



INAOE

Simetría en calibraciones de Analizadores Vectoriales de Redes

Por

Angel de Jesús Acosta Domínguez

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el
grado de

MAESTRO EN CIENCIAS EN EL AREA DE ELECTRONICA

En el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y
Electrónica**

Mayo de 2018

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por

Dr. José Luis Olvera Cervantes

©INAOE 2018

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes mencionando la fuente.



Resumen

En la actualidad, dispositivos electrónicos que trabajan a altas frecuencias son comúnmente utilizados en la vida cotidiana, podemos encontrar estos dispositivos en un celular, por ejemplo, en una computadora portátil o hasta en un sistema de radar militar.

A altas frecuencias, efectos parásitos causados por conexiones, transiciones, desacoplamientos y otros diversos factores presentes en las líneas de transmisión comienzan a ser sustanciales y una gran fuente de ruido en circuitos electrónicos, por lo que deben ser tomados en cuenta a la hora de procesar las señales. Existen diversas técnicas que nos permiten caracterizar estos efectos parásitos no deseados y eliminarlos de las mediciones, como lo son las calibraciones y los modelados mediante simulaciones electromagnéticas.

En este trabajo se codifican en Matlab los métodos de calibración más utilizados existentes en la literatura, los cuales son: TRL, TRM, TRRM, SOLT, Robust SOLT y QSOLT. Se crea una base de pruebas y una interfaz gráfica de usuario que facilita la implementación de los métodos de calibración en tecnología de microcinta. Además, se aprovecha la simetría de la base de pruebas para reducir el número de estándares a utilizar en las calibraciones. También, se implementan los métodos SOLT, Robust SOLT y QSOLT con circuitos abiertos con diferentes tiempos de retardo, lo cual elimina la necesidad de utilizar una carga acoplada de banda ancha.

Abstract

At present, electronic devices that work at high frequencies are commonly used in everyday life, we can find these devices in a cell phone, for example, in a laptop or even in a military radar system.

At high frequencies, parasitic effects caused by connections, transitions, poor impedance matching and other various factors present in transmission lines begin to be substantial and a great source of noise in electronic circuits, so they must be taken into account when processing the signals. There are several techniques that allow us to characterize these unwanted parasite effects and remove them from the measurements, such as calibrations and electromagnetic simulation modeling.

In this work the most used calibration methods existing in the literature are codified in Matlab, such as: TRL, TRM, TRRM, SOLT, Robust SOLT and QSOLT. A test fixture and a graphical user interface are created to facilitate the implementation of calibration methods in microstrip technology. In addition, the symmetry of the test fixture is used to reduce the number of standards to be used in the calibrations. Also, the SOLT, Robust SOLT and QSOLT methods are implemented with open circuits with different offsets, which eliminates the need to use a broadband matched load.

Agradecimientos

A mi familia, por su apoyo y consejo a lo largo de mi vida.

A mis amigos y compañeros, por formar parte de las decisiones que he tomado lo largo de mi vida.

Al Dr. Jose Luis Olvera, por ofrecerme la oportunidad de realizar este trabajo de tesis.

Al INAOE, por darme la oportunidad de realizar mis estudios en sus instalaciones.

Contenido

1	Introducción	1
1.1	Introducción general.....	1
1.2	Antecedentes	3
1.3	Motivación y planteamiento del problema.....	5
1.4	Objetivos	6
1.4.1	Objetivo general	6
1.4.2	Objetivos específicos	7
2	Marco teórico	8
2.1	Microondas.....	8
2.2	VNA	8
2.2.1	Arquitecturas con tres y cuatro muestreadores.....	12
2.2.1	Especificaciones importantes de un VNA.....	13
2.3	Errores de medición	14
2.3.1	Errores de deriva	14
2.3.2	Errores aleatorios	15
2.3.2.1	Errores de ruido del instrumento.....	15
2.3.2.2	Errores de repetibilidad de conmutación.....	16
2.3.2.3	Errores de repetibilidad del conector	16
2.3.3	Errores sistemáticos	16
2.3.3.1	Error de directividad	17
2.3.3.2	Error de aislamiento	17
2.3.3.3	Error de acoplamiento en el generador	18
2.3.3.4	Error de acoplamiento en la carga.....	18
2.3.3.5	Error de respuesta en frecuencia de la reflexión.....	18
2.3.3.6	Error de respuesta en frecuencia de la transmisión.....	19
2.4	Modelos de error	19
2.4.1	Modelo de 12 términos de error.....	21
2.4.2	Modelo de 16 términos de error	23
2.4.3	Modelo de 10 términos de error	24
2.4.4	Modelo de 8 términos de error	25
2.5	Diagramas de flujo	27

2.6	Parámetros S, ABCD y WCM.....	28
2.7	Métodos de calibración	29
2.7.1	SOLT (Short-Open-Load-Thru)	30
2.7.1.1	Circuitos abiertos/cortocircuitos con diferentes retardos como estándares de calibración.....	33
2.7.2	QSOLT (Quick-SOLT).....	34
2.7.3	Robust SOLT	36
2.7.4	TRL (Thru-Reflect-Line)	37
2.7.5	TRM (Thru-Reflect-Match)	40
2.7.6	TRRM (Thru-Reflect-Reflect-Match).....	45
2.7.7	LL (Line-Line)	50
2.8	Circuito abierto y cortocircuito virtuales	54
3	Metodología de diseño	56
3.1	Diseño de la base pruebas	56
3.1.1	Metodología utilizada para asegurar un buen funcionamiento de la base .	57
3.1.2	Metodología utilizada para modelar los efectos del cable que conecta los planos de tierra de la base a altas frecuencias	61
3.2	Codificación de los métodos de calibración	62
3.2.1	Metodología utilizada para validar los métodos de calibración implementados	62
3.3	Diseño de la interfaz gráfica de usuario	63
3.3.1	Metodología utilizada para crear la interfaz gráfica de usuario	64
3.4	Análisis matemático del método TRL en condiciones de simetría	65
3.5	Análisis matemático del método TRM en condiciones de simetría	65
3.6	Utilización de estándares virtuales en los métodos SOLT, Robust SOLT, QSOLT y TRRM para aprovechar la simetría de la base.....	66
4	Resultados	68
4.1	Base de pruebas.....	68
4.1.1	Pasos para desincrustar un DUT en la base de pruebas	68
4.2	Interfaz de usuario gráfica.....	70
4.2.1	Componentes de la ventana principal de la interfaz gráfica de usuario	70
4.2.2	Componentes de las ventanas de las calibraciones	73
4.3	Resultados obtenidos de las calibraciones realizadas en la base de pruebas	75
4.3.1	Resultados de la calibración TRL	78

4.3.2 Resultados de la calibración SOLT	82
4.3.3 Resultados de la calibración Robust SOLT	85
4.3.4 Resultados de la calibración QSOLT	88
4.3.5 Resultados de la calibración TRM	90
4.3.6 Resultados de la calibración TRRM	93
4.3.7 Resultados de la calibración LL	96
4.4 Resumen de los resultados de la tesis	98
5 Conclusiones	101

1 Introducción

1.1 Introducción general

A frecuencias en el rango de las microondas, el uso de un analizador de redes vectoriales (VNA) se vuelve fundamental para poder caracterizar en fase y magnitud el comportamiento lineal de un dispositivo bajo prueba (DUT, por sus siglas en inglés). Un DUT es cualquier sistema o componente colocado en el plano de medición, es decir, el dispositivo que se desea medir. Sin embargo, un VNA necesita ser calibrado antes de realizarse una medición, para eliminar los errores propios del VNA y de la base de pruebas (cables, conectores, adaptadores, etc.) utilizada para hacer posible la conexión entre el VNA y el DUT (ver Figura 1.1). Por lo que una calibración o un desincrustamiento del DUT son imprescindibles.

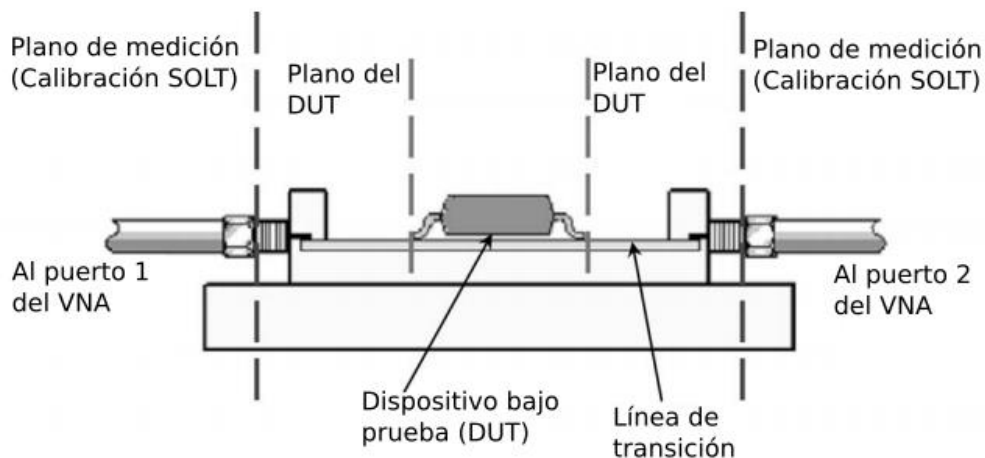


Figura 1.1. Conexión entre una base de pruebas y un DUT, se especifican el plano de medición de una calibración y el plano del DUT para una calibración SOLT [26].

Una calibración es un proceso bien establecido mediante el cual se calculan los errores provocados por la base de pruebas y los errores internos propios del VNA. Dependiendo de la calibración a realizar el proceso normalmente puede incluir el uso de estándares conocidos y/o desconocidos de uno o dos puertos. Después de haber sido calculados, los errores pueden ser introducidos en el VNA para así visualizar los valores reales del DUT en tiempo real. La corrección de errores también se puede realizar mediante algún software ajeno, por ejemplo Matlab, después de haber extraído las mediciones sin corregir del VNA en algún tipo de archivo (por ejemplo, un archivo Touchstone). Muchas técnicas para la calibración de un VNA han sido propuestas en la literatura. Entre ellas, las técnicas más utilizadas son: por sus siglas en inglés short-open-load-thru (SOLT) [8], thru-reflect-line (TRL) [9], thru-reflect-match (TRM) [10], [14]; y thru-reflect-reflect-match (TRRM) [11].

El desincrustamiento, por su parte, permite remover de las mediciones del DUT los errores provocados por la base de pruebas mediante el uso de matrices de parámetros T [35], para lograr esto se necesita conocer el comportamiento de la base de pruebas, es decir, sus parámetros S. Hay diversas técnicas que permiten modelar el comportamiento de las bases de pruebas como lo son: simulaciones electromagnéticas (EM), medición directa de la base o extrayendo un modelo equivalente mediante mediciones, como por ejemplo, utilizando una calibración TRL o TRM mencionadas en el párrafo anterior.

Comúnmente un VNA permite medir los parámetros S del DUT, ya que a frecuencias altas es más fácil medir la potencia transmitida y reflejada que directamente el voltaje y la corriente. Existen otros tipos de parámetros de red, por ejemplo, parámetros T, Z, Y, entre otros; mediante conversiones se puede convertir de parámetros S a cualquiera de estos y viceversa.

