar, y que a alta frecuencia se presentan problemas debido a que las hipótesis de la teoría no se cumplen.

Si solamente se analiza para frecuencias por debajo de los 25GHz se observa que

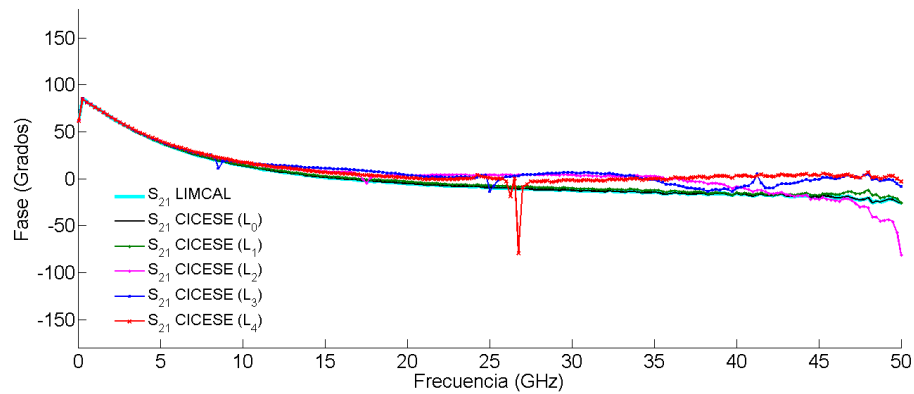


Figura 37. Fase del parámetro S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa calibrado con la técnica LRRM propuesta usando líneas de transmisión de longitud distinta.

los resultados obtenidos para distintas líneas de transmisión son bastante similares. La figura 38 muestra en forma polar los parámetros S_{11} y S_{21} de un transistor FET en polarización directa calculados utilizando la técnica LRRM de CICESE para tres líneas de transmisión distintas utilizadas como estándar, para frecuencias de 0.045GHz a 25GHz.

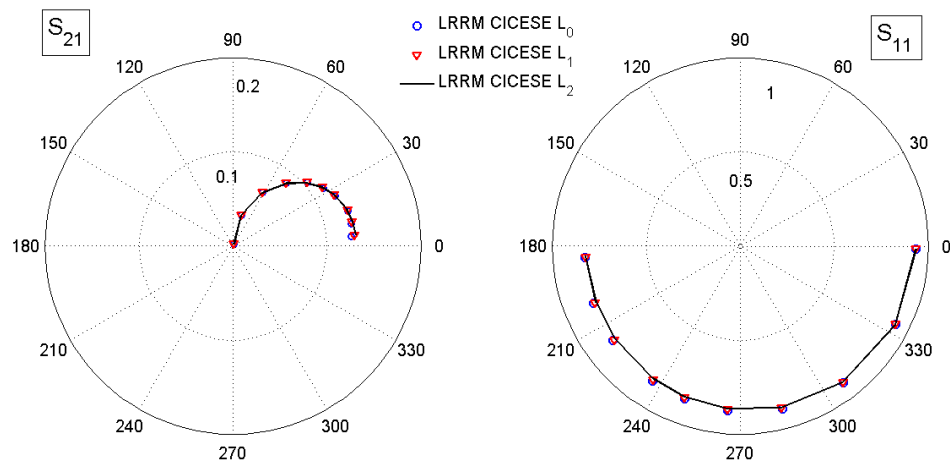


Figura 38. Parámetros S_{11} y S_{21} calculados con la técnica LRRM de CICESE con la inductancia no corregida para 3 líneas distintas.

Los resultados para ambos parámetros se mantienen muy parecidos tanto en amplitud como en fase. Los resultados de la calibración con este algoritmo presentan

diferencias respecto a los obtenidos con el algoritmo de LIMCAL mayores a las diferencias observadas utilizando el algoritmo de *Cascade Microtech*. Sin embargo, se tiene una variación entre los resultados mucho menor cuando se utilizan líneas más largas con el algoritmo de CICESE que con el algoritmo de *Cascade Microtech*.

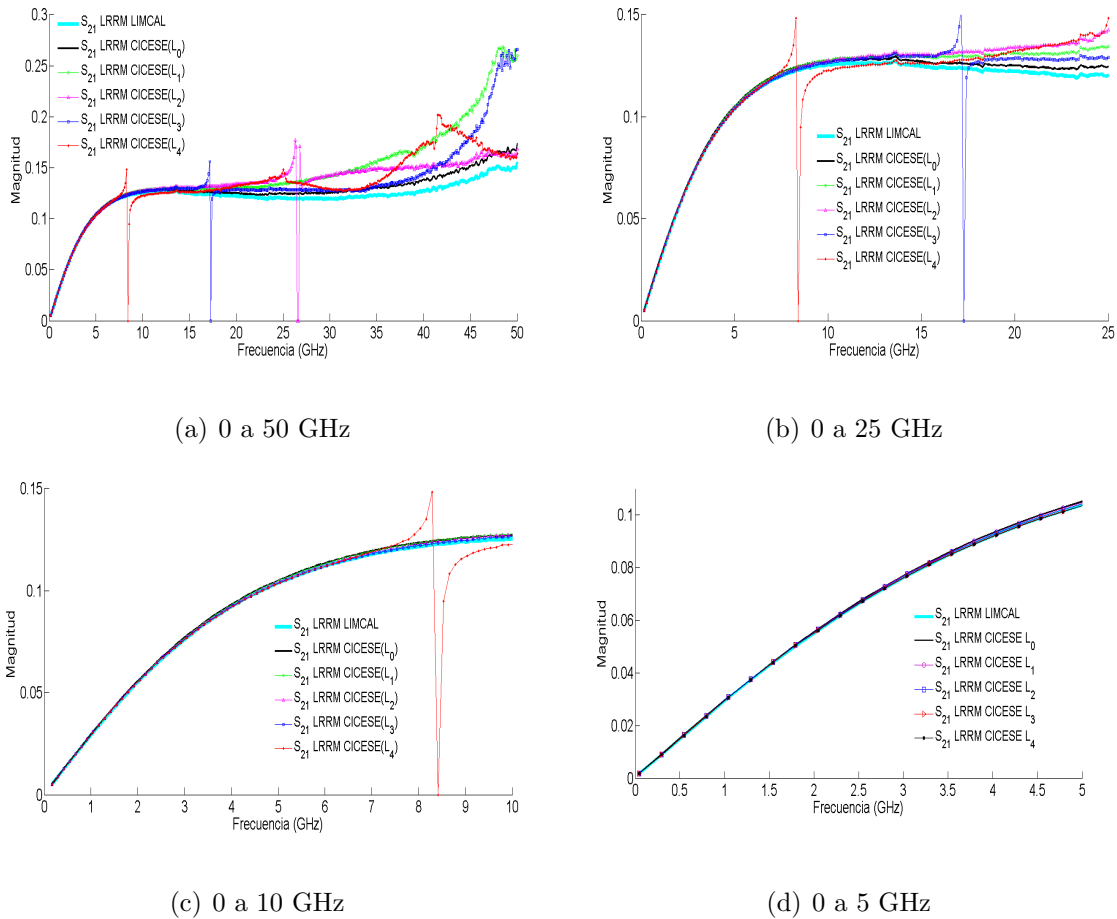


Figura 39. Magnitud del parámetro S_{21} de un transistor FET en polarización directa para distintos intervalos de frecuencia medido y calibrado utilizando la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD.

El algoritmo de *Cascade Microtech* le da prioridad al cálculo de la inductancia de la carga y a su posterior corrección, mientras que los algoritmos de CICESE, tanto utilizando parámetros ABCD como utilizando parámetros T, tiene como prioridad el cálculo de los planos de referencia de la calibración.

La figura 39 muestra la amplitud del parámetro S_{21} de un transistor FET para distintos intervalos de frecuencia medidos, calibrados con la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD. Se observa que a medida que crece la frecuencia de análisis, el resultado de la calibración con líneas de distinta longitud se vuelve más dependiente de la línea que se utilice como estándar.

Aunque en magnitud se tienen diferencias entre los resultados obtenidos para los distintos algoritmos de la técnica de calibración LRRM, debidos principalmente a inconsistencias en las hipótesis realizadas para su desarrollo, o la propia definición de la impedancia de referencia, respecto a la fase se pueden observar grandes similitudes (figura 37).

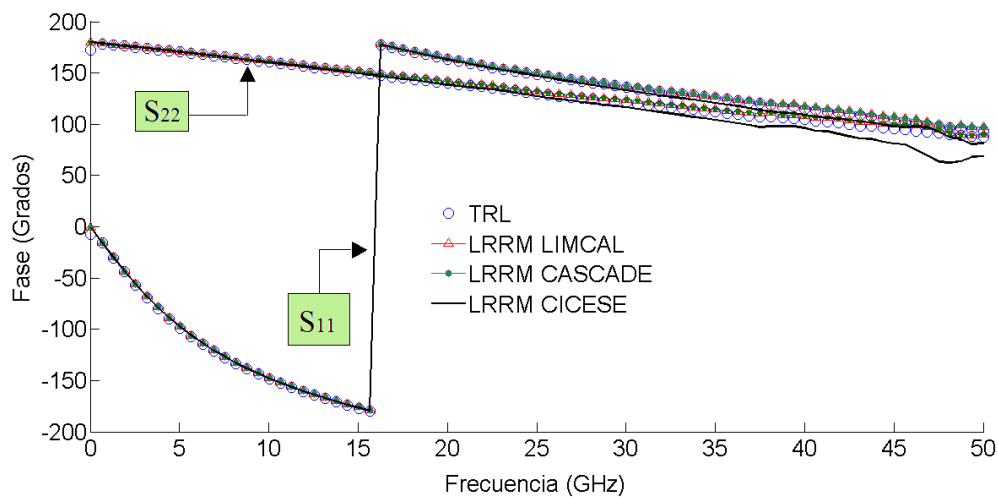


Figura 40. Comparación de la fase del parámetro S_{11} y S_{22} de un transistor FET, calculada con las técnicas TRL(m), LRRM de Cascade y LRRM de CICESE (con parámetros ABCD y con parámetros T).