1.2 Antecedentes

En esta sección se presentan algunos trabajos de investigación realizados en el tema de calibración de Analizadores de Redes Vectoriales (VNA, por sus siglas en ingles).

La calibración de los primeros VNAs era un proceso largo y tedioso. El cálculo directo de los términos de error requeridos, así como la corrección de errores de los parámetros S medidos de un DUT no era posible en ese momento. Los ingenieros se veían obligados a confiar en numerosas variaciones de procedimientos numéricos e iterativos [41].

En 1971 se realizó un gran avance por Kuppra y Sodomsy [8]. Por primera vez se introdujo una solución explícita para calibrar un VNA mediante un modelo de 8 términos de error. Este enfoque explícito se modificó aún más con diferentes modelos de error [43], finalmente, la calibración explícita de 10 términos de error fue presentada comercialmente por Hewlett-Packard en 1978 [19], donde se introduce por primera vez el método que hoy se conoce como SOLT por sus siglas en ingles. En la actualidad, este modelo de error es normalmente conocido como de 12 términos de error, ya que dos términos de fuga adicionales también son incluidos. Para calcular los términos de error, el método SOLT hace uso de estándares de un puerto tales como cargas acopladas o poco reflejantes, cargas deslizantes, cortocircuitos, circuitos abiertos, y uno de dos puertos, el cual idealmente es una conexión directa entre ambos puertos (se conectan directamente las líneas que alimentan al DUT). Toma los valores conocidos de sus estándares y los compara con los medidos por el VNA al calibrar. La precisión del método SOLT depende en gran medida de la precisión con que se fabriquen y modelen sus estándares, por lo que diversos procedimientos para mejorar su caracterización han surgido [43].

Debido a la necesidad de mejores técnicas de calibración, que no dependieran críticamente del conocimiento y, por ende, de la caracterización de sus estándares, en 1975 se introdujo el método TSD [12], este método elimina la necesidad de utilizar sólo estándares conocidos. En su lugar utiliza una conexión directa entre los puertos, una línea de transmisión, la cual tiene una longitud eléctrica óptima de 90° a la frecuencia central de la calibración; y además utiliza un cortocircuito el cual aún debe ser conocido.

Tiempo después surgió un nuevo método conocido como TRL [9], el cual elimina por completo la utilización de estándares conocidos. Al igual que el TSD, el TRL hace uso de una conexión directa entre ambos puertos, una línea y una carga altamente reflejante, a diferencia del TSD, en este método no es necesario conocer el comportamiento de la carga reflejante, la cual normalmente es un circuito abierto o un cortocircuito por simplicidad. La carga reflejante debe ser medida en ambos puertos, o en su caso ambas cargas utilizadas deben ser simétricas, es decir deben ser iguales o lo más parecidas posible en ambos puertos. La gran limitación del TRL es su ancho de banda ya que sólo es preciso a frecuencias en el cual la línea tenga una longitud eléctrica entre 20° y 160° . En [13] se presenta el método TRL multilínea el cual soluciona la limitación del ancho de banda presente en el TRL, y además incrementa su precisión, mediante el uso de múltiples líneas de diferentes longitudes.

Debido a las necesidades presentes en mediciones en obleas, tiempo después surgió el método TRM [14], el cual utiliza una conexión directa, una carga reflejante y una carga acoplada conocida como estándares, se debe medir la misma carga acoplada en ambos puertos, o en su caso ambas cargas deben ser simétricas; en este método al igual que en el TRL no es necesario

conocer las características de la carga reflejante y también debe ser medida en ambos puertos. La ventaja del TRM con respecto al TRL es su amplio ancho de banda, el cual sólo es limitado por el modelado de la carga acoplada.

En [11] se describe el método TRRM, como los métodos anteriores utiliza una conexión directa entre ambos puertos, dos cargas reflejantes diferentes, las cuales no es necesario que sean conocidas y una carga acoplada conocida. La ventaja de este método sobre el TRM es que la carga acoplada sólo es necesario medirla en un sólo puerto, lo cual elimina los errores causados por las diferencias en la colocación de la carga de un puerto con respecto al otro. En [10] se desarrolla un nuevo TRM en el cual no es necesario que las cargas acopladas sean simétricas, lo cual reduce el error provocado por la mala colocación de la carga acoplada al igual que en el TRRM, además este método elimina la necesidad de utilizar cargas acopladas perfectas, en su lugar se pueden utilizar cargas conocidas de valor arbitrario.

1.3 Motivación y planteamiento del problema

Hoy en día muchos dispositivos trabajan en el rango de las microondas, si se requiere una medición precisa a estas frecuencias se debe de realizar una calibración para remover los errores causados por conectores, cables, transiciones e imperfecciones propias del VNA.

Existen diferentes tipos de calibraciones en la literatura, entre las más comunes se encuentran: TRL, SOLT, TRM y TRRM; cada una de ellas tiene sus ventajas y desventajas, por lo que el método a elegir depende de la base de pruebas, si esta es movable o no, del rango de frecuencias al cual se requiere medir y además de la precisión que se necesite.

Para la realización de las calibraciones se necesita medir cierta cantidad

de estándares de calibración con la ayuda de una base de pruebas. En el método SOLT, por ejemplo, se necesita medir 3 estándares de calibración de un puerto en ambos puertos del VNA y un estándar de 2 puertos, por lo que en total se requiere realizar 7 mediciones de estándares.

Las bases de prueba existentes en el mercado, en las cuales se realizan las calibraciones, son simétricas hasta cierto grado. Si se aprovecha la simetría de la base, el número de estándares y mediciones utilizado en las calibraciones puede ser reducido. Sin embargo, lo encontrado en el estado del arte acerca de las calibraciones más utilizadas no trata el tema de la simetría.

Cabe agregar que en el equipo de trabajo no se cuenta con muchos métodos de calibración, únicamente se tiene un kit para calibración SOLT, con este kit sólo se pueden eliminar errores hasta los conectores coaxiales, por lo que nuestras mediciones siempre incluyen los efectos causados por las transiciones del coaxial a la línea microcinta.

Por lo descrito en los párrafos anteriores, se decidió implementar los métodos de calibración más utilizados reportados en la literatura y, además, realizar las modificaciones necesarias para llevar a cabo estas mismas calibraciones pero aprovechando la simetría de una base de pruebas.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Aprovechar la simetría de las bases de prueba para reducir el número de estándares y mediciones requeridos en los métodos de calibración de

analizadores vectoriales de redes más comunes encontrados en la literatura.

1.4.2 Objetivos específicos

- Codificar en Matlab los métodos de calibración más importantes encontrados en la literatura.
- Comprobar el funcionamiento de los códigos realizados mediante simulaciones electromagnéticas.
- Realizar una base de pruebas que nos permita la implementación de los métodos de calibración de forma fácil, sin la necesidad de soldar conectores coaxiales.
- Crear una interfaz gráfica de usuario en Matlab que permita una comunicación fácil entre el usuario y el VNA, además que facilite la selección de los métodos de calibración implementados y guíe al usuario a través del proceso de calibración.
- Fabricar los estándares de calibración en tecnología de microcinta e implementar los métodos de calibración en la base de pruebas, utilizando todos los estándares normalmente requeridos y también haciendo uso de la simetría de la base.

2 Marco teórico

2.1 Microondas

Las microondas son una forma de radiación electromagnética con longitudes de onda en el rango comprendido entre un metro y un milímetro; y sus frecuencias van desde 300 MHz hasta 300 GHz. Los sistemas de microondas son utilizados para la generación, procesamiento y detección de señales electromagnéticas en el rango de las microondas.

Las aplicaciones de estos sistemas son muy diversas, en comunicaciones, por ejemplo, se utilizan para la transmisión de información a través de la radio, televisión, la telefonía y el internet. Otra aplicación muy conocida es en radares, los cuales utilizan una técnica de radiolocalización en la que un haz de ondas de radio emitidas por un transmisor rebota en un objeto y regresa a un receptor, lo que permite determinar la ubicación, el rango, la velocidad y otras características del objeto. También son utilizadas en el sensado de propiedades físicas de los materiales como lo son la permitividad y permeabilidad. Las microondas también se usan para calentamiento de materiales, ya sea un simple horno de microondas o aparatos muy especializados en la industria y laboratorios.

2.2 VNA

El análisis de red es el proceso mediante el cual se mide el rendimiento eléctrico de componentes y circuitos utilizados en sistemas complejos [37]. Un analizador de redes vectoriales (VNA, por sus siglas en inglés) es un instrumento electrónico que nos permite medir la magnitud y fase de las señales que atraviesan estos sistemas o dispositivos.

El principio fundamental de un VNA es medir la amplitud y la fase de las ondas incidentes y reflejadas en los distintos puertos del dispositivo bajo pruebas (DUT) [38]. Para lograr esto, un VNA debe estimular una red de RF en un puerto dado con una señal de onda continua (CW) escalonada y medir las ondas propagadas, no sólo en el puerto de estímulo sino en todos los puertos de la red terminados con impedancias de carga específicas, típicamente 50 ohmios o 75 ohmios. Una arquitectura de VNA típica pero simplificada se ilustra en la Figura 2.1.

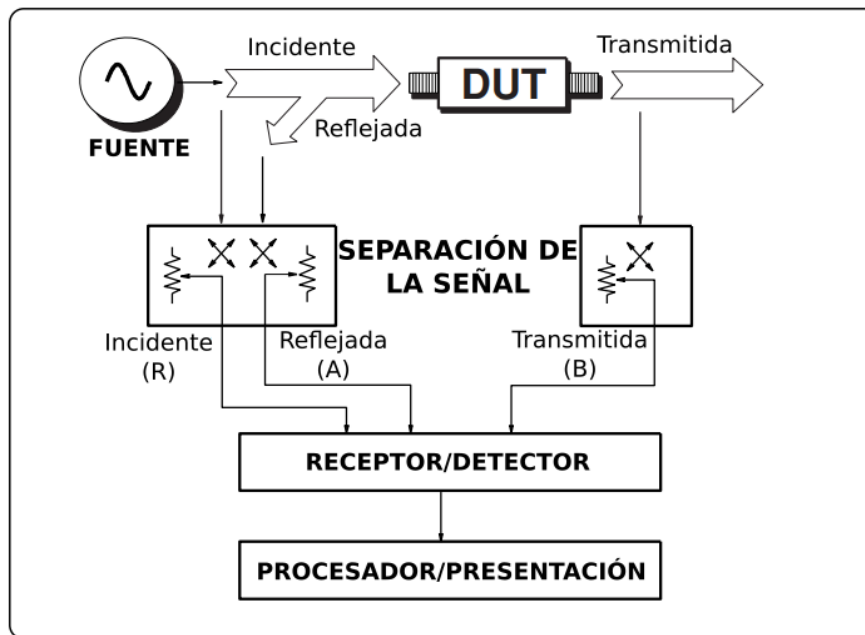


Figura 2.1. Diagrama a bloques de un VNA [25].

Un analizador de redes debe proporcionar una fuente de estímulo, dispositivos de separación de señales, receptores o muestreadores para la detección de señales, y circuitos para el procesamiento y visualización de los datos obtenidos. La fuente de estímulo usualmente es un oscilador controlado

por voltaje con bloqueo de fase incorporado. Para la separación de señales el VNA utiliza divisores de potencia, acopladores direccionales o puentes direccionales. La separación de señales permite la medición de las señales a través de los receptores o muestreadores, por ejemplo, mediante el receptor R (ver Figura 2.1) se mide la señal incidente, la cual proporciona una referencia para las mediciones; y además se mide la señal reflejada del DUT en el receptor A.

Comúnmente un VNA mide los parámetros S del DUT, ya que a frecuencias altas la potencia transmitida y reflejada son fáciles de medir. Un DUT puede ser cualquier dispositivo del cual se quieran conocer sus parámetros S, como por ejemplo un filtro, un transistor o una simple línea de transmisión. Normalmente, un VNA es utilizado a altas frecuencias, aunque las frecuencias a las que opera varían desde 5 Hz hasta 1.5 THz [23].

Los dos tipos de mediciones que realiza un VNA son: transmisión y reflexión [24], ver Figura 2.2. En las mediciones de transmisión el VNA inyecta una señal estímulo (señal incidente medida en R, ver Figura 2.1) a través del dispositivo bajo prueba, la cual después es medida por el receptor B del mismo VNA al otro lado del DUT. Las mediciones de parámetros S de transmisión más comunes son S_{21} y S_{12} (para redes de dos puertos). Algunos ejemplos de mediciones de transmisión incluyen ganancia, pérdida y cambio de fase por inserción, longitud eléctrica o retraso de la señal y retardo de grupo.

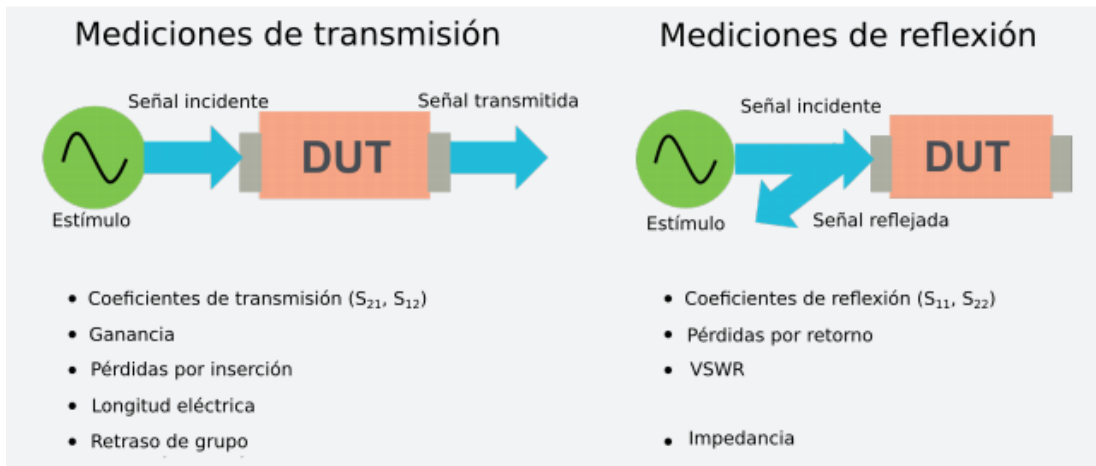


Figura 2.2. Mediciones realizadas por un VNA.

Las mediciones de reflexión miden la parte de la señal de estímulo (medida en R) proveniente de la fuente del VNA que incide en el DUT, pero no la atraviesa. Por lo que, la medición de reflexión mide por medio del receptor A la señal que viaja nuevamente de regreso a la fuente debido a las reflexiones. Las mediciones de los parámetros S de reflexión más comunes son S_{11} y S_{22} (para redes de dos puertos). Algunos ejemplos de mediciones de reflexión son pérdidas por retorno, VSWR e impedancia.

Los parámetros S en dirección directa (S_{11} y S_{21}) se determinan midiendo la magnitud y la fase de las señales incidentes, reflejadas y transmitidas cuando la salida del DUT se termina con una carga de referencia, normalmente esta carga es de 50 ohmios o 75 ohmios. Al colocar la fuente en el puerto de salida del DUT y terminar el puerto de entrada con la carga de referencia, es posible medir los parámetros S en dirección contraria (S_{22} y S_{12}).

2.2.1 Arquitecturas con tres y cuatro muestreadores

Normalmente un VNA de dos puertos utiliza tres muestreadores (receptores) o cuatro en su arquitectura. Una arquitectura de cuatro receptores proporciona mediciones de los parámetros S mediante el monitoreo de las dos ondas incidentes (a_{1m} y a_{2m}) y las dos reflejadas (b_{1m} y b_{2m}) del DUT [45], ver Figura 2.3. Cualquier modelo de error, incluso el de 8 términos empleado por calibraciones como el TRL y TRM, por ejemplo, puede ser utilizado para modelar la estructura de un VNA con este tipo de arquitectura. Analizadores con cuatro receptores son más costosos que los fabricados con sólo tres, por lo que no son tan comunes y principalmente son usados en laboratorios de estándares de calibración.

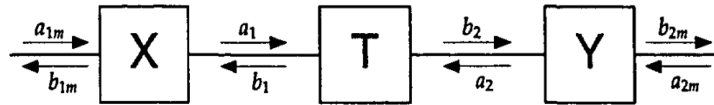


Figura 2.3. Modelo físico de un VNA de cuatro muestreadores [45].

VNAs con arquitecturas de tres receptores son más comunes, estos utilizan dos muestreadores para medir las dos ondas reflejadas (b_{1m} y b_{2m}), y un tercero es conmutado mediante un interruptor para medir la onda incidente del puerto al cual se le aplica la señal de radio frecuencia (a_{1m} o a_{2m}). Muchos diseños de VNA son híbridos de tres y cuatro muestreadores. Estos analizadores son capaces de muestrear la cuarta onda incidente, pero no lo hacen en condiciones normales de operación, sólo durante el proceso de calibración, principalmente porque operan más lentamente en la configuración de cuatro muestreadores.

Debido a que en las arquitecturas con tres muestreadores (ver Figura 2.4) la onda incidente es conmutada mediante un interruptor cuando se estimula el puerto uno o el puerto dos, esta recorre diferentes caminos cuando se miden parámetros en dirección directa o en inversa. Por lo tanto, se debe representar el sistema con dos modelos; el primero en dirección directa, cuando se estimula el puerto uno; y el segundo en dirección inversa, cuando se estimula el puerto dos (ver Figura 2.6).

Para el cálculo de los términos de error necesarios para este tipo de VNA, se debe realizar un método de calibración que incluya los términos de error en ambas direcciones, por ejemplo, el método SOLT, el cual se basa en un modelo de 12 términos de error compuesto por seis términos en dirección directa y seis en inversa. Una calibración con sólo 8 términos de error podría producir resultados con imprecisiones intolerables. En [45] se describe un procedimiento para resolver esta limitación en modelos de 8 términos de error, mediante el cálculo de dos términos de conmutación, los cuales son después utilizados para corregir los parámetros S obtenidos.

2.2.1 Especificaciones importantes de un VNA

A continuación se da una breve explicación de las especificaciones más importantes de un analizador de redes: rango de frecuencias, rango dinámico, ruido residual y velocidad de medición [24]. El rango de frecuencias, como su nombre lo indica, nos dice la mínima y máxima frecuencia que un VNA puede medir. Por lo que las frecuencias a las que se quiere caracterizar el DUT deben de encontrarse dentro de este rango.

El rango dinámico, por su parte, especifica la diferencia entre la potencia de entrada máxima del receptor del VNA y la potencia mínima que puede medir,

esta última es limitada por el piso de ruido del analizador. Las señales de entrada deben encontrarse dentro de estos límites. Si se desea medir cambios muy grandes en amplitud es importante tomar en cuenta los límites del rango dinámico y si es necesario aumentarlo. Para aumentar el rango dinámico se puede disminuir el piso de ruido del receptor o aumentar la potencia que entra al DUT.

El ruido residual mide cuanto ruido aleatorio generado por el VNA se agrega o afecta a la medición del DUT. Normalmente es medido en mili-dB. El ruido residual puede ser un factor clave para determinar la precisión de ciertos componentes. Un ejemplo puede ser el nivel aceptable de rizo en la banda de paso de un filtro. Si se necesita un cierto nivel de rendimiento para determinar la precisión de una señal a través de un filtro, la contribución agregada del ruido residual del VNA puede ser un factor.

Por último, la velocidad de medición especifica el tiempo requerido por el VNA para realizar un sólo barrido o medición. Este puede ser el requerimiento más crítico para aplicaciones con un alto volumen de producción.

2.3 Errores de medición

2.3.1 Errores de deriva

Los errores de deriva se deben a que el rendimiento del instrumento o del sistema de prueba cambia después de haber sido calibrado. Los errores de deriva son causados principalmente por las características de expansión térmica de los cables de interconexión dentro del sistema de prueba y la estabilidad de conversión del convertidor de frecuencias y se pueden eliminar mediante recalibración.

El período de tiempo durante el cual una calibración permanece precisa depende de la velocidad de deriva que experimenta el sistema de prueba en su entorno. Proporcionar una temperatura ambiente estable generalmente minimiza la deriva.

2.3.2 Errores aleatorios

Los errores aleatorios no son predecibles y no pueden eliminarse mediante la corrección de errores. Sin embargo, hay procedimientos que se pueden realizar para minimizar su impacto en la precisión de la medición. A continuación se explican las tres fuentes principales de errores aleatorios.

2.3.2.1 Errores de ruido del instrumento

Es un ruido causado por las perturbaciones eléctricas no deseadas generadas en los componentes del analizador. Estas perturbaciones incluyen:

- Ruido de bajo nivel debido al ruido de banda ancha del receptor.
- Ruido de alto nivel o jitter de los datos debido al ruido de fondo y al ruido de fase de la fuente del oscilador local (LO) dentro del sistema de prueba.

Los errores de ruido se pueden reducir realizando una o más de las siguientes acciones:

- Aumentar la potencia de la fuente de alimentación del dispositivo que se está midiendo, esto solamente reduce el ruido de bajo nivel.
- Reducir el ancho de banda de IF.
- Realizar un barrido de mediciones y promediarlas.

2.3.2.2 Errores de repetibilidad de conmutación

Los interruptores mecánicos de RF se utilizan en un VNA para cambiar la configuración del atenuador de la fuente. En ocasiones, cuando se activan los interruptores mecánicos de RF, los contactos se cierran de manera diferente a cuando se activaron previamente. Cuando esto ocurre, puede afectar negativamente la precisión de una medición.

Los efectos de los errores de repetibilidad del interruptor se pueden reducir evitando cambiar la configuración del atenuador durante una medición crítica.

2.3.2.3 Errores de repetibilidad del conector

El desgaste de los conectores provoca cambios en el rendimiento eléctrico. Se puede reducir estos errores de repetibilidad practicando buenos métodos de cuidado a los conectores. Ejemplos de un buen cuidado son: mantener los conectores limpios, protegerlos con tapones plásticos y no aplicar torque excesivo a la hora de las conexiones.

2.3.3 Errores sistemáticos

Los errores sistemáticos son causados por imperfecciones en el VNA y la base de pruebas. Son repetibles, y por lo tanto predecibles, además son invariantes en el tiempo.

Este tipo de errores pueden conocerse mediante un proceso de calibración y reducirse matemáticamente al momento de realizar las mediciones del dispositivo bajo prueba (DUT). No pueden ser eliminados por

completo, ya que siempre hay algunos errores residuales debido a limitaciones en el proceso de calibración. Los errores sistemáticos residuales (después de la calibración de la medición) resultan de: imperfecciones en los estándares de calibración, los cables de interconexión, diferente colocación de los conectores y la instrumentación.