La figura 40 muestra la fase de los parámetros S_{11} y S_{22} calculada, de un transistor FET en polarización directa, con los tres algoritmos de la técnica de calibración LRRM analizados y se compara con la fase obtenida con la técnica de calibración TRL. Esta gráfica muestra que los dos algoritmos de CICESE, tanto con parámetros ABCD como

con parámetros T (LIMCAL), los cuales colocan de forma automática los planos de referencia en las puntas de prueba son consistentes en un ancho de banda dado con los resultados obtenidos con la técnica TRL, la cual tiene como principal propiedad fijar los planos de referencia, pues ésta calcula la constante de propagación de forma automática, mientras que en la técnica LRRM de *Cascade* γ es un dato de entrada.

5.3 Calibración en tecnología coplanar (ISS-CPW)

En esta sección se muestran los resultados obtenidos del proceso de calibración mediante los algoritmos de la técnica LRRM presentados en secciones anteriores para la medición de estándares y dispositivos en tecnología coplanar ⁵. Se analizan las características y condiciones de cada algoritmo para este tipo de mediciones. La figura 41 muestra los estándares con los que se cuenta para la realización de esta medición, el kit de calibración CS5 de la empresa *GGB Industries Inc.*

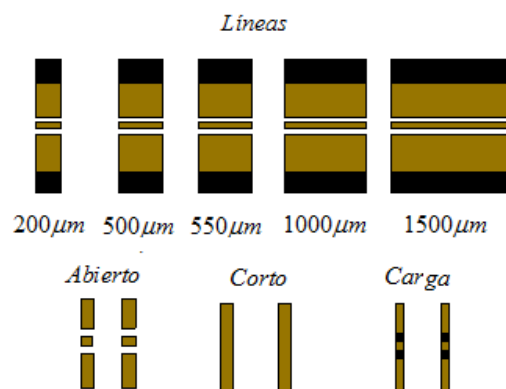


Figura 41. Estándares del kit de calibración coplanar en alúmina CS5 de la marca *GGB Industries Inc.*

⁵La técnica LRRM fue desarrollada por la empresa *Cascade Microtech* para mediciones con este tipo de estándares.

5.3.1 Validación de la implementación del algoritmo eLRRM de *Cascade Microtech* en MATLAB

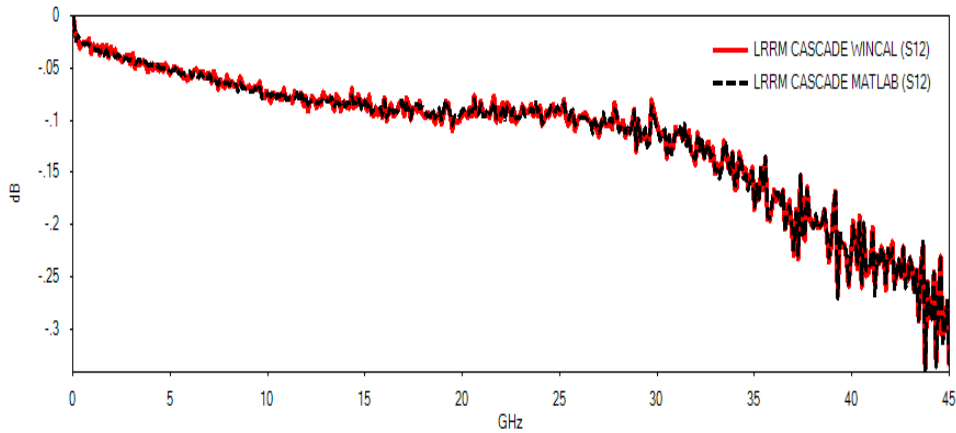
La técnica LRRM de *Cascade Microtech* fue desarrollada originalmente para llevar a cabo mediciones con estándares de este tipo. Así, la validación más leal para la implementación del algoritmo de *Cascade Microtech* es realizar una comparación de la calibración utilizando este tipo de estándares. Se comparan los resultados obtenidos de la calibración de distintos dispositivos con el software de *Cascade Microtech*, *WINCAL XETM* con los obtenidos de la implementación del mismo algoritmo en *MATLAB*.

La figura 42 muestra el resultado de la implementación del algoritmo de *Cascade Microtech* utilizando *MATLAB* y los obtenidos directamente con el software de esta empresa, *WINCAL XETM*⁶, para la medición de datos sin calibrar de una línea de transmisión uniforme de $550\mu\text{m}$ denotada como L3 en la figura 41.

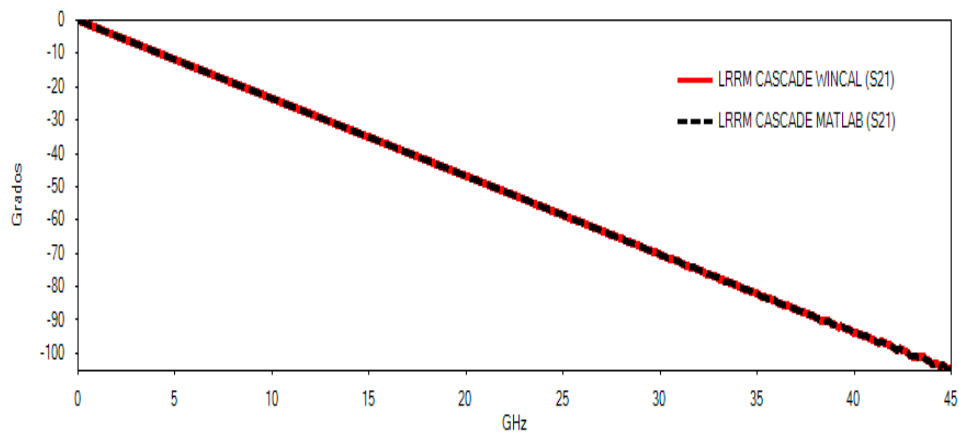
Así mismo se muestra en la figura 43 el resultado de la medición de la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión de un corto circuito desplazado construido sobre el mismo substrato del kit de calibración CS5.

En ambos casos, línea de transmisión y corto circuito desplazado, se observan resultados con un alto grado de similitud, lo que valida la implementación del algoritmo de la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* en el ambiente de programación de MATLAB.

⁶La línea de transmisión utilizada como estándar en ambas calibraciones es la línea de transmisión más corta, $220\mu\text{m}$.



(a) Magnitud del parámetro S_{21} de una línea de transmisión de $550\mu\text{m}$ construida en alúmina.

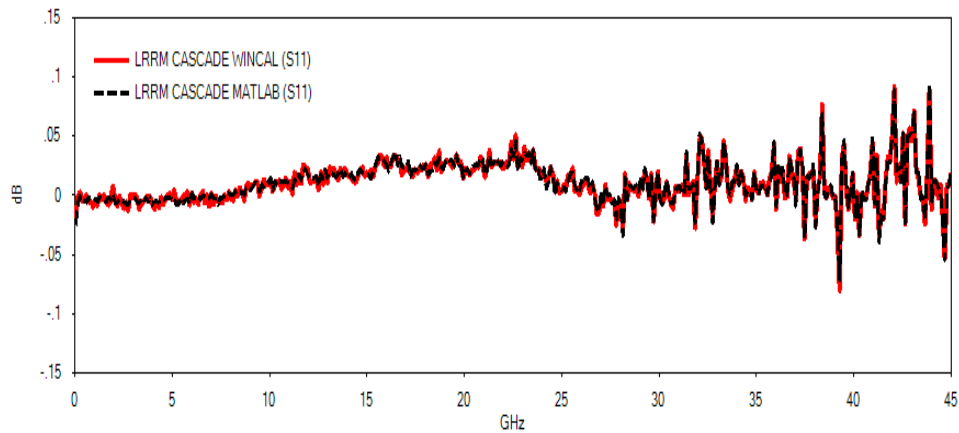


(b) Fase del parámetro S_{21} de una línea de transmisión de $550\mu\text{m}$ construida en alúmina.

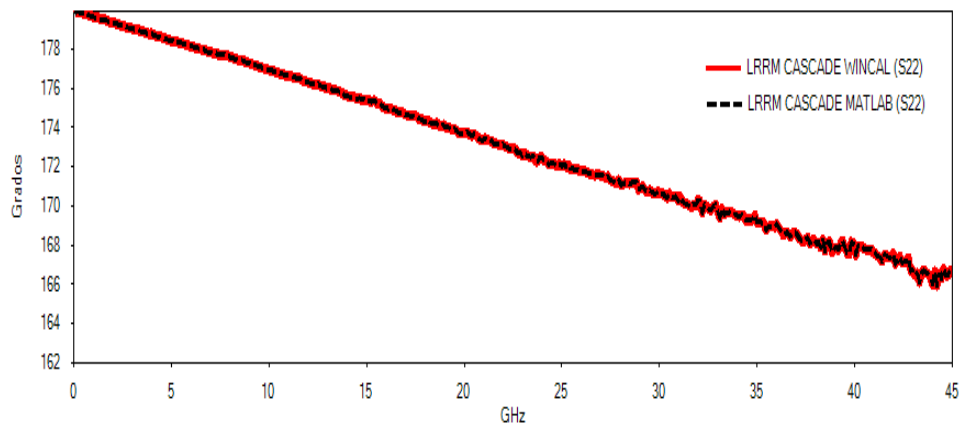
Figura 42. Parámetro de dispersión S_{21} , característica de la transmisión, en una línea uniforme medido con el algoritmo de *Cascade Microtech*, utilizando *MATLAB* y utilizando *WINCAL XETM*.

5.3.2 Comparación de la implementación de los algoritmos para la técnica LRRM

Se muestra en esta sección una comparación de los resultados obtenidos con los algoritmos de la técnica de calibración LRRM de CICESE (con parámetros T y ABCD),



(a) Magnitud en dB del parámetro S_{11} de un corto circuito desplazado.



(b) Fase en grados del parámetro S_{11} de un corto circuito desplazado.