Cuando el VNA mide reflexión, los errores sistemáticos de directividad, de acoplamiento del generador y de respuesta en frecuencia de la reflexión se hacen presentes. En cambio, cuando el VNA mide transmisión, los errores sistemáticos de aislamiento, de acoplamiento de la carga y de respuesta en frecuencia de la transmisión se hacen presentes. A estos errores se les conoce como términos de error y son utilizados en los modelos de error, de los cuales se hablará posteriormente en este trabajo.

2.3.3.1 Error de directividad

Todos los VNAs utilizan acopladores direccionales para medir las reflexiones. Si el analizador de redes utilizara un acoplador diferencial ideal, sólo la señal proveniente del DUT aparecería en el receptor A, el cual mide la señal reflejada del DUT (ver Figura 2.1). En la realidad, una pequeña parte de la señal incidente se fuga por el camino directo del acoplador y entra al receptor A. Esta fuga y cualquier otra que entre a A y no provenga de la reflexión causada por el DUT contribuye al error de directividad.

2.3.3.2 Error de aislamiento

Cuando un VNA hace pasar una señal a través del DUT, idealmente sólo esta señal inyectada es medida en el receptor B. En la realidad, una pequeña cantidad de señal se fuga desde la fuente a través de varios caminos dentro

del VNA y entra al receptor B. Esta señal de fuga, también conocida como crosstalk, es la que genera el error de aislamiento.

2.3.3.3 Error de acoplamiento en el generador

Idealmente, cuando un VNA realiza mediciones de reflexión, toda la señal que es reflejada del DUT se mide en el receptor A. En la realidad, múltiples reflexiones ocurren entre el DUT y el VNA, estas reflexiones se combinan y son medidas sólo en el receptor A y no en el receptor R, el receptor R mide la señal que incide en el DUT proveniente de la fuente. Debido a estas reflexiones entre el VNA y el DUT este error es llamado error de acoplamiento en el generador o fuente.

2.3.3.4 Error de acoplamiento en la carga

En mediciones de transmisión, idealmente la señal incidente es transmitida a través del DUT y es medida en B. En la realidad, parte de la señal es reflejada en el puerto dos y es enviada de regreso al receptor A, por lo que no es medida en el receptor B. Debido a estas reflexiones ocurridas en la carga, en este caso en el puerto dos, se le llama error de acoplamiento en la carga.

2.3.3.5 Error de respuesta en frecuencia de la reflexión

Para realizar las mediciones de reflexión, se compara la señal recibida en A con la que entra al receptor R, es decir la medición toma la razón A/R . En el caso ideal la respuesta en frecuencia de las señales recibidas en A y R sería igual, pero en la realidad varía con respecto a ambos receptores debido a que la señal es separada al salir de la fuente y recorre diferentes caminos para

llegar a A y a R, por lo que sufre diferentes alteraciones provocadas por los cables, adaptadores y distintas variaciones en los caminos que recorren.

2.3.3.6 Error de respuesta en frecuencia de la transmisión

Para realizar las mediciones de transmisión, se compara la señal recibida en B con la que entra al receptor R, es decir la medición toma la razón B/R . En el caso ideal la respuesta en frecuencia de las señales recibidas en B y R sería igual, pero en la realidad varía con respecto a ambos receptores debido a que la señal es separada al salir de la fuente y recorre diferentes caminos para llegar a B y a R, por lo que sufre diferentes alteraciones provocadas por los cables, adaptadores y distintas variaciones en los caminos.

2.4 Modelos de error

Un modelo de error es una representación, por medio de diagramas de flujo, de los errores presentes en un VNA y los agregados por el uso de bases de prueba. Son una herramienta muy útil para visualizar la forma en que los errores afectan una medición. Un diagrama a bloques de los modelos de error se puede representar como un VNA ideal afectado por cajas o adaptadores de error, los cuales incluyen todos los términos de error presentes en el modelo. En este apartado se hablará de los diferentes modelos de error que existen.

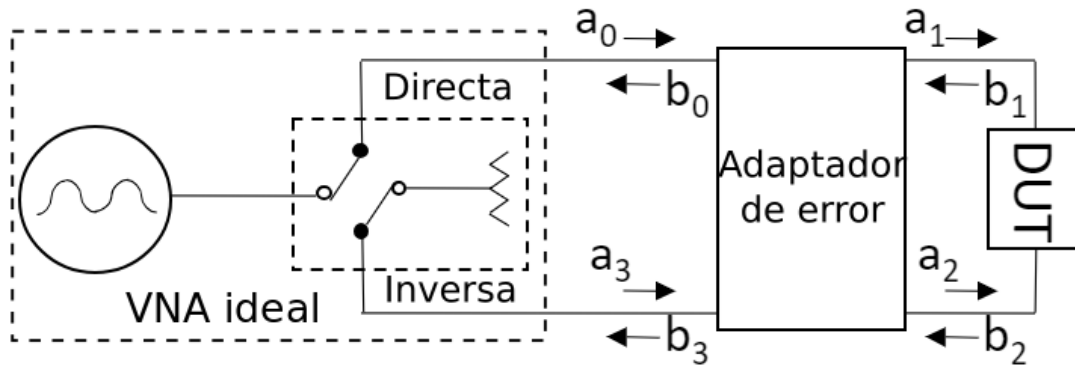


Figura 2.4. Diagrama a bloques de un modelo de error.

Existen modelos de error de un puerto y de dos puertos, los primeros sólo incluyen los errores sistemáticos de directividad (e_{00}), acoplamiento del puerto (e_{11}) y de respuesta en frecuencia de la reflexión ($e_{10}e_{01}$), ver Figura 2.5; los últimos, además, incluyen los errores causados por el puerto dos y por la interacción entre ambos puertos.

Cuando sólo se requiere medir el coeficiente de reflexión en un sólo puerto, es suficiente con realizar una calibración que sólo incluya los términos de error del modelo de un puerto, ya que estas mediciones sólo son afectadas por el puerto a utilizar. Normalmente, estas calibraciones son realizadas mediante tres estándares de calibración de un puerto conocidos, por ejemplo, el método SOL utiliza un cortocircuito, un circuito abierto y una carga acoplada o poco reflejante. También se pueden utilizar circuitos abiertos o cortocircuitos alimentados por líneas de transmisión con diferentes longitudes eléctricas [27], lo cual elimina la necesidad de utilizar una carga acoplada de banda ancha, aunque el uso de este tipo de estándares tiene sus limitaciones en frecuencia [28], por lo que una correcta elección de las longitudes de las líneas de transmisión es de gran importancia.

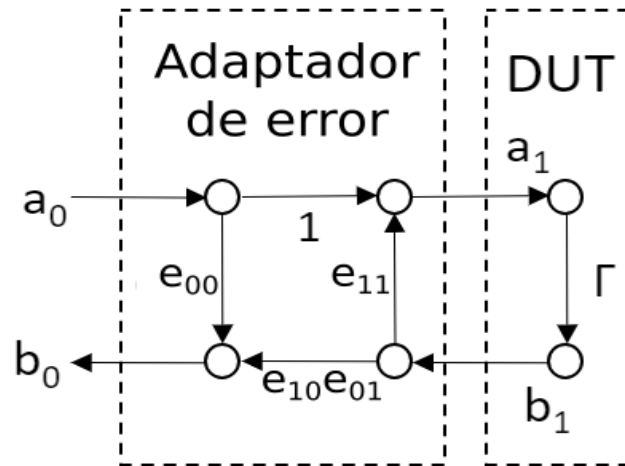


Figura 2.5. Modelo de error de un puerto.

Si se desea medir un DUT de dos puertos, se debe realizar una calibración que utilice un modelo de dos puertos, estos modelos pueden incluir todos los errores sistemáticos ya descritos en la sección anterior, o incluso agregar más términos, en las siguientes subsecciones se describen los modelos de error de dos puertos más utilizados.

2.4.1 Modelo de 12 términos de error

Este modelo también es conocido como de 10 términos de error, ya que los dos términos de fuga son normalmente despreciables en los VNAs modernos y no se incluyen en el modelo, resultando en sólo 10 términos de error. El método de calibración SOLT, en especial, hace uso de este modelo.

En la Figura 2.6 se muestran los términos de error que este modelo incluye, como se puede observar se compone de un diagrama de error en dirección directa, el cual representa los errores presentes en las mediciones de transmisión y reflexión directas realizadas por el VNA; y de otro en dirección inversa para las mediciones de reflexión y transmisión en dirección contraria.

A continuación se da una definición de lo que estos términos describen en dirección directa e inversa:

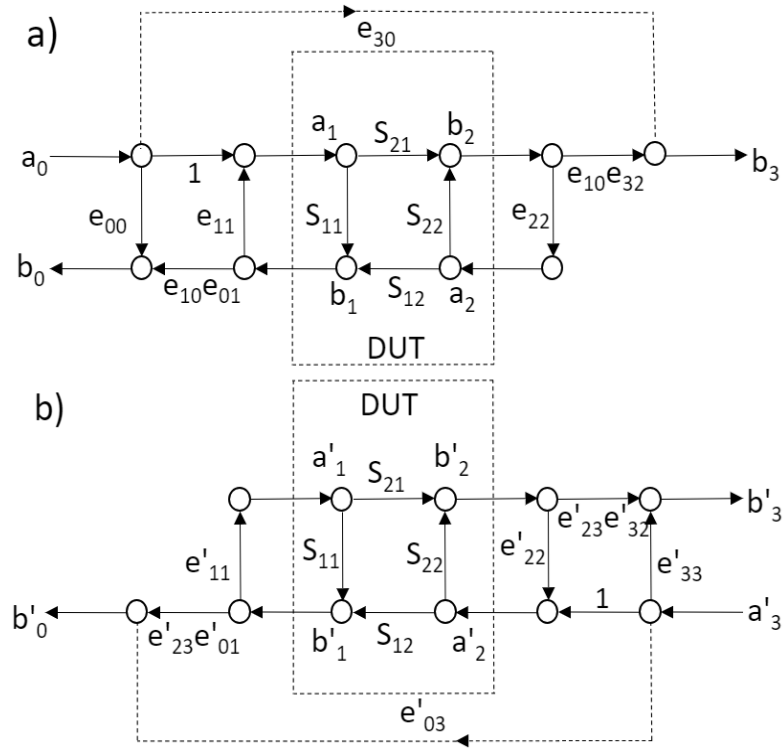


Figura 2.6. Diagrama de 12 términos de error: a) en dirección directa, b) en dirección inversa.

- e_{00} , e'_{33} : error de directividad.
- e_{11} , e'_{11} : error de acoplamiento en el puerto 1.
- e_{22} , e'_{22} : error de acoplamiento en el puerto 2.
- $e_{10}e_{01}$, $e'_{32}e'_{23}$: error de respuesta en frecuencia de la reflexión.
- $e_{10}e_{32}$, $e'_{23}e'_{01}$: error de respuesta en frecuencia de la transmisión.
- e_{30} , e'_{03} : error de aislamiento o de fuga.

Como se puede observar estos términos arriba mencionados, son los

errores sistemáticos explicados con anterioridad.