Figura 43. Magnitud y Fase del coeficiente de reflexión de un corto circuito desplazado, calibrado con el algoritmo de la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* utilizando *MATLAB* y utilizando *WINCAL XETM*.

el algoritmo eLRRM de *Cascade Microtech* con la técnica LRL multilíneas y con la técnica LRM (también de *Cascade Microtech*).

Comparación con la técnica LRM

Se compara la resistencia de tres cargas de distinta impedancia, 12.5Ω , 25Ω y 100Ω , calculada con los algoritmos descritos en secciones anteriores para la técnica LRRM y con la técnica LRM; estas cargas se encuentran en el mismo sustrato en el que se hallan los estándares del kit de calibración CS5 de *GGB Industries Inc.* La figura 44 muestra tal comparación.

En todos los casos es posible notar que aunque existe una similitud importante (variación de algunas fracciones de ohm) entre todos los resultados mostrados, la técnica LRRM de *Cascade microtech* denota una diferencia un poco mayor respecto al resto de los resultados obtenidos con los otros algoritmos. Lo anterior se debe a que para el caso de mediciones con este tipo de estándares las cargas reflectoras no se encuentran en el plano del centro de la línea de referencia (las cargas se miden en las puntas de prueba), como si pasa con las mediciones con el kit CM05 de la sección anterior, el algoritmo de Cascade Microtech será más aproximado al resto de los algoritmos a medida que la línea de transmisión sea más corta o que las cargas sean medidas en un plano más cercano a el centro de la línea de referencia.

Comparación de los algoritmos con la técnica LRL

En esta sección se comparan tanto las características de transmisión de una línea de $550\mu m$ de longitud construida en el mismo sustrato del kit de calibración CS5 como las características de reflexión de una carga reflectora desplazada, calculadas utilizando mediciones de datos sin calibrar de estos dispositivos, e implementando las técnicas de calibración LRRM y LRL multilíneas.

En la figura 45 se muestran tanto la magnitud como la fase del parámetro S_{21} de

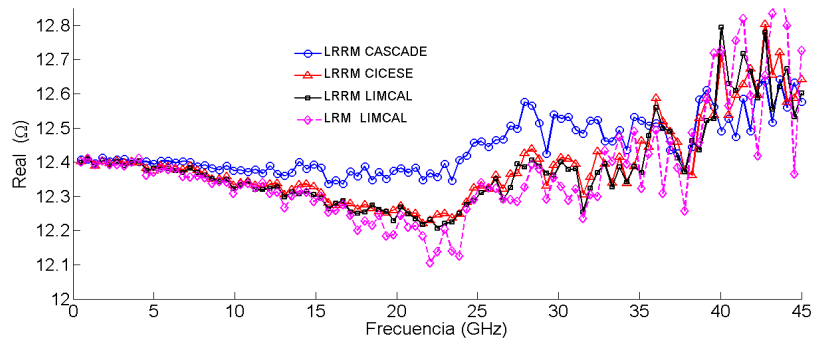
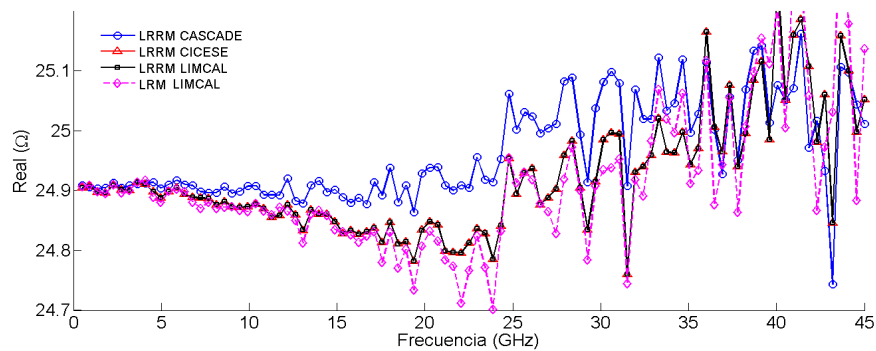
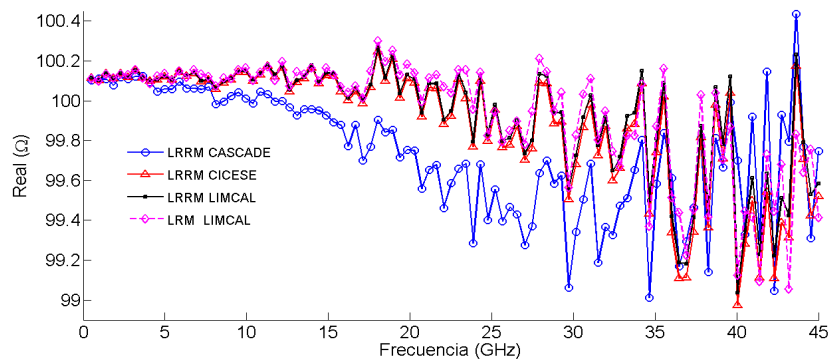
(a) Carga 12.5Ω (b) Carga 25Ω (c) Carga 100Ω

Figura 44. Comparación de la resistencia calculada, para la medición de una tres cargas de distinta impedancia: 12.5Ω , 25Ω , 100Ω , con los tres algoritmos analizados para la técnica de calibración LRRM y con la técnica LRM también de *Cascade Microtech*.

una línea de transmisión calculado utilizando las técnicas LRRM y LRL.

Es sabido que la técnica LRL es la más apropiada en el cálculo de las características

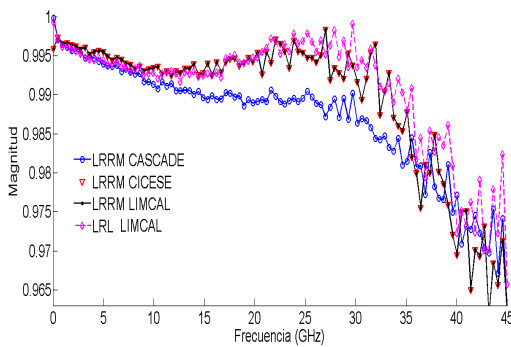
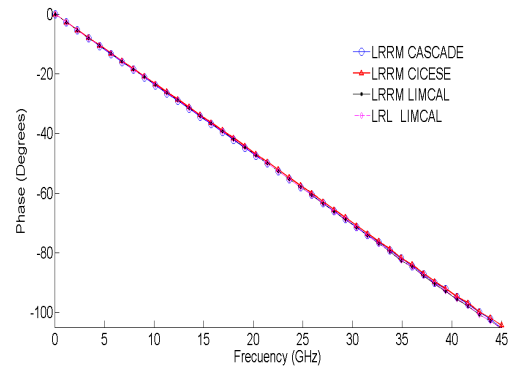
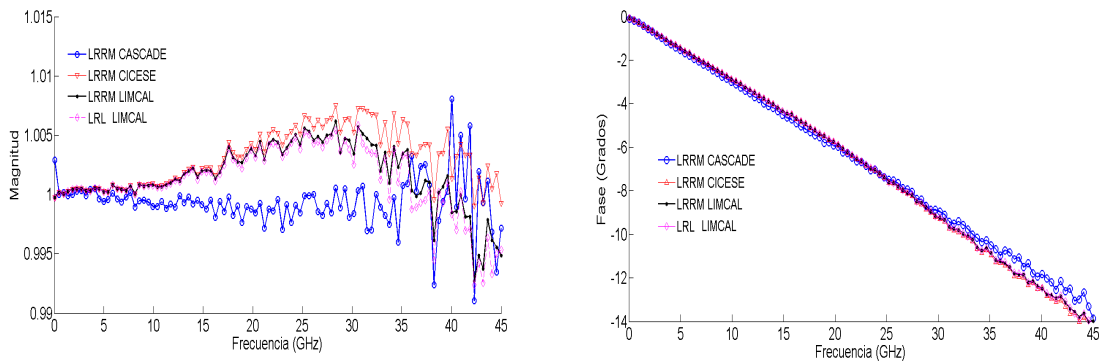
(a) Magnitud del parámetro S_{21} .(b) Fase del parámetro S_{21} .

Figura 45. Parámetro S_{21} de una línea de transmisión calculado con los tres algoritmos de la técnica LRRM y la técnica LRL.

de transmisión de una línea pues ésta calcula la constante de propagación de forma automática. Se observa que aunque en fase todas las calibraciones utilizadas muestran resultados casi idénticos en magnitud no ocurre lo mismo. El algoritmo de *Cascade Microtech* es de los tres analizados para la técnica LRRM el que menos se aproxima a lo calculado con la técnica LRL. Una vez más, se le puede atribuir esta pequeña diferencia al hecho de que el algoritmo de Cascade depende de que las cargas sean medidas en el plano del centro de la línea.

Un ejemplo más de lo anterior se muestra en la figura 46, en la que se presenta la magnitud y en fase del coeficiente de reflexión de un circuito abierto desplazado.

Una vez más se aprecia que si se toma como referencia a la técnica LRL, el algoritmo que ofrece resultados menos aproximados es el algoritmo de la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* en magnitud, mientras que en la fase se nota una gran congruencia entre todos los resultados.



(a) Magnitud del coeficiente de reflexión de un circuito abierto desplazado. (b) Fase del coeficiente de reflexión de un circuito abierto desplazado.

Figura 46. Coeficiente de reflexión de una carga reflectora desplazada calculado con los tres algoritmos de la técnica LRRM y la técnica LRL.

5.3.3 Calibración utilizando líneas de diferente longitud

En la sección 5.2 se analizaron las diferencias encontradas en el proceso de calibración cuando se utilizan líneas de distinta longitud como estándares; en tal sección se mostró que a medida que se utilizan líneas de mayor longitud, las pérdidas, que también son mayores, provocan que los resultados sean cada vez menos precisos. Además se presentan una serie de picos en el resultado de la calibración. Las líneas del kit de calibración CS5 tienen longitudes mucho menores a las utilizadas en las mediciones de la sección 5.2, lo cual permite tener una mayor estabilidad en cuanto las calibraciones realizadas con distintas líneas de transmisión, así como un mayor ancho de banda en la calibración.

Se calculó la resistencia de un carga de 12.5Ω utilizando la técnica LRRM de CICESE, utilizando tres distintas líneas de transmisión como estándar. La figura 47 muestra la resistencia de tal carga medida en los puertos 1 y 2 del analizador de redes.

Se puede apreciar que sobre un intervalo de frecuencia de casi 45GHz, la resistencia calculada es aproximadamente la misma. Además de que no se observan picos en la

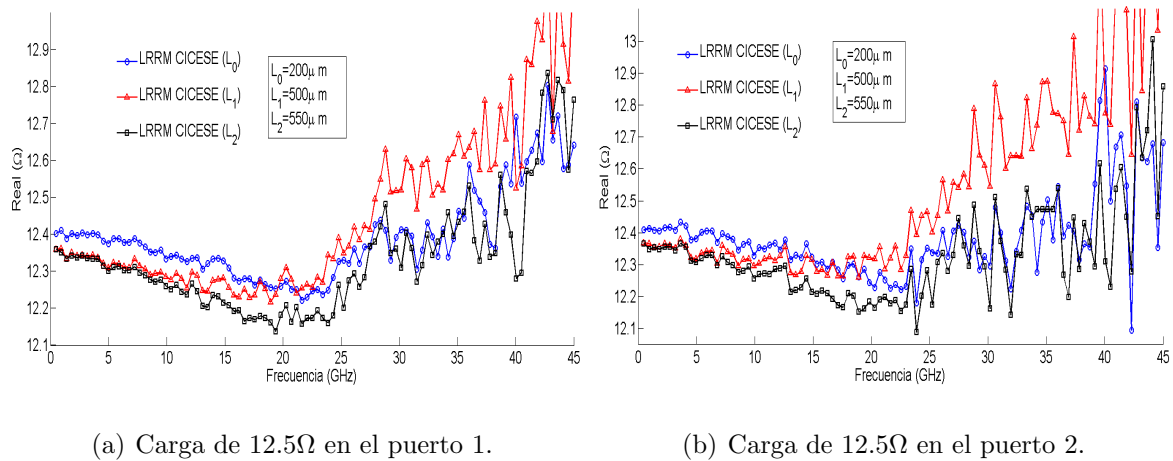


Figura 47. Resistencia de una impedancia de 12.5Ω calibrada utilizando distintas líneas de transmisión con el algoritmo de la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD.

calibración final, al menos sobre el ancho de banda analizado y con las líneas utilizadas. El algoritmo utilizado (CICESE con parámetros ABCD) permite trasladar los planos de referencia de la calibración a las puntas de prueba sin necesidad conocer la constante de propagación ni la longitud de la línea de transmisión.

5.4 Calibración en tecnología coaxial

Se aplicaron los algoritmos de la técnica de calibración LRRM expuestos a mediciones en tecnología coaxial. Esto es, se utilizaron como estándares de calibración los correspondientes al kit de calibración coaxial del analizador de redes vectorial de la técnica *Full-Two-Port* o calibración completa de dos puertos (ver figura 48).

5.4.1 LRRM CICESE

Como dispositivo bajo prueba, DBP, se utilizó un atenuador de 20dB. Los resultados confirman que los compromisos, debilidades y virtudes existentes en ambos algoritmos de calibración de la técnica LRRM, se cumplen.

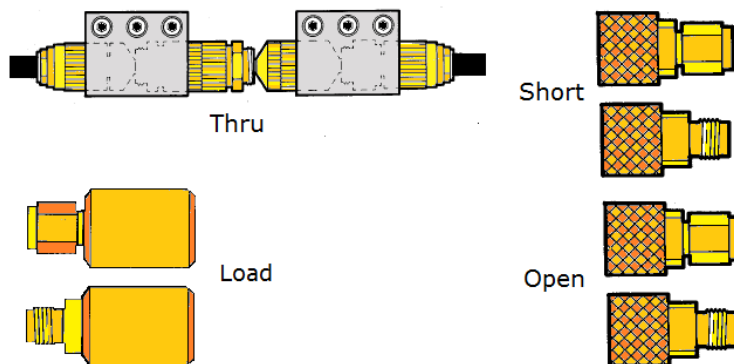
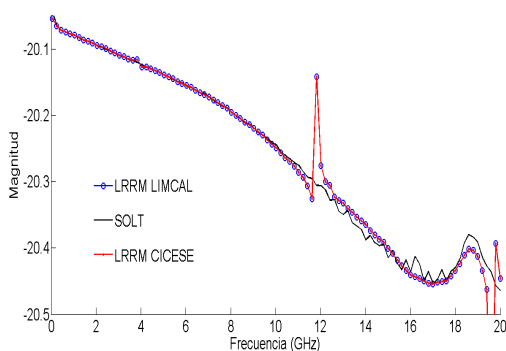
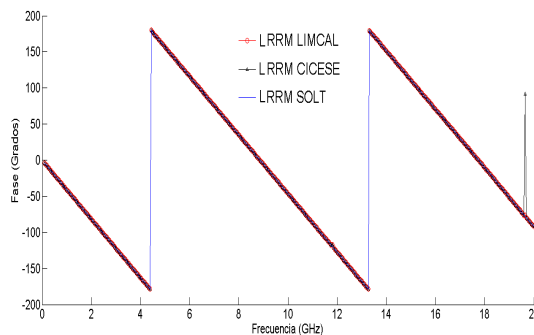


Figura 48. Ilustración de los estándares del kit de calibración coaxial 85052C de Agilent Technologies (El *thru* no es parte del kit de calibración, se define como una conexión entre los puertos de VNA).

Un ejemplo claro de ello es mostrado en la figura 49, en la que se muestra la amplitud y fase del parámetro S_{21} medido de un atenuador de 20dB mediante la técnica de calibración LRRM del software LIMCAL y la técnica LRRM propuesta en esta tesis. Se realiza además una comparación de los resultados obtenidos con estos algoritmos y los obtenidos con la técnica SOLT (*Full-two-Port*) del propio analizador de redes vectorial.



(a) Magnitud del parámetro S_{21}



(b) Fase del parámetro S_{21}

Figura 49. Magnitud y fase del parámetros S_{21} medido de un atenuador de 20dB.

Ambas figuras muestran que existe una gran similitud entre los resultados obtenidos

para mediciones en tecnología coaxial para la técnica marcada como LRRM de CICESE (con parámetros ABCD), los obtenidos con la técnica LRRM de LIMCAL (CICESE con parámetros T) y la técnica SOLT.

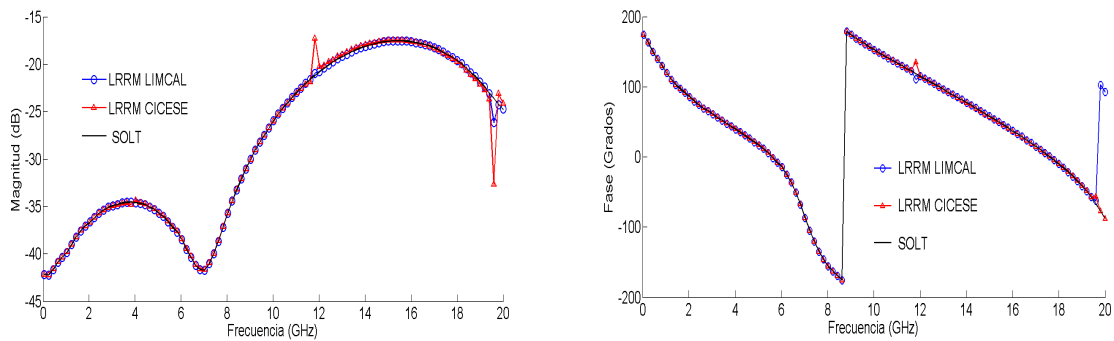
La razón de lo anterior es que en la teoría de la técnica de calibración LRRM de CICESE mostrada en la sección 4.3, todas las constantes de calibración de las matrices de error ABCD de los puertos 1 y 2 se calculan a partir de los valores de las constantes $\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}}$ y $\frac{\overline{B_X}}{\overline{D_X}}$, y estos se sustentan en las hipótesis siguientes:

- $\frac{\overline{A_X}}{\overline{C_X}} \Rightarrow Z_{match_1} = Z_{L_m}$
- $\frac{\overline{A_Y}}{\overline{C_Y}} \Rightarrow Z_{match_2} = Z_{L_m}$

Y dado que en tecnología coplanar se presenta el fenómeno de la inductancia de la carga y que la impedancia de la línea de la carga desplazada no es exactamente igual a la impedancia del sistema, ninguna de las dos hipótesis mostradas arriba se satisface, para los casos en que se conecta la carga en el puerto 1 o 2, por lo que la calibración carece de precisión. Por otro lado, en tecnología coaxial la carga utilizada como *match* no tiene parte reactiva, así que es posible asegurar que dicha impedancia se aproxima a la impedancia del sistema (impedancia del *thru* y de la línea de la carga desplazada, Z_{L_m}).

Para terminar de mostrar los resultados obtenidos con las mediciones en esta tecnología se grafican en la figura 50 la magnitud y la fase del parámetro S_{11} de atenuador de 20dB.

Se puede ver en la figura 50 que lo predicho en la teoría se cumple también en este caso respecto a los picos (*spikes*) resultantes a la calibración, lo cual se debe a que para algunas frecuencias el corto circuito y el circuito abierto brindan la misma información

(a) Magnitud del parámetro S_{11} (b) Fase del parámetro S_{11} Figura 50. Magnitud y fase del parámetros S_{11} medido de un atenuador de 20dB.

y provocan que haya indeterminaciones en las ecuaciones que describen a la técnica LRRM propuesta.

5.4.2 LRRM *Cascade Microtech*

El algoritmo matemático en el cual está basada la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* supone que las cargas utilizadas como reflectoras o no reflectoras tienen su plano de referencia en el mismo plano de la línea de transmisión. Esto significa que tal método no está realizado para manejar estándares desplazados a dicho plano. Sin embargo se observan resultados bastante buenos utilizando el algoritmo de *Cascade*. Esto solo es posible después de haber logrado llevar a cabo la implementación del algoritmo en *MATLAB*, pues el software de *Cascade Microtech*, *WINCAL* no permite utilizar estándares de este tipo.