2.4.2 Modelo de 16 términos de error

Este modelo incluye términos de error debidos a caminos de fuga que el modelo de 12 términos no considera. Algunos de estos términos son muy pequeños en magnitud y normalmente pueden ser despreciados. A frecuencias muy altas y cuando el DUT es muy pequeño, por ejemplo, los términos e_{21} y e_{12} se vuelven considerables y dejan de ser despreciables. Este modelo es comúnmente utilizado en mediciones de circuitos monolíticos integrados que operan a frecuencias de microondas (MMIC, por sus siglas en inglés).

Los métodos que utilizan el modelo de 16 términos realizan la medición de 5 estándares de dos puertos, es decir, para cada medición se necesita colocar un estándar en cada puerto y realizar una medición de parámetros S de dos puertos. Algunos métodos que sólo necesitan la medición de 4 o 3 estándares de dos puertos han surgido, como es el caso del súper TSD que sólo necesita 3 estándares, pero sólo funcionan bajo ciertas condiciones especiales [15]. A continuación se describen los términos de error presentes en este modelo, ver Figura 2.7:

- e_{00} , e_{33} : errores de directividad.
- e_{11} , e_{22} : errores de acoplamiento en el puerto 1 y el 2.
- e_{10} , e_{01} , e_{32} , e_{23} : errores de respuesta en frecuencia de transmisión y reflexión.
- e_{30} , e_{03} : errores de aislamiento o de fuga entre las fuentes y los receptores.

- e_{21}, e_{12} : errores de fuga entre los puertos 1 y 2.
- $e_{13}, e_{31}, e_{02}, e_{20}$: errores de fuga entre los puertos y los receptores.

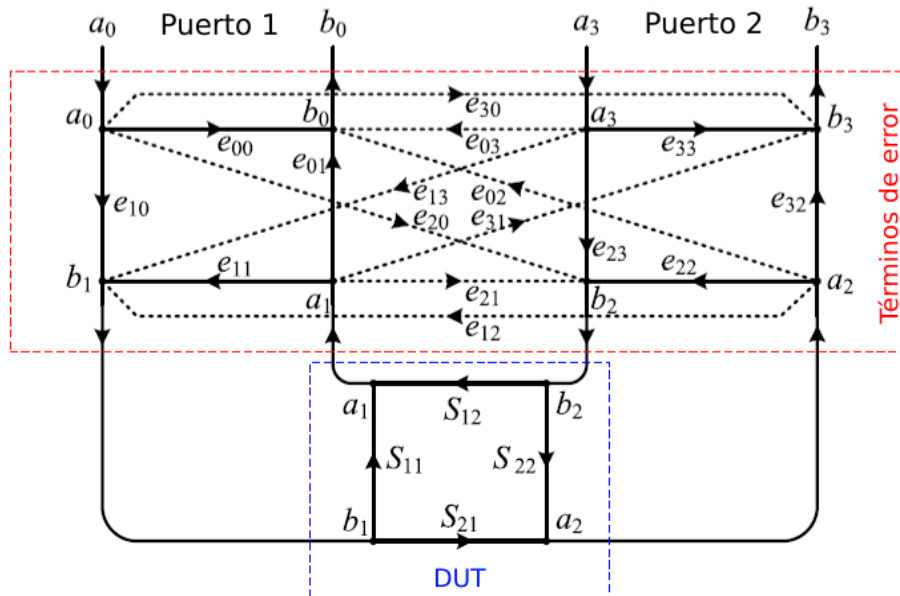


Figura 2.7. Diagrama de 16 términos de error [17].

2.4.3 Modelo de 10 términos de error

Este modelo es una simplificación del modelo de 16 términos, ya que en general 6 de los 8 términos de fuga son despreciables debido a que suman muy poco error a la medición. Para un analizador de redes moderno, las fugas internas (e_{30}, e_{03}) suelen ser inferiores a -60 dB, por lo que pueden ser despreciadas. Los otros términos que pueden ser omitidos son: e_{13}, e_{31}, e_{02} y e_{20} , ya que son ruidos de bajo nivel [19]. Los únicos errores de fuga que no se omiten en este modelo son e_{21}, e_{12} , debido a que en circuitos MMIC muy pequeños que operan a alta frecuencia la fuga entre ambos puertos de

medición llega a ser considerable debido a efectos de borde, los cuales son provocados por causa de la cercanía de las puntas de prueba y la alta frecuencia.

$$e_{13} = e_{31} = e_{02} = e_{20} = e_{21} = e_{12} = 0 \quad (2.1)$$

El método que utiliza este modelo de error se describe en [17], su ventaja sobre el de 16 términos de error es que sólo necesita la medición de 4 estándares de dos puertos.

2.4.4 Modelo de 8 términos de error

Este modelo es una simplificación más del modelo de 16 términos, ya que desprecia los 8 términos de fuga, es decir:

$$e_{13} = e_{31} = e_{02} = e_{20} = e_{21} = e_{12} = e_{30} = e_{03} = 0. \quad (2.2)$$

La simplificación expresada en (2.2) permite eliminar los caminos de fuga representados por las líneas punteadas en el diagrama de 16 términos de error de la Figura 2.7. De esta manera, se logra un diagrama simple de los valores reales del DUT embebidos entre dos cajas de error A y B (ver Figura 2.8). Los métodos de calibración que utilizan este modelo son el TRL, TRM, TRRM, entre otros. La ventaja de estos métodos sobre los anteriores con más términos de error es que no necesitan de tantos estándares de calibración conocidos, lo cual disminuye errores en la calibración. Por ejemplo, el TRL sólo necesita de una conexión directa de ambos puertos, una línea de transmisión y una carga altamente reflejante. Por lo tanto, estos métodos de calibración son preferibles, a menos que los términos de error provocados por fugas no

sean despreciables.

Un aspecto a tomar en cuenta de este modelo es su imprecisión en la determinación de términos de error en VNAs con arquitectura de tres muestreadores o híbridos, debido a que la onda incidente es conmutada mediante un interruptor cuando se estimula el puerto uno o el puerto dos, por lo que la onda recorre diferentes caminos cuando se miden parámetros en dirección directa o inversa. Para resolver este problema se puede realizar primero una calibración que incluya los errores en ambas direcciones de medición, SOLT, por ejemplo; y después realizar la calibración con 8 términos de error. Otra forma de resolver esta limitación es descrita en [45], donde mediante el cálculo de términos de conmutación se logran corregir los parámetros S obtenidos con este modelo.

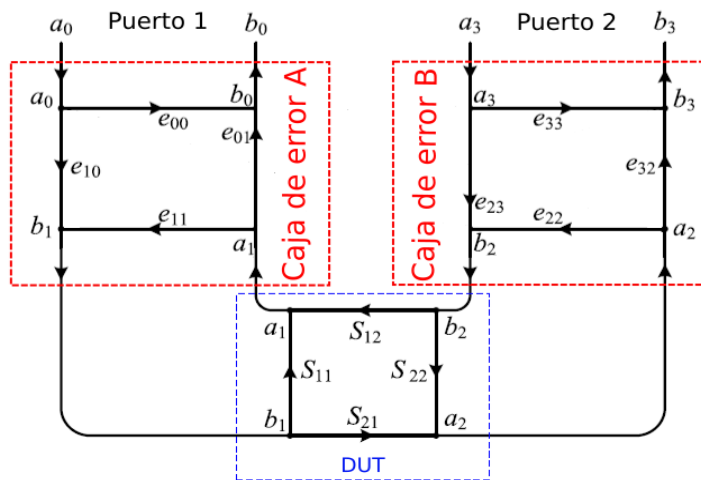


Figura 2.8. Diagrama de 8 términos de error.

2.5 Diagramas de flujo

Un diagrama de flujo es una representación gráfica que describe la dirección de las señales en una red lineal y su relación entre ellas, por lo que dan una idea del flujo de la señal en la red. Se componen de nodos, los cuales representan las variables del sistema; y de ramas, las cuales representan los caminos del flujo de la señal. Cada puerto i de una red de microondas tiene dos nodos, a_i y b_i . El nodo a_i se identifica con una onda que ingresa al puerto i , mientras que el nodo b_i se identifica con una onda reflejada desde el puerto i , ver Figura 2.9.

- Una señal S_{jk} que viaja del nodo a_i al nodo b_i es multiplicada por la ganancia de la rama.
- La señal viaja sólo en la dirección de las flechas de las ramas.
- Las ramas que entran a un nodo se suman.

Por ejemplo, de la Figura 2.9 se pueden obtener las siguientes expresiones:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

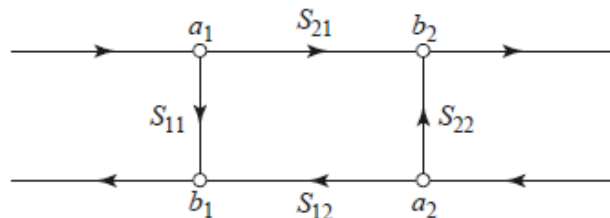


Figura 2.9. Diagrama de flujo.

De un diagrama de flujo se puede conocer el coeficiente de reflexión o el coeficiente de transmisión que hay entre dos nodos de la red, para esto sólo es necesario reducir el diagrama a una sola rama entre dos puntos usando cuatro reglas básicas para su descomposición las cuales son explicadas con gran detalle en [20], también se puede utilizar la fórmula de Mason descrita a profundidad en [22].

2.6 Parámetros S, ABCD y WCM

Los parámetros de dispersión o parámetros S son utilizados para describir el comportamiento eléctrico de dispositivos lineales. Relacionan las ondas de voltaje que inciden en los puertos con las reflejadas desde los mismos. La matriz de dispersión (2.4), la cual está compuesta por parámetros S, proporciona una descripción completa de una red de N puertos, donde N es el número total de puertos. Para una red multipuerto genérica, los puertos están numerados del 1 a N, por lo que el parámetro S asociado a un puerto i se define en términos de la potencia de las ondas incidentes a_i y las reflejadas b_i .

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Para algunos componentes y circuitos, los parámetros S se pueden calcular utilizando técnicas de análisis de red. De lo contrario, se pueden medir directamente con un VNA, como se ha mencionado con anterioridad. Una vez conocidos los parámetros de dispersión de un dispositivo, se puede realizar, si es necesario, la conversión a otros parámetros de red, como son los

parámetros T o ABCD y los parámetros WCM, a los cuales se les puede manipular y aplicar álgebra matricial, lo cual no se puede realizar directamente a los parámetros S.

Estas conversiones son utilizadas extensamente en métodos de calibración, por ejemplo, en el método TRL descrito en [9] se utilizan los parámetros WCM, y en el TRM en [10] se hace uso de los parámetros ABCD para poder realizar las operaciones matriciales. La conversión entre parámetros WCM y S está dada por (2.5), y la conversión de parámetros S a ABCD por (2.6).

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Donde la matriz \mathbf{R} es conocida como la matriz de onda en cascada (WCM, por sus siglas en ingles) y $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

$$= \begin{pmatrix} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & Z_o \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{1}{Z_o} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Donde Z_o es la impedancia de referencia en los puertos.

2.7 Métodos de calibración

Existen diversos métodos para la calibración de un VNA, algunos

métodos son más precisos que otros y algunos más fáciles de implementar en ciertas aplicaciones, aunque sacrificando precisión. Por ejemplo, el TRL multilínea [13] es reconocido como el método de calibración más preciso, pero para su implementación es necesario la medición de múltiples líneas de diferente longitud lo cual hace necesario una base de pruebas móvil, sin embargo, la utilización de este tipo de base móviles no es posible en algunos casos.

Por otra parte, los métodos SOLT [8], TRM [10] y TRRM [11] son ampliamente utilizados para mediciones de circuitos MMIC, esto es debido a que tienen un amplio ancho de banda y no requieren de una base de pruebas móvil como en el caso del TRL. Sin embargo, el método SOLT carece de precisión a altas frecuencias, el TRM y TRRM por su parte son más precisos que el SOLT, aunque su precisión depende en gran medida de una buena carga acoplada de banda ancha y de una buena caracterización de la misma. En [30] se hace una comparación de estos métodos hasta 40 GHz y en [29] hasta 110 GHz, donde se hace evidente las limitaciones en frecuencia del método SOLT. No obstante, en [31] se introduce el método mSOLT, el cual implementa el SOLT en circuitos MMIC con estándares previamente medidos después de haber realizado una calibración TRL en la misma oblea, con esto se llega a frecuencias de hasta 65 GHz. En los siguientes subtemas se dará una descripción de los métodos implementados en este trabajo.

2.7.1 SOLT (Short-Open-Load-Thru)

Este método se basa en el modelo de 12 términos de error, por lo que para una calibración de dos puertos se calculan 6 términos en dirección directa y 6 en dirección inversa. El procedimiento requiere tres estándares de calibración de un puerto conocidos, los cuales comúnmente son: un

cortocircuito (short), un circuito abierto (open) y una carga poco reflejante o acoplada (load); y además un estándar de dos puertos: una conexión directa entre ambos puertos de medición (thru), si los conectores no permiten una conexión directa se puede utilizar un adaptador conocido, por ejemplo, una línea de transmisión. El cortocircuito, el circuito abierto y la carga deben ser medidos en ambos puertos por lo que se requieren 7 mediciones. Su rango en frecuencia depende del rango de los estándares utilizados, es decir, de las frecuencias a las cuales estos hayan sido modelados o medidos. Principalmente se utiliza para calibrar líneas coaxiales y para calibraciones en obleas para medición de circuitos MMIC.

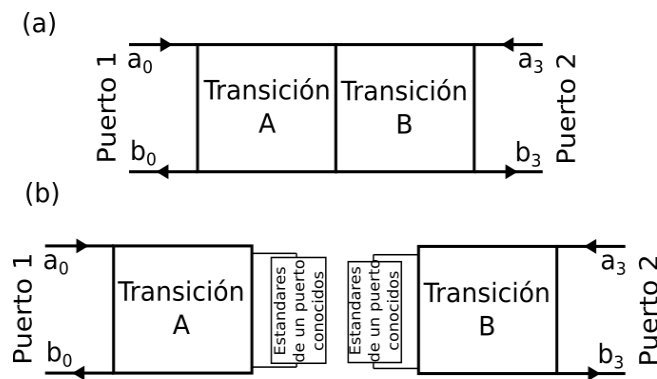


Figura 2.10. Mediciones realizadas en SOLT. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Estándares de un puerto conocidos.

El método consiste en medir con el VNA un cortocircuito, un circuito abierto y una carga poco reflejante o acoplada en el puerto uno; y el coeficiente de reflexión medido (S_{11} para el puerto 1 y S_{22} para el puerto dos) de los tres estándares se sustituye por Γ_{Mn} en (2.7) - (2.9), donde Γ_n es el coeficiente de reflexión real del estándar y $\Delta e = e_{00}e_{11} - (e_{10}e_{01})$:

$$e_{00} + \Gamma_1 \Gamma_{M1} e_{11} - \Gamma_1 \Delta e = \Gamma_{M1} \tag{2.7}$$

$$e_{00} + \Gamma_2 \Gamma_{M2} e_{11} - \Gamma_2 \Delta e = \Gamma_{M2} \quad (2.8)$$

$$e_{00} + \Gamma_3 \Gamma_{M3} e_{11} - \Gamma_3 \Delta e = \Gamma_{M3} \quad (2.9)$$

De lo anterior se obtiene un sistema de tres ecuaciones linealmente independientes, al resolver el sistema de ecuaciones se obtienen e_{00} , e_{11} y $e_{10}e_{01}$. Posteriormente, se conectan directamente ambos puertos y se miden los parámetros S, y mediante (2.10) y (2.11) se obtienen e_{22} y $e_{10}e_{32}$. Las ecuaciones (2.10) y (2.11) se obtienen al reducir el diagrama de flujo en dirección directa del modelo de 12 términos de error (Figura 2.6a), para encontrar el coeficiente de transmisión S_{21M} (b_3/a_0); después se despeja e_{00} y $e_{10}e_{32}$, y se supone una conexión directa ideal entre ambos puertos. Sin embargo, si se utiliza un adaptador para la conexión, se debe utilizar las ecuaciones completas sin suponer una conexión ideal.

$$e_{22} = \frac{(s_{11} - e_{00})}{(s_{11}e_{11} - \Delta e)} \quad (2.10)$$

$$e_{10}e_{32} = (s_{21} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (2.11)$$

Después se obtienen los términos de error en dirección inversa e'_{33} , e'_{11} , e'_{22} , $e'_{23}e'_{32}$, $e'_{23}e'_{01}$ y e'_{03} utilizando el procedimiento anterior, sólo que ahora se miden los estándares en el puerto dos y se utilizan los parámetros S_{11} y S_{12} de la conexión directa. Una vez extraídos todos los términos de error arriba descritos, se puede reducir el diagrama de flujo de la Figura 2.6a para encontrar los parámetros S_{11} y S_{21} del DUT; para los parámetros S_{22} y S_{12} se reduce el diagrama de la Figura 2.6b.

2.7.1.1 Circuitos abiertos/cortocircuitos con diferentes retardos como estándares de calibración

En SOLT, al igual que en QSOLT y Robust SOLT, descritos más adelante, es posible utilizar tres circuitos abiertos o cortocircuitos con diferentes retardos de propagación como estándares, en lugar de la carga acoplada o poco reflejante de banda ancha, el cortocircuito y el circuito abierto que comúnmente se venden con los kits de calibración.

En [27] se implementa un método basado en SOL, con el cual se calibra un VNA de un puerto mediante tres cortocircuitos con diferentes retardos de propagación como estándares. Para una calibración óptima, la diferencia de longitud eléctrica entre los tres cortocircuitos debe ser de 120° , esto coloca sus coeficientes de reflexión simétricamente en la línea exterior de la carta Smith.

Este método presenta grandes imprecisiones en los rangos de frecuencias en los que dos de los coeficientes de reflexión o los tres caen muy cercanos en la carta Smith, ya que el sistema de ecuaciones lineales utilizado para el cálculo de los términos de error se indetermina debido a la resolución del procesador aritmético utilizado; a frecuencias muy bajas, por ejemplo, las longitudes de los tres cortos son una fracción pequeña de la longitud de onda y se comportan como un mismo cortocircuito, lo cual coloca los tres coeficientes de reflexión muy cercanos entre sí en la carta Smith.

En [28] se analizan más a fondo las limitaciones de estos estándares en calibraciones de un puerto, se realiza una comparación entre una calibración SOL implementada con los estándares normalmente utilizados y una llevada a cabo con cortocircuitos con diferentes retardos de propagación. Además, se compara el error total en ambas calibraciones y se determina un ancho de

banda utilizable.

2.7.2 QSOLT (Quick-SOLT)

El método QSOLT [39] se deriva del clásico SOLT, requiere de tres estándares de calibración de un puerto conocidos: un circuito abierto, un cortocircuito, una carga poco reflejante o acoplada; y además un estándar de dos puertos: una conexión directa entre ambos puertos de medición (thru), si los conectores no permiten una conexión directa se puede utilizar un adaptador conocido. A diferencia de SOLT, sólo se necesita medir los tres estándares de un puerto en un sólo puerto, por lo que sólo se requieren cuatro mediciones.

Este método, además de que necesita menor número de mediciones que el SOLT, presenta grandes mejoras en los coeficientes de transmisión, aunque ofrece muy poca precisión en el coeficiente de reflexión del puerto donde no se miden estándares de un puerto [40].

El procedimiento de calibración comienza por medir el circuito abierto, el cortocircuito y la carga en el puerto que se desea obtener buenas mediciones del coeficiente de reflexión. De estas mediciones, al igual que en el método SOLT, se obtienen tres ecuaciones linealmente independientes, de las cuales, al ser resueltas, se obtienen los términos de error e_1^{00} , e_1^{11} y $t_{11} = e_1^{10}e_1^{01}$ los cuales son equivalentes a los términos e_{00} , e_{11} y $e_{10}e_{01}$ de SOLT, respectivamente.

Si se utiliza un adaptador para la conexión de ambos puertos se sigue el siguiente procedimiento basado en matrices de transmisión. Primero se representan las cajas de error del puerto uno y dos en parámetros T, con lo

que se obtiene T_1 y T_2 , y después se normaliza cada elemento de ambas matrices por e_1^{01} y se obtiene:

$$e_{10}e_{32} = (s_{21} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22}) \quad (2.12)$$

$$T_1 = e_1^{01}X_1 = e_1^{01} \begin{pmatrix} \frac{-\Delta_1}{t_{11}} & \frac{e_1^{00}}{t_{11}} \\ \frac{-e_1^{11}}{t_{11}} & \frac{1}{t_{11}} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$T_2 = e_1^{01}X_2 = e_1^{01} \begin{pmatrix} \frac{1}{t_{12}} & \frac{-e_2^{11}}{t_{12}} \\ \frac{e_2^{00}}{t_{12}} & \frac{-\Delta_2}{t_{12}} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Donde $\Delta_1 = e_1^{00}e_1^{11} - e_1^{10}e_1^{01}$ y $\Delta_2 = e_2^{00}e_2^{11} - e_2^{10}e_2^{01}$. La matriz X_1 se determina completamente mediante la calibración del puerto uno descrita arriba, mientras X_2 permanece desconocida. Cuando un estándar de dos puertos conocido se inserta entre ambos puertos, la siguiente ecuación aplica:

$$T_m = X_1 T_{st} X_2^{-1} \quad (2.15)$$

donde T_{st} es la matriz de transmisión del estándar de dos puertos conocido y T_m es la matriz de transmisión obtenida de los parámetros S medidos (S_m):

$$T_m = \begin{pmatrix} \frac{-\det S_m}{S_{m21}} & \frac{S_{m11}}{S_{m21}} \\ \frac{-S_{m22}}{S_{m21}} & \frac{1}{S_{m21}} \end{pmatrix}. \quad (2.16)$$

De (2.15) se despeja X_2 para encontrar los términos de error restantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_2^{00} = \frac{X_2^{21}}{X_2^{11}} \\ e_2^{11} = \frac{-X_2^{12}}{X_2^{11}} \\ t_{22} = \frac{\det X_2}{(X_2^{11})^2} \\ t_{12} = \frac{1}{X_2^{11}} \\ t_{21} = t_{11} \frac{\det X_2}{X_2^{11}} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Una vez obtenidos todos los términos de error, cualquier DUT insertado entre ambos puertos puede ser desincrustado aplicando (2.18), donde T_m es la matriz de transmisión de los parámetros medidos:

$$T_{DUT} = X_1^{-1} T_m X_2. \quad (2.18)$$

2.7.3 Robust SOLT

En [40] se presenta Robust SOLT, este método surge debido a la poca precisión de QSOLT en el cálculo del coeficiente de reflexión del puerto donde no se miden estándares de un puerto. El método consiste en realizar el mismo procedimiento descrito en QSOLT dos veces, primero se calcula un conjunto de términos de error midiendo los estándares en el puerto uno y luego se calcula un segundo conjunto al medir los estándares en el puerto dos. Los coeficientes de transmisión obtenidos con ambos conjuntos son iguales, con el conjunto uno se obtiene el coeficiente de reflexión del puerto uno y con el conjunto dos se calcula el coeficiente del puerto dos.