En la figura 51 muestra el resultado de una calibración realizada a la medición del parámetro S_{21} de un atenuador de 20dB en tecnología coaxial. Se puede apreciar que el resultado obtenido presenta un comportamiento aproximado al obtenido con la técnica

SOLT y con la técnica LRRM de CICESE con parámetros T.

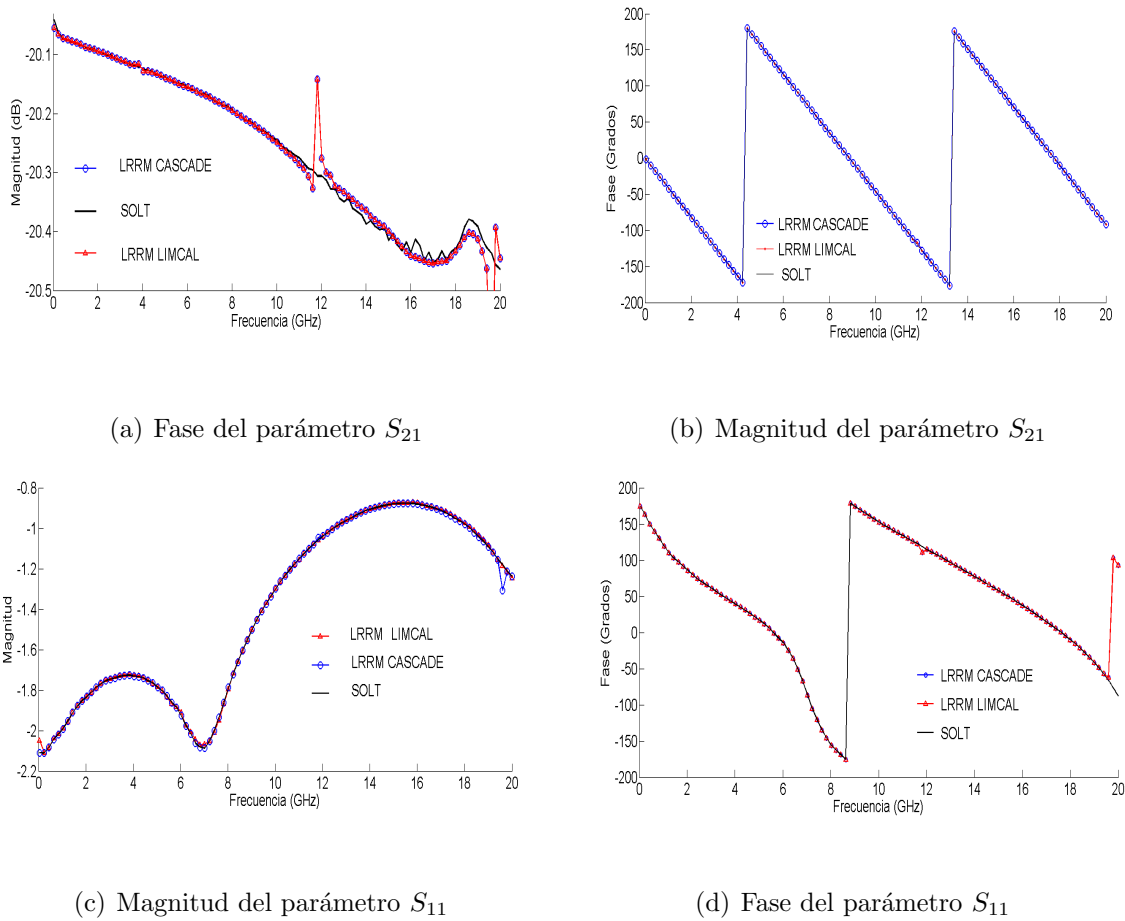


Figura 51. Magnitud y fase de los parámetros S_{21} y S_{11} de un atenuador de 20 dB.

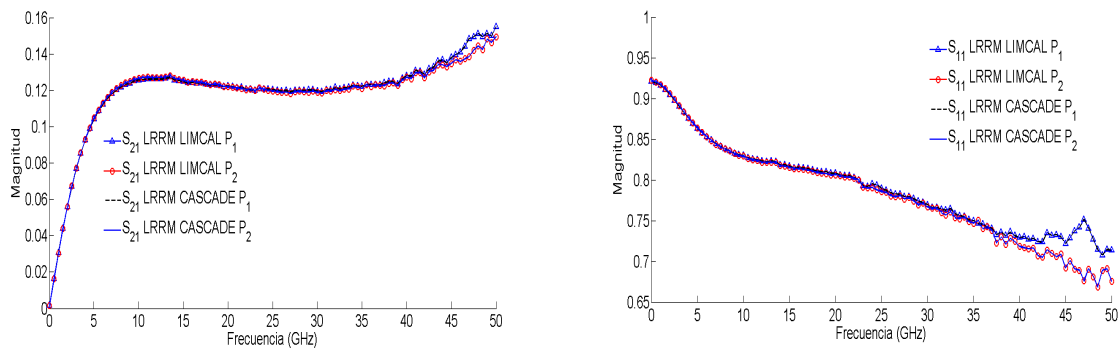
5.5 Calibración LRRM con la carga en el puerto 1 y en el puerto 2

En el capítulo 4 se describen los algoritmos matemáticos de la técnica de calibración TRRM/LRRM de *Cascade Microtech* y de CICESE (utilizando parámetros ABCD), respectivamente. Aunque se considera que se mide el estándar utilizado como carga no reflectora (*match*) en el puerto 1, en la técnica de calibración LRRM es posible medir

dicho estándar en el cualquiera de los puertos, como se muestra en esta sección.

En esta sección se muestra un análisis y comparación de los resultados obtenidos para la técnica de calibración LRRM midiendo el estándar utilizado como *match* en distintos puertos, para cada uno de los algoritmos mostrados.

Los resultados obtenidos de la medición de un transistor de efecto de campo (FET, del inglés *Field Effect Transistor*) en polarización directa (figura 52) muestran que tanto para el algoritmo de *Cascade Microtech*⁷ como para el algoritmo de LIMCAL, la calibración utilizando la carga en el puerto 1 y la calibración utilizando la carga en el puerto 2 tienen una importante similitud en un intervalo amplio de frecuencia y que a frecuencias muy altas, la diferencia entre los resultados crece. Esto se debe a que las cargas utilizadas en ambos puertos no son iguales sobre todo el intervalo de frecuencia de medición.



(a) Magnitud del parámetro S_{21}

(b) Magnitud del parámetro S_{11}

Figura 52. Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} de un transistor de efecto de campo en polarización directa, resultado de la calibración LRRM con la carga en el puerto 1 y con la carga en el puerto 2, utilizando los algoritmos de Cascade Microtech y el algoritmo de CICESE utilizando parámetros T (LIMCAL).

El algoritmo de CICESE con parámetros ABCD, como se observó en secciones

⁷El algoritmo de *Cascade Microtech* se trata del algoritmo sin corrección de la inductancia de carga.

pasadas, exhibe resultados bastante aproximados a los obtenidos con los algoritmos de Cascade y de LIMCAL en mediciones en tecnología coplanar; en este caso también se observa una pequeña discrepancia entre los resultados de la calibración utilizando la carga en el puerto 1 y en el puerto 2. La figura 53 muestra la magnitud de los parámetros S_{21} y S_{11} , respectivamente, calculados utilizando la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD, de un transistor de efecto de campo.

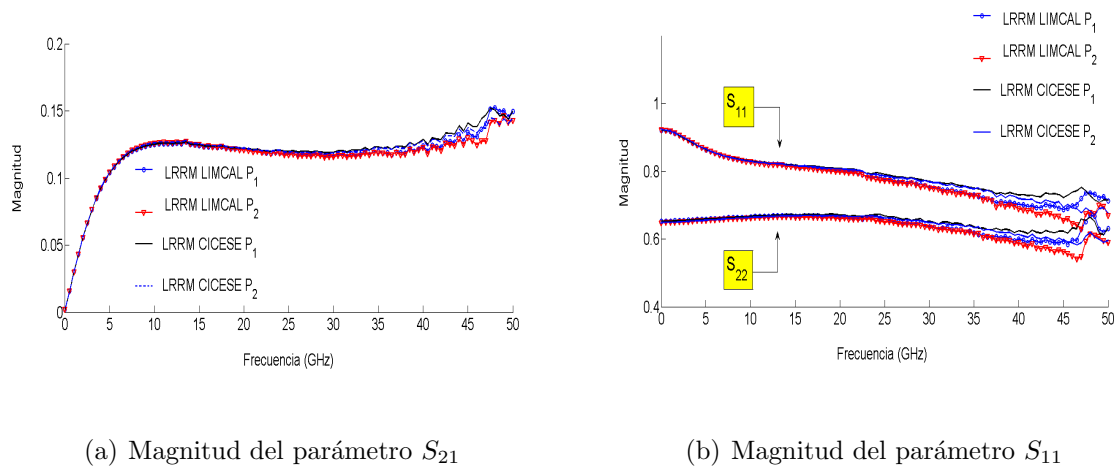


Figura 53. Magnitud de los parámetros S_{21} y S_{21} calculados con la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD de un transistor FET.

Así como se mostró que los resultados utilizando la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* sin corrección de la inductancia, utilizando la carga en el cualquiera de los puertos se aproxima a los resultados obtenidos utilizando la técnica de calibración LRRM de CICESE utilizando parámetros T (LIMCAL), se muestra en esta sección la similitud de los resultados obtenidos utilizando la técnica LRRM de *Cascade Microtech* con corrección de inductancia con los obtenidos con la técnica de calibración TRL. Esto es, dos algoritmos con impedancia de referencia similares, pues mientras que la primera utiliza como impedancia de referencia a la impedancia de la carga con la inductancia corregida (al menos una aproximación de ésta), la segunda calibra con impedancia de

referencia igual a la impedancia de la línea, es decir aproximadamente 50Ω .

Así, la teoría marca que los resultados obtenidos con los dos algoritmos, independientemente del puerto en el que se conecte la carga deben ser similares en amplitud sobre un ancho de banda dado, es decir, en el ancho de banda en el que ambas cargas son idénticas.

Los resultados mostrados en las figuras 54 y 55 dejan notar que los parámetros de dispersión calculados con la técnica de calibración LRRM de *Cascade Microtech* arrojan resultados similares, en un rango de frecuencia de aproximadamente 25 GHz, esto es, el intervalo de frecuencia en el cual ambas cargas pueden considerarse como iguales. Por otro lado la similitud con el resultado de la utilización de la técnica TRL muestra que la corrección de la inductancia permite referir la calibración a la impedancia de la línea.

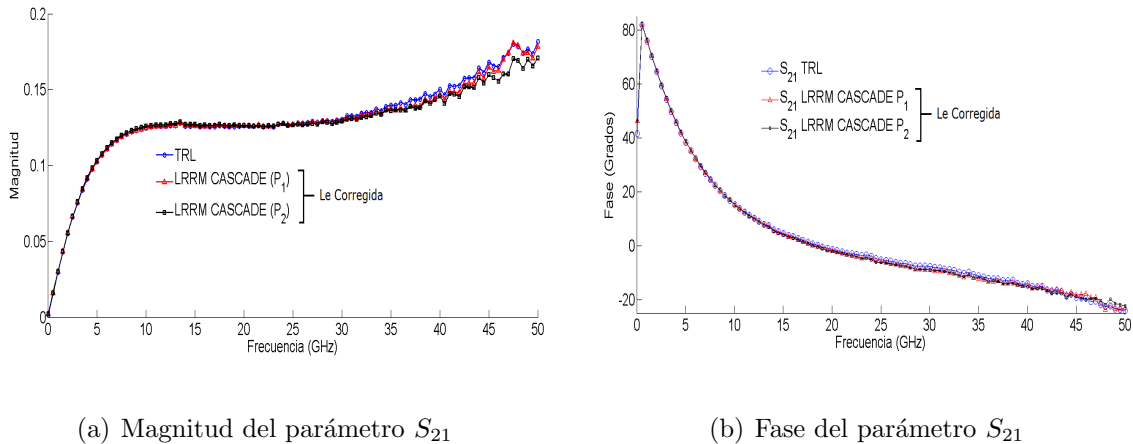


Figura 54. Parámetro S_{21} de un transistor FET, en polarización directa, calibrado utilizando la técnica LRRM de *Cascade Microtech* con corrección automática de inductancia de la carga conectada en distintos puertos de ARV y con la técnica de calibración TRL.

Las diferencias en fase prácticamente son nulas, lo cual se debe a que la impedancia de referencia no afecta a los planos de referencia de la calibración, sin embargo las diferencias en la amplitud de los parámetros calculados reside en esas desviaciones en

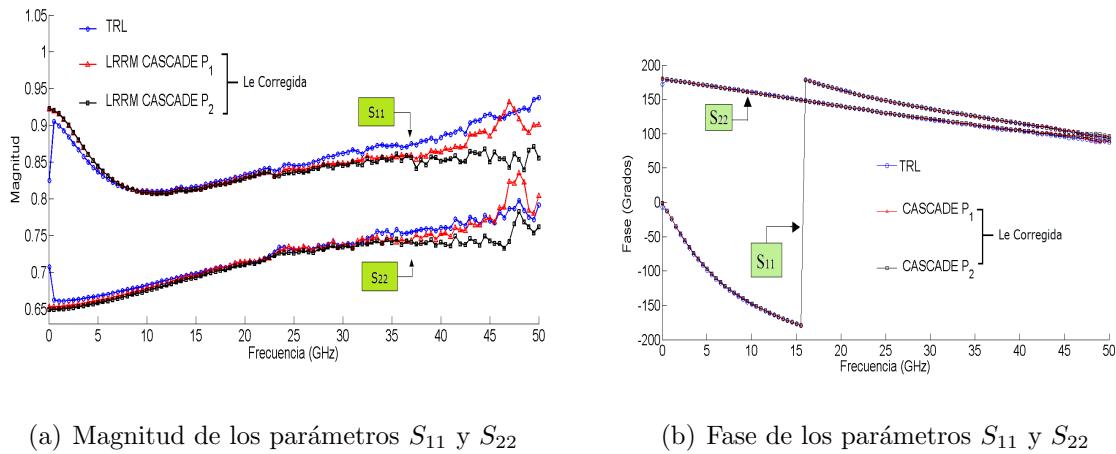


Figura 55. Parámetros S_{11} y S_{22} de un transistor FET, en polarización directa, calibrado utilizando la técnica LRRM de *Cascade Microtech* con corrección automática de inductancia de la carga conectada en distintos puertos de ARV y con la técnica de calibración TRL.

la impedancia de referencia, respecto a la supuesta en el algoritmo, aproximadamente Z_0 para ambos algoritmos.

Con el objetivo de llevar a las condiciones adecuadas al algoritmo de la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD se implementó este a mediciones en tecnología coaxial. En la figura 56 se muestran la magnitud y la fase de los parámetros S_{11} y S_{21} de un atenuador de 20dB en tecnología coaxial⁸.

En los resultados mostrados en la figura 56 se observa que, dado que con los estándares realizados en tecnología coaxial si se cumple que la impedancia de la línea de transmisión (*thru*) y la impedancia de la carga (*match*) son aproximadamente iguales a Z_0 , y que además ambas cargas tienen impedancias idénticas, el resultado de una calibración utilizando la técnica LRRM (en este caso utilizando el algoritmo de CICESE con parámetros ABCD ⁹) son iguales, independientemente del puerto en el cual

⁸Los parámetros S_{22} y S_{12} son iguales a los parámetros S_{11} y S_{21} en un atenuador, pues se trata de un dispositivo simétrico y recíproco.

⁹La misma independencia del puerto en el que se conecte la carga puede obtenerse para cualquiera de los algoritmos analizados en la tesis.

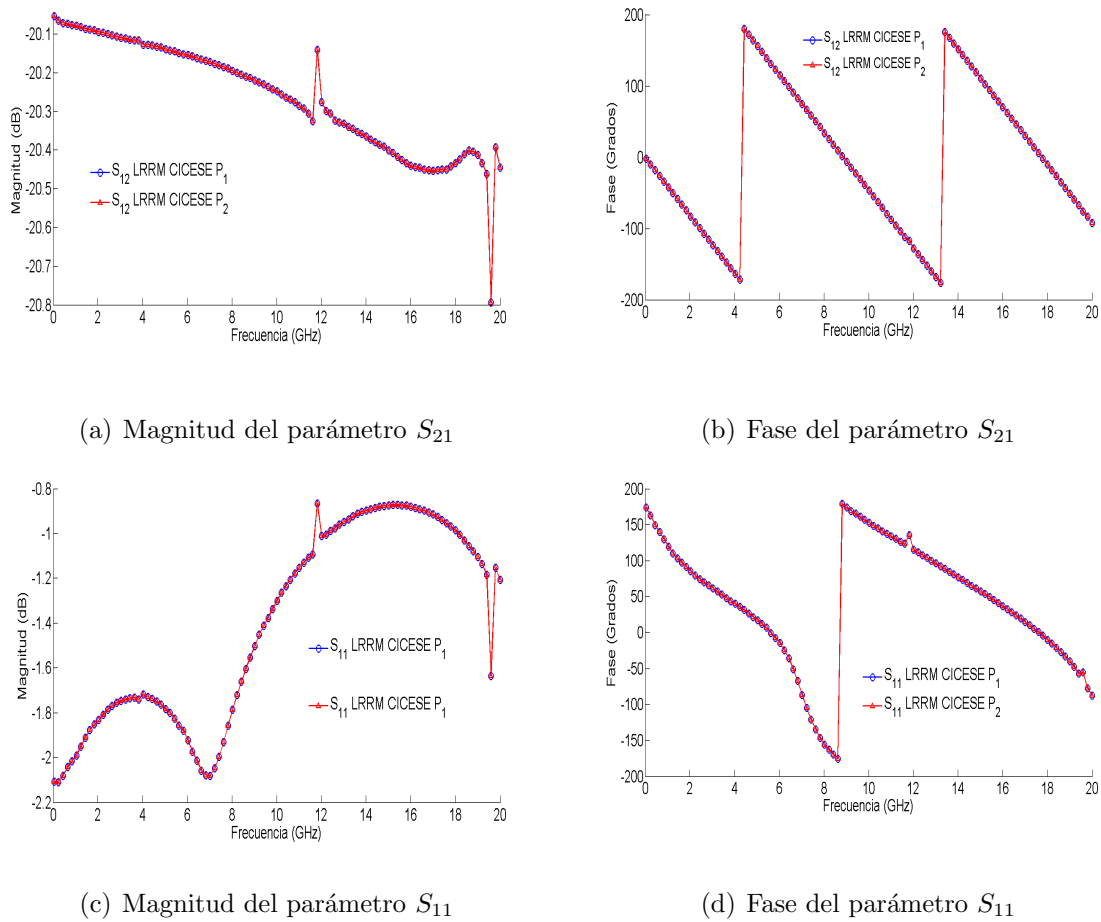


Figura 56. Magnitud y Fase de los parámetros S_{11} y S_{21} de un atenuador de 20dB calibrado con la técnica LRRM con la carga en los puertos 1 y 2.

se conecte la carga.

5.6 Resumen

En esta sección se analizaron los resultados obtenidos de la implementación de la técnica de calibración LRRM utilizando los algoritmos de *Cascade Microtech* (eLRRM) y el propuesto en este trabajo de tesis y se realizó una comparación con el algoritmo de CICESE realizado en parámetros T (LIMCAL) para la misma técnica. Se mostraron las desventajas presentes cuando se utiliza una línea de longitud demasiado grande.

Se mostró tanto de forma matemática como en forma práctica las carencias y debilidades de cada uno de los algoritmos, es decir, tanto la falta de exactitud del algoritmo eLRRM de *Cascade Microtech* en la utilización de cargas que no se encuentran en el plano del centro de la línea, como las carencias del algoritmo de la técnica de CICESE en parámetros ABCD para la calibración con estándares en tecnologías donde la inductancia de la carga es de un valor considerable.