Con Robust SOLT se obtienen coeficientes de transmisión y reflexión

más precisos que con SOLT, utilizando el mismo número de estándares y de mediciones. Su única desventaja es que utiliza dos conjuntos de términos de error, por lo que requiere el doble de memoria que SOLT.

2.7.4 TRL (Thru-Reflect-Line)

El procedimiento implementado en este trabajo se basa en [9], requiere dos estándares de calibración de dos puertos: una conexión directa de ambos puertos (thru) y una línea de transmisión (line); y un estándar de un puerto: una carga altamente reflejante (reflect), normalmente se utiliza un cortocircuito o un circuito abierto. La línea debe estar lo más acoplada posible con la base de pruebas, ya que el método supone que es una línea sin reflexiones y, además, su longitud debe ser de un cuarto de la longitud de onda a la frecuencia central de la calibración.

Si no es posible realizar una conexión directa entre ambos puertos, se debe utilizar una línea de transmisión más pequeña que el estándar línea, para su conexión; la diferencia de longitud eléctrica óptima entre ambas líneas es de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central. Además, la carga reflejante debe ser simétrica, es decir, debe ser la misma en ambos puertos; y no es necesario ser conocida. El método TRL requiere de 4 mediciones, ya que la carga reflejante debe ser medida en ambos puertos.

Aunque el TRL es considerado como el método de calibración más preciso, su rango de operación en frecuencia es estrecho. Utilizando una sola línea (además de la línea ocupada para la conexión directa de ambos puertos) su rango está comprendido entre la frecuencia a la cual la diferencia de longitud eléctrica entre la conexión directa y la línea sea de 20° y la frecuencia a la cual esta diferencia sea de 160° . Sin embargo, su rango de operación

puede ser ampliado indefinidamente utilizando más líneas de transmisión.

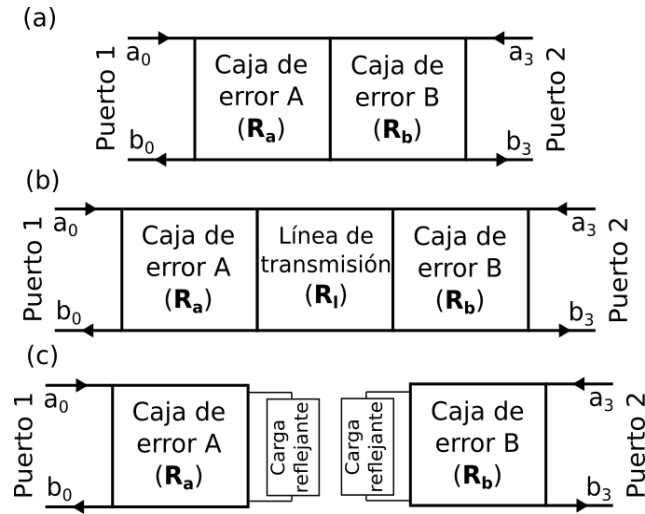


Figura 2.11. Mediciones realizadas en el TRL. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Línea de transmisión. (c) Carga reflejante simétrica.

Un inconveniente de este método se presenta a muy altas y a muy bajas frecuencias, ya que en el primer caso las líneas son muy cortas y en el segundo las líneas son muy largas. Otra desventaja del método, relacionada con la longitud de las líneas, muy mencionada en la literatura, es que al utilizar dos o más líneas de diferente tamaño, la base de pruebas debe ser movable para poder medir las líneas. Es por estos inconvenientes que el TRL se utiliza muy poco en mediciones en obleas, aunque si es utilizado en mediciones de otros circuitos planares.

El método consiste en medir los parámetros S de la conexión directa entre ambos puertos para posteriormente convertirlos a parámetros WCM, a la matriz obtenida se la llama R_t . A continuación se mide la línea y mediante el mismo procedimiento se obtiene la matriz WCM R_d .

$$R_t = R_a R_b \quad (2.19)$$

$$R_d = R_a R_l R_b. \quad (2.20)$$

En (2.19) y (2.20) \mathbf{R}_a y \mathbf{R}_b son las matrices WCM de las cajas de error A y B (ver Figura 2.11), respectivamente; y \mathbf{R}_l es la matriz de la línea no reflejante. Mediante manipulación algebraica, de (2.19) y (2.20) se obtiene:

$$TR_a = R_a R_l \quad (2.21)$$

donde

$$T = R_d R_t^{-1}. \quad (2.22)$$

Al expandir (2.21) y mediante manipulación algebraica se puede obtener la siguiente expresión:

$$t_{21} \left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \frac{r_{11}}{r_{21}} - t_{12} = 0. \quad (2.23)$$

Se puede observar que (2.23) es una ecuación cuadrática y de ella se pueden obtener dos raíces, siguiendo el criterio descrito en [9], de las raíces se extraen los términos de error b y a/c . Al expandir (2.19) se obtiene:

$$r_{22} \rho_{22} \begin{pmatrix} a & b \\ c & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \alpha & \gamma \\ \beta & 1 \end{pmatrix} = g \begin{pmatrix} d & f \\ e & 1 \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

de (2.24) se obtienen γ , β/α y $a\alpha$, y mediante (2.25) y (2.26) se obtienen los términos a y α :

$$a = \pm \sqrt{\frac{(w_1 - b)(1 + w_2 \beta/\alpha)(d - bf)}{(w_2 + \gamma)(1 - w_1 c/a)(1 - ec/a)}} \quad (2.25)$$

$$\alpha = \frac{d-bf}{a(1-ec/a)}. \quad (2.26)$$

Con todo lo anterior los términos de error a , b , c , α , β , γ y $r_{22\rho_{22}}$ pueden ser calculados. Utilizando (2.27) se pueden extraer los parámetros S de un DUT colocado en el plano de medición, donde \mathbf{R}_M es la matriz WCM obtenida de los parámetros S medidos y \mathbf{R}_{DUT} es la matriz WCM que contiene los valores reales del DUT:

$$\mathbf{R}_{DUT} = \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{R}_M \mathbf{R}_b^{-1}. \quad (2.27)$$

2.7.5 TRM (Thru-Reflect-Match)

El método utiliza tres estándares de calibración, una conexión directa de los dos puertos (thru), una carga reflejante (reflect) y una carga acoplada (match). Si la base no permite la conexión directa de ambos puertos, se puede utilizar una línea de transmisión para su conexión. La medición de los estándares de un puerto se realiza a la mitad de la conexión directa. La carga reflejante debe ser simétrica y no necesita ser conocida, se recomienda un cortocircuito o un circuito abierto. La carga acoplada, por otro lado, puede ser cualquier carga conocida, aunque con cargas más acopladas se obtienen mejores resultados; y puede ser simétrica o no. El TRM requiere de 5 mediciones, ya que la carga acoplada y la reflejante se miden en ambos puertos.

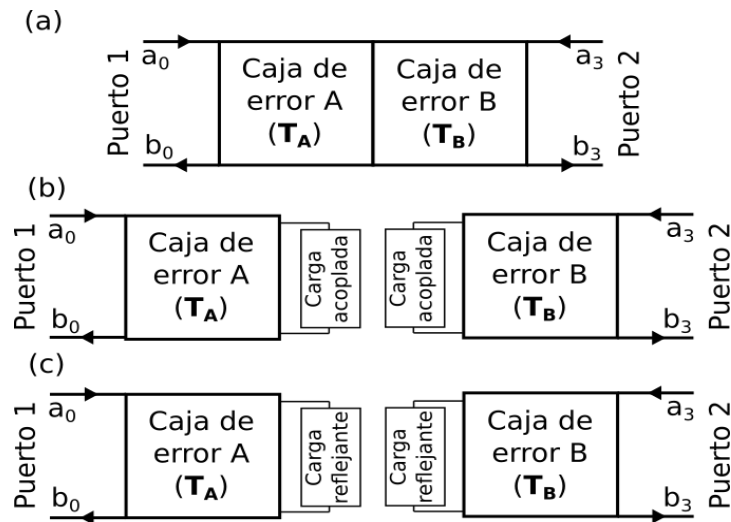


Figura 2.12. Mediciones realizadas en el TRM. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Carga acoplada o de impedancia arbitraria conocida. (c) Carga reflejante simétrica.

Este método tiene un rango muy amplio en frecuencia, a diferencia del TRL, el cual necesita de múltiples líneas para ampliar su rango. El TRM sólo necesita una carga de banda ancha acoplada y una buena caracterización de la misma. La precisión y el ancho de banda del TRM están limitados por el modelado de la carga acoplada, por lo que mientras mejor sea su caracterización mayor la precisión del método. El método es principalmente utilizado en obleas para mediciones de circuitos MMIC.

La implementación realizada en este trabajo se basa en [10], donde se hace uso de matrices ABCD, lo cual permite la utilización de cargas simétricas o asimétricas de impedancia arbitraria conocidas, en lugar de una carga perfectamente acoplada.

El procedimiento comienza con la medición de la conexión directa de ambos puertos, esta medición puede ser representada mediante el siguiente producto de matricial:

$$M_T = T_A T_B = T_A I T_B. \quad (2.28)$$

donde T_A y T_B son las matrices ABCD que modelan los términos de las cajas de error A y B (ver Figura 2.12), I es la matriz identidad de 2×2 . La matriz I puede ser definida como:

$$I = T_Z T_Z^{-1} \quad (2.29)$$

donde

$$T_Z = \begin{pmatrix} -Z_{M2} & Z_{M1} \\ 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.30)$$

En (2.30) Z_{M1} y Z_{M2} son las impedancias conocidas de las cargas acopladas en el puerto uno y en el puerto dos, respectivamente, estas impedancias pueden ser medidas utilizando algún método de calibración como el TRL [33] o información obtenida de simulaciones electromagnéticas como en [34]. M_T también puede ser definida de la siguiente manera:

$$M_T = T_X T_Y = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

donde

$$T_X = T_A T_Z = \begin{pmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{pmatrix} = D_X \begin{pmatrix} \bar{A}_X & \bar{B}_X \\ \bar{C}_X & 1 \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

y

$$T_Y = T_Z^{-1} T_B = \begin{pmatrix} A_Y & B_Y \\ C_Y & D_Y \end{pmatrix} = D_Y \begin{pmatrix} \bar{A}_Y & \bar{B}_Y \\ \bar{C}_Y & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.33)$$

La medición realizada al DUT puede ser representada matricialmente como:

$$M_D = T_X T_Z^{-1} T_D T_Z T_Y \quad (2.34)$$

donde M_D y T_D son las matrices ABCD que representan el comportamiento medido y real del DUT, respectivamente.