Se evaluó la importancia de la definición de la impedancia de referencia en el proceso de calibración, esto es, los efectos que se observan a alta frecuencia debido a las hipótesis de cada algoritmo, como utilizar una línea de transmisión con impedancia no dispersiva o la de una carga sin efecto reactivo, introducen en el resultado final.

Además se hizo énfasis en la definición del plano de referencia en la calibración, pues mientras que el algoritmo de *Cascade* necesita que este dato le sea introducido *a priori* cuando se define a la línea de transmisión, los dos algoritmos de CICESE lo calculan de forma automática.

Además se comprobó para todos los algoritmos analizados que aunque es posible calibrar utilizando cualquiera de los puertos para conectar la carga (*match*), la asimetría entre las cargas provoca que se presenten resultados diferentes a alta frecuencia.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1 Conclusiones generales

Se han establecido las bases teóricas y experimentales que permitan llevar a cabo un razonamiento adecuado para seleccionar (o descartar) a la técnica de calibración *Line-Reflect-Reflect-Match* para el ARV en una aplicación dada:

- La técnica de calibración LRRM fue desarrollada originalmente para el cálculo y corrección de los errores de toda la base de pruebas en mediciones en oblea; tanto así que la patente del algoritmo más avanzado hasta el día de hoy de tal técnica pertenece a la empresa *Cascade Microtech*, a la cual se le reconoce como una de las más importantes en el campo de las mediciones de este tipo.
- El algoritmo de esta empresa, *eLRRM*, para la técnica de calibración LRRM ha sido reproducido, y desarrollado matemáticamente en este trabajo. Además ha sido implementado en el ambiente de programación *MATLAB*, y validado mediante la comparación directa de los resultados obtenidos de esta forma con los obtenidos utilizando el propio software de *Cascade Microtech*, *WINCAL_{TM}*.
- No es necesario utilizar los propios estándares de *Cascade Microtech*. Es posible implementar el algoritmo de la técnica LRRM utilizando cualquier tipo de estándares, aún cuando estos no sean estándares en oblea.

Se han explicado y demostrado experimentalmente cada una de las características, ventajas y desventajas de la técnica LRRM:

- Al igual que todas las técnicas de calibración, su precisión depende en gran medida de que tanto se cumplan las hipótesis en las que están sustentadas.
- Se debe establecer de forma precisa la impedancia de referencia de la calibración, la cual en la técnica LRRM está puesta por la carga adaptada y su grado de similitud con la impedancia de la línea.
- El plano de referencia de la calibración se encuentra en el plano de las puntas de prueba, o de forma más general en los extremos de la estructura utilizada como conexión directa entre puertos (*thru*).
- El plano de referencia se establece por el valor de la constante de propagación y la longitud de la línea de transmisión (γl_L).
- El conocer la constante de propagación, fase y pérdidas, contribuye de forma importante a la utilización de líneas de transmisión de longitud arbitraria.
- Los compromisos existentes en cuanto al uso de líneas de transmisión de longitud eléctrica grande y de cargas con coeficientes de reflexión conjugado (*open* y *short*) se hacen presentes en la calibración final con picos en los resultados.

Se ha verificado la viabilidad de la implementación de la técnica de calibración LRRM en diferentes tecnologías. La comparación de los resultados obtenidos con la técnica LRRM y el obtenido con otras técnicas de calibración arroja las siguientes conclusiones:

- La técnica LRRM utiliza el mismo conjunto de estándares de la técnica SOLT, sin embargo ésta requiere mucho menos conocimiento *a priori* de sus características que la técnica SOLT, incluso con una sola carga adaptada. Los resultados obtenidos para la técnica LRRM en tecnología coaxial son muy parecidos

a los obtenidos en la SOLT. Los picos que se presentan en la calibración LRRM pueden ser evitados si el desplazamiento en las cargas reflectoras es mínimo.

- La técnica LRM, propiedad de la misma empresa a la que corresponde la técnica LRRM, utiliza dos cargas las cuales se requiere sean iguales sobre un ancho de banda de interés. Lo anterior es difícil de cumplir por lo que el usar solamente una carga es una importante característica de la técnica LRRM.
- Si se usan cargas con desplazamiento pequeño y la línea de transmisión utilizada también es corta, es posible evitar los picos en la calibración y así tener una sola línea de transmisión para un ancho de banda amplio. En la técnica TRL, por otro lado, es necesario contar con mediciones de diferentes pares de líneas de transmisión si se desea tener una calibración en un ancho de banda amplio.

6.2 Conclusiones sobre el algoritmo de *Cascade Microtech*

El algoritmo de *Cascade Microtech* descrito en el capítulo 4 ofrece varias ventajas sobre cualquier otro algoritmo analizado para la técnica LRRM:

- La primer ventaja y quizá más importante, es que permite calcular y corregir de forma relativamente sencilla la inductancia de la carga adaptada utilizada como estándar (*match*) lo cual permite la utilización de cargas con alta inductancia. Sin embargo se observó que la extracción de dicho parámetro se complica de forma importante cuando se calibra con líneas cuyo centro se aleje del plano de medición de la carga.
- Aunque el algoritmo está hecho para calibrar bases de pruebas en tecnología de oblea, éste puede ser llevado a otros tipos de tecnología como microcinta o coaxial,

asumiendo las consecuencias que se presentan en estos casos.

- Este algoritmo permite utilizar líneas de longitud distinta a 1ps, siempre que se conozcan las propiedades eléctricas de las líneas.

Sin embargo también se tienen desventajas respecto a otros algoritmos para la misma técnica:

- Al igual que el algoritmo de CICESE depende de que la carga y la línea de transmisión tengan exactamente la misma impedancia, o bien que la corrección de la inductancia que se lleva a cabo sea muy buena.
- Este algoritmo no permite el cálculo automático de la constante de propagación y de la longitud de la línea de transmisión. Estos datos deben ser introducidos de forma previa a la calibración. Lo anterior provoca que la definición de los planos de referencia está condicionada al grado de certidumbre con el que se conozcan las características de la línea utilizada como *thru*.
- El algoritmo no tiene una definición clara sobre el plano de referencia, pues algunas de las constantes las calcula con el plano de referencia en el centro de la línea mientras que en otros cálculos utiliza como plano de referencia los extremos de ésta.

6.3 Conclusiones sobre el algoritmo de CICESE

Desde el punto de vista matemático, el algoritmo de la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD es mucho más completo; deja ver de manera más notable las diferencias entre las suposiciones hechas en cualquier parte de otros algoritmos como:

- Las suposiciones acerca de la no dispersión en la línea de transmisión usada como *thru*.
- Suposiciones acerca de la similitud entre las impedancias de la carga y la impedancia de la línea.
- Suposiciones acerca de la similitud necesaria entre las impedancias del *thru* y de las líneas de las cargas desplazadas.

En la técnica de calibración de CICESE con parámetros ABCD, propiedades tan fáciles de asumir como conocidas como la impedancia de una línea de transmisión son capaces de ser detectadas como erróneas. Es sensible a la definición de las características de los estándares.

Open

$$Z_m \gg Z_{Lm} \rightarrow \overline{C}_X = \frac{Z_{Lm}}{\lambda_{Op}^2} \frac{Z_{in} - \overline{B}_X}{Z_{in} - \frac{A_X}{C_X}}$$

Short

$$Z_m \ll Z_{Lm} \rightarrow \overline{C}_X = \frac{-Z_{Lm}}{\lambda_{Sh}^2} \frac{Z_{in} - \overline{B}_X}{Z_{in} - \frac{A_X}{C_X}}$$

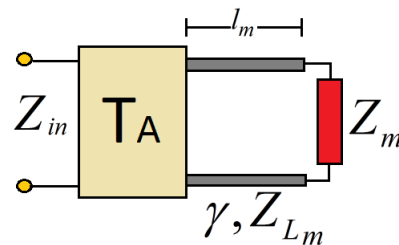


Figura 57. Ilustración de las formas de calcular el parámetro \overline{C}_X en la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD.

Un ejemplo de lo anterior se observa si se analiza la ecuación de la cual se obtiene el parámetro \overline{C}_X , del que se calculan la mayoría de las constantes de calibración en la técnica LRRM de CICESE con parámetros ABCD (ver figura 57). La mayoría de los algoritmos que utilizan cargas reflectoras como estándares de calibración asumen que es posible utilizar indistintamente un corto circuito o un circuito abierto en la calibración,

pues estos tienen el mismo coeficiente de reflexión en magnitud y las líneas de transmisión en sus desplazamientos tienen igual impedancia. Sin embargo, el algoritmo para la técnica de calibración LRRM propuesto en la sección 4.3 deja ver que lo anterior no se cumple siempre.

De las ecuaciones (148) y (149) de la sección la sección 4.3 es posible calcular el valor de la constante $\overline{C_X}$ (ver figura 57) y a partir de ésta calcular el resto de las constantes de calibración, sin embargo el resultado final de una calibración utilizando un corto circuito y un circuito abierto para calcular este parámetro no es el mismo con el kit de calibración CM05. Si no se cumple que la impedancia de la línea l_m es igual a la impedancia del sistema, Z_0 , y a la impedancia de la línea de transmisión utilizada como conexión directa entre los puertos, el resultado final de la calibración será erróneo.

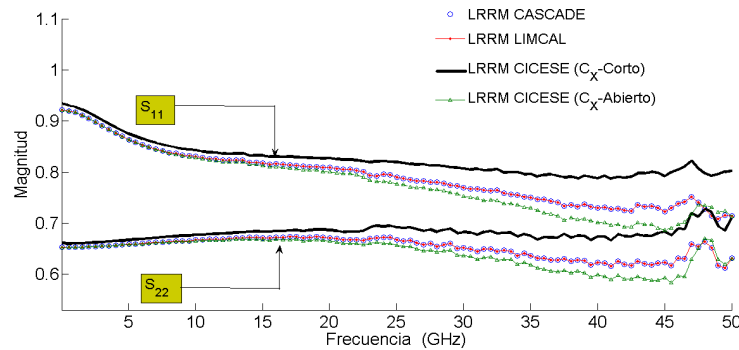


Figura 58. Magnitud de los parámetros S_{11} y S_{22} calculados utilizando la técnica de calibración LRRM de CICESE con parámetros ABCD calculando el parámetro $\overline{C_X}$ a partir de la medición de distintas cargas reflectoras.

La figura 58 muestra que utilizando un corto circuito para calcular la constante $\overline{C_X}$ se obtiene un resultado distinto al obtenido con las técnicas de calibración LRRM de LIMCAL y de *Cascade Microtech* sobre todo el ancho de banda, mientras que para el caso en que se utiliza un circuito abierto el resultado se asemeja al de las otras dos técnicas sobre un ancho de banda en el cual se cumple que el *thru* y la línea de

transmisión l_m tienen la misma impedancia.

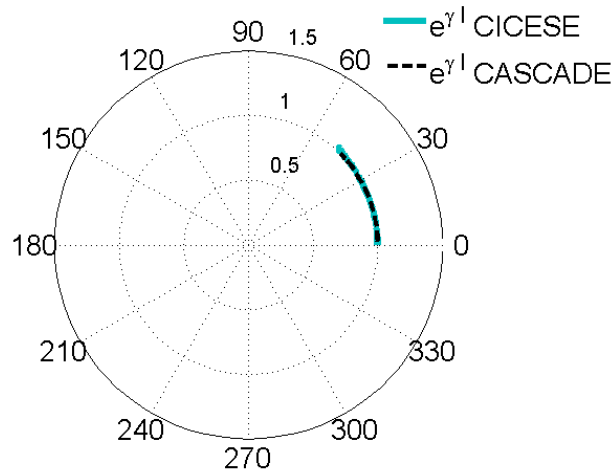


Figura 59. Vector de onda medido de una línea de transmisión construida en guía de onda coplanar sobre un sustrato de alúmina.

Una de las características que definen al algoritmo de la técnica de calibración LRRM de CICESE es el hecho de que éste calcula de forma automática los planos de referencia. Como todas las técnicas de autocalibración, el algoritmo propuesto en esta tesis aprovecha la redundancia de la información proporcionada por sus estándares para calcular el valor de la variable $e^{\gamma L}$, lo que permite situar el plano de referencia de la calibración en las puntas de prueba. La figura 59 muestra el valor de la variable $e^{\gamma L}$ de una línea de transmisión de $220\mu\text{m}$, en un intervalo de frecuencia de 0 a 45GHz de forma polar, calculado con el algoritmo de la técnica LRRM de CICESE.

Sin embargo, así como se han mencionado las bondades de este algoritmo para la técnica de calibración LRRM propuesto, también se ha de hacer énfasis en la mayor limitación de ésta: la ausencia de un criterio de corrección de la inductancia de carga. Esto es una limitante en el uso de este algoritmo, es preciso solamente con estándares en los que no se tiene una carga (*match*) con alta reactancia.

6.4 Aportaciones

Como aportaciones a la teoría de la técnica de calibración LRRM se pueden mencionar las siguientes tres:

- Se describió a detalle el proceso para la implementación del algoritmo para la técnica de calibración LRRM con extracción automática de la inductancia y se expandió la aplicabilidad de dicho algoritmo a la aplicación a la calibración con estándares realizados en diferentes tecnologías.
- Se desarrolló un algoritmo nuevo para la implementación de esta técnica que permite calcular de forma automática el plano de referencia de la calibración.
- Se dejaron las bases teóricas y matemáticas que permiten expandir la teoría mostrada en el algoritmo propuesto para otras técnicas de calibración.

6.5 Trabajo a futuro

- Utilizar los herramientas matemáticas desarrollados en esta tesis para el desarrollo de nuevos algoritmos utilizando otras técnicas de calibración como la técnicas LRL, LRM o SOLT.
- Evaluar el impacto de la corrección de la inductancia y la corrección del plano de referencia en la medición de los parámetros S de dispositivos activos y pasivos realizados en diferentes tecnologías.

Referencias bibliográficas

- Agilent (2006). Advanced calibration techniques for vector network analyzers . *Application Note*, páginas 1–86.
- Barr, J. y Pervere, M. (1989). A generalized vector network analyzer technique. *34th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Tempe, Arizona*, páginas 51–60.
- Bryant, G. (1993). *Principles of Microwave Measurements*. Institution of Engineering and Technology, London. 415 pp.
- Camarchia, V. y Teppati, V. (2007). Microwave measurements part 2: Nonlinear measurements. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 10(3): 34 – 39.
- Davidson, A. y Jones, K. (1990). LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance. *36th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Monterrey, California*, páginas 57 – 63.
- Davidson, A. y Strid, E. (1989). Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique. *34th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Tempe, Arizona*, páginas 61 – 66.
- Doerner, R. y Rumiantsev, A. (2005). Verification of the wafer-level lrm calibration technique for gaas applications up to 110 ghz. *65th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Long Beach, California*, páginas 5–8.
- Engen, G. (1992). *Microwave circuit theory and foundations of microwave metrology*. Institution of Engineering and Technology, London. 240 pp.
- Engen, G. y Hoer, C. (1979). Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six port automatic network analyzer. *IEEE Transactions Microwave and Techniques*, 27(12): 987–993.
- Eul, H. y Schiek, B. (1988). Thru-Match-Reflect: One Result of a Rigorous Theory for De-Embedding and Network Analyzer Calibration . *Proceedings of 18th European Microwave Conference*, páginas 909 – 914.
- Eul, H. y Schiek, B. (1991). Reducing the number of calibration standards for network analyzer calibration . *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(4): 732 – 735.
- Ferrero, A. y Pissani, U. (1992). Two-port network analyzer calibration using an unknown thru. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2(12): 505 – 506.

- Fitzpatrick, J. (1978). Error models for system measurements. *Microwave Journal*, 1(8): 63–66.
- Frazen, N. y Speciale, A. (1975). A new procedure for system calibration and error removal in automated s-parameter measurements. *Proceedings of 5th European Microwave Conference*, páginas 69–73.
- Hackborn, R. (1968). An automatic network analyzer system. *Microwave Journal*, 1(11): 45–52.
- Hayden, L. (2006). An enhanced Line-Reflect-Reflect-Match calibration. *67th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. San Francisco, California*, páginas 143 – 149.
- Hewlett-Packard (1990). Improve accuracy of on-wafer test via LRM calibration Design Features HP 8510C . *Application Note*, páginas 1–6.
- Hewlett-Packard (2003). Network analysis applying the 8510 trl calibration for non-coaxial measurements. *Application Note*, páginas 1–19.
- Hewlett-Packard (2004). Understanding the fundamental principles of vector network analysis. *Application Note*, páginas 1–14.
- Hiebel, M. (2007). *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde and Swartz, Munchen. 420 pp.
- Hiebel, M. (2008). Vector network analyzer (vna) calibration: The basics. *Rhode and Swartz Application Note*, páginas 1–10.
- Insunza Gonzalez, E. (2001). *Desarrollo de un software educativo para calibrar el analizador de redes utilizando técnicas de calibración LRL(m) multilíneas y LRM modificada*. Tesis de Maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California., Ensenada, México. 143 pp.
- Jones, K. y Strid, E. (1987). Where Are My On-Wafer Reference Planes?. *30th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Seattle, Washington*, páginas 27 – 40.
- Leal Romero, R. (2011). *Estudio de las propiedades eléctricas de líneas de transmisión coplanares fabricadas en silicio utilizando óxido de silicio como pasivador de interfase*. Tesis de Doctorado. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California., Ensenada, México. 143 pp.
- López Gutiérrez, R. (1996). *Calibración TRL en dos etapas; una alternativa para eliminar los errores sistemáticos del analizador de redes HP8510C*. Tesis de Maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California., Ensenada, México. 121 pp.

- Marks, R. (1992). A multiline method of network analyzer calibration. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 39(1): 1205–1215.
- Marks, R. y Williams, D. (1992). A general waveguide circuit theory. *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technologies*, 97(5): 533–561.
- Mie, G. (1908). Contributions to the optics of turbid media, particularly of colloidal metal solutions. *Annals of Physics*, 25(3): 377–445.
- Pirola, M. y Teppati, V. (2007). Microwave measurements part 1: Linear measurements. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 10(2): 14 – 19.
- Pozar, D. (2005). *Microwave Engineering*. Willey, New York., tercer edición. 730 pp.
- Purroy, F. y Pradell, L. (2001). New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 50(5): 1307 – 1314.
- Qian, L. y Melde, K. (2007). Broadband On-Wafer Calibrations Comparison for Accuracy and Repeatability on Co-Planar Waveguide Structures. *Electrical Performance of Electronic Packaging, 2007 IEEE*, 1(1): 315 – 318.
- Rehmark, S. (1974). On the calibration process of automatic network analyzer systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 22(4): 457 – 458.
- Rumiantsev, A. y Ridler, N. (2008). Vector network analyzer calibration. *IEEE microwave magazine*, 21(3): 86–99.
- Rytting, D. (2004). Network analyzer error models and calibration methods . *Agilent Application Note*, páginas 1–44.
- Safwat, A. y Hayden, L. (2001). Sensitivity Analysis of Calibration Standards for SOLT and LRRM . *58th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. San Diego, California*, páginas 1 – 10.
- Safwat, A. y Hayden, L. (2002). Sensitivity analysis of calibration standards for fixed probe spacing on-wafer calibration techniques . *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium International Symposium Digest, 2002*, 3(1): 2257 – 2260.
- Strid, E. y Davidson, A. (1997). Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms. *50th Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest. Portland, Oregon*, páginas 107–114.
- Teppati, V. y Ferrero, A. (2008). Microwave measurements part 3: Advanced non-linear measurements. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 11(6): 17 – 22.
- Trejo, G. (2006). Network Analyzer Basics, Back to Basics. *Agilent Technologies Seminar*, páginas 1–144.

Zúñiga Juárez, E. (2011). *Técnicas de calibración LRL, LRM y LRRM para corregir los errores sistemáticos del analizador de redes vectorial y su impacto en la caracterización de transistores de altas frecuencias*. Tesis de Maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California., Ensenada, México. 143 pp.