Al desarrollar y resolver (2.31) se encuentran las siguientes expresiones para los términos de error:

$$\bar{A}_Y = \frac{1}{\bar{C}_X} \frac{p_{11} - \bar{B}_X p_{21}}{-p_{12} + \left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) p_{22}} \quad (2.35)$$

$$\bar{B}_Y = \frac{1}{\bar{C}_X} \frac{p_{12} - \bar{B}_X p_{22}}{-p_{12} + \left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) p_{22}} \quad (2.36)$$

$$\bar{C}_Y = \frac{-p_{11} + \left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) p_{21}}{-p_{12} + \left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) p_{22}} \quad (2.37)$$

$$D_X D_Y = \frac{\left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) p_{22} - p_{12}}{\left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}\right) - \bar{B}_X} \quad (2.38)$$

Para encontrar los términos de error \bar{A}_X/\bar{C}_X , \bar{B}_X y \bar{C}_Y se conectan las cargas acopladas en ambos puertos:

$$\bar{B}_X = Z_{M1}^m \quad (2.39)$$

$$\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X} = \frac{\bar{C}_Y p_{12} - p_{11}}{\bar{C}_Y p_{22} - p_{21}} \quad (2.40)$$

$$\bar{C}_Y = \frac{1}{Z_{M2}^m}. \quad (2.41)$$

En (2.39) Z_{M1}^m es la impedancia de entrada cuando se conecta la carga acoplada en el puerto 1, y Z_{M2}^m en (2.41) es la impedancia de entrada de la carga acoplada en el puerto 2.

Si se utilizan dos cargas reflejantes simétricas el término \bar{C}_X puede encontrarse mediante la siguiente ecuación:

$$\bar{C}_X = \pm \sqrt{\left(\frac{\eta_1}{\eta_2}\right) \bar{A}_Y \bar{C}_X} \quad (2.42)$$

donde $\bar{A}_Y \bar{C}_X$ es calculado de (2.35), η_1 y η_2 están dados por las siguientes expresiones:

$$\eta_1 = \frac{Z_{R1}^m - \bar{B}_X}{Z_{R1}^m - \frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}} \quad (2.43)$$

$$\eta_2 = \frac{1 - \bar{C}_Y Z_{R2}^m}{Z_{R2}^m - \frac{\bar{B}_Y}{\bar{A}_Y}} \quad (2.44)$$

donde Z_{R1}^m y Z_{R2}^m son las impedancias de entrada de las cargas reflejantes medidas en el puerto 1 y en el puerto 2, respectivamente.

Con todo lo anterior los términos de error $\bar{A}_x, \bar{B}_x, \bar{C}_x, \bar{D}_x, \bar{D}_y, \bar{A}_y, \bar{B}_y$ y \bar{C}_y en T_x y T_y fueron calculados, ahora despejando T_D en (2.34) se pueden extraer los parámetros S de un DUT colocado en el plano de medición, donde T_z está definida por (2.30).

2.7.6 TRRM (Thru-Reflect-Reflect-Match)

El procedimiento implementado descrito en [11] utiliza cuatro estándares: una conexión directa entre ambos puertos de medición, dos cargas reflejantes (reflect) y una carga acoplada (match). Requiere de seis mediciones, ya que ambas cargas reflejantes se miden en ambos puertos y la carga acoplada sólo se mide en un puerto. Si se utiliza una línea de transmisión para conectar ambos puertos, esta debe ser conocida si se desea mover el plano de referencia del centro de la línea a las puntas de prueba, también debe ser lo más corta posible para evitar efectos debido a pérdidas. Las dos cargas reflejantes deben ser distintas, se recomienda un circuito abierto y un cortocircuito, ambas cargas deben ser medidas en ambos puertos, por lo que deben ser simétricas, no necesitan ser conocidas, si son medidas en el centro de la conexión directa de ambos puertos, efectos de singularidades son eliminados. La carga acoplada debe ser medida sólo en un puerto, en el centro de la conexión directa y debe ser conocida.

Al igual que el TRM su rango en frecuencias es muy amplio. La precisión y el ancho de banda del TRRM están limitados por el modelado de la carga acoplada, por lo que mientras mejor sea su caracterización mayor la precisión del método. Es principalmente utilizado en obleas para mediciones de circuitos

MMIC.

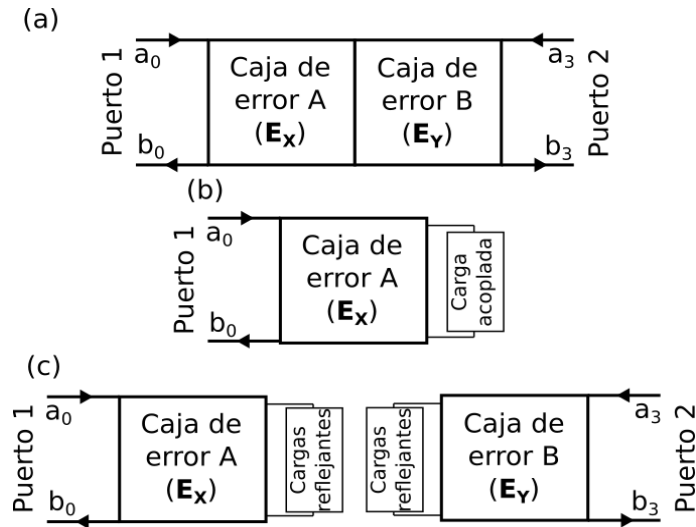


Figura 2.13. Mediciones realizadas en el TRRM. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Carga acoplada o de impedancia arbitraria conocida medida en un sólo puerto. (c) Dos cargas reflejantes simétricas.

El método TRRM presenta dos posibles ventajas sobre el TRM. A menos que se use la misma carga para ambos puertos de una calibración TRM, cualquier pequeña discrepancia en su resistencia dará lugar a ligeras inconsistencias en la calibración resultante. Desalineamiento entre el material resistivo y el metal de las líneas también podría resultar en cargas asimétricas, de manera que el puerto 1 podría ver una reactancia diferente a la del puerto 2, incluso aunque las puntas de prueba en ambos puertos presenten el mismo traslape. Usando una carga acoplada en sólo un puerto evita los dos problemas potenciales anteriormente descritos.

El procedimiento, al igual que el TRM descrito en la sección anterior, hace uso de matrices ABCD, por lo que la medición de la conexión directa de ambos puertos puede ser expresada de la siguiente manera:

$$E_{MT} = E_X E_Y = E_X' E_T E_Y' = E_X' E_{T/2} E_{T/2} E_Y'. \quad (2.45)$$

Si se utiliza una línea para unir ambos puertos y se desea mover el plano de medición del centro de la línea a las puntas de medición, se debe conocer el comportamiento de la línea, por lo que las cajas de error hasta las puntas de medición están dadas por:

$$E_X' = E_X E_{T/2}^{-1} \quad (2.46)$$

$$E_Y' = E_Y E_{T/2}^{-1} \quad (2.47)$$

Las matrices E_X y E_Y contienen los términos de las cajas de error A y B (ver Figura 2.13) necesarios para extraer los valores del comportamiento real del DUT:

$$E_X = \begin{pmatrix} A_X & B_X \\ C_X & D_X \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_X & \bar{B}_X \\ \bar{C}_X & \bar{D}_X \end{pmatrix} D_X \quad (2.48)$$

donde

$$\begin{pmatrix} \bar{A}_X & \bar{B}_X \\ \bar{C}_X & \bar{D}_X \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A_X}{D_X} & \frac{B_X}{D_X} \\ \frac{C_X}{D_X} & 1 \end{pmatrix} \quad (2.49)$$

y

$$E_Y = \begin{pmatrix} A_Y & B_Y \\ C_Y & D_Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_Y & \bar{B}_Y \\ \bar{C}_Y & \bar{D}_Y \end{pmatrix} \frac{1}{D_Y} \quad (2.50)$$

donde

$$\begin{pmatrix} \bar{A}_Y & \bar{B}_Y \\ \bar{C}_Y & \bar{D}_Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_Y D_X & B_Y D_X \\ C_Y D_X & D_Y D_X \end{pmatrix}. \quad (2.51)$$

Se puede determinar E_Y de E_{MT} una vez que E_X es conocido:

$$E_Y = E_X^{-1} E_{MT} = \frac{1}{D_X} \frac{1}{\bar{A}_X - \bar{B}_X \bar{C}_X} \begin{pmatrix} 1 & -\bar{B}_X \\ -\bar{C}_X & \bar{A}_X \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_1 & t_2 \\ t_3 & t_4 \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

donde

$$E_{MT} = \begin{pmatrix} t_1 & t_2 \\ t_3 & t_4 \end{pmatrix}. \quad (2.53)$$

De la relación existente entre las admitancias reales de las cargas reflejantes y sus impedancias medidas en ambos puertos se encuentra la siguiente expresión para la primer carga reflejante:

$$P_1 a_1 + P_2 a_2 = V_a \quad (2.54)$$

donde

$$P_1 = \left(\frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X} + \bar{B}_X \right), \quad (2.55)$$

$$P_2 = \left(\frac{\bar{A}_X \bar{B}_X}{\bar{C}_X} \right), \quad (2.56)$$

$$a_1 = t_1 Z_{y,meas} - t_2 + t_3 Z_{x,meas} Z_{y,meas} - t_4 Z_{x,meas}, \quad (2.57)$$

$$a_2 = 2t_4 - 2t_3 Z_{y,meas}, \quad (2.58)$$

$$V_a = 2t_1 Z_{x,meas} Z_{y,meas} - 2t_2 Z_{x,meas}. \quad (2.59)$$

Para la segunda carga reflejante se obtiene una expresión similar a (2.54):

$$P_1 b_1 + P_2 b_2 = V_b \quad (2.60)$$

donde los términos b_1, b_2 y V_b son encontrados utilizando (2.57)-(2.59), sólo que ahora utilizando la impedancia de la segunda carga reflejante.

Ahora se resuelven (2.54) y (2.60) para determinar las dos incógnitas P_1 y P_2 , y utilizando sus definiciones en (2.55) y (2.56) se forma un par de ecuaciones cuadráticas cuyas raíces \bar{A}_x / \bar{C}_x y \bar{B}_x son parte de los términos de la caja de error E_x :

$$\bar{B}_x^2 - P_1 \bar{B}_x + P_2 = 0 \quad (2.61)$$

y

$$\left(\frac{\bar{A}_x}{\bar{C}_x}\right)^2 - P_1 \left(\frac{\bar{A}_x}{\bar{C}_x}\right) + P_2 = 0, \quad (2.62)$$

cuyas soluciones son dadas por:

$$\frac{\bar{A}_x}{\bar{C}_x}, \bar{B}_x = \frac{P_1 \pm \sqrt{P_1^2 - 4P_2}}{2} \quad (2.63)$$

donde la selección de la raíz es determinada a prueba y error utilizando el signo del coeficiente de reflexión corregido del cortocircuito.

Si tenemos una carga acoplada conocida al centro de la conexión directa se puede encontrar \bar{C}_X con la siguiente expresión:

$$\bar{C}_X = Y_{x,act,load} \frac{\bar{B}_X - Z_{x,meas,load}}{Z_{x,meas,load} - \frac{\bar{A}_X}{\bar{C}_X}} \quad (2.64)$$

Una vez encontrado \bar{C}_X se aplica (2.52) para encontrar los términos de la caja de error E_Y . Con el procedimiento antes descrito, los términos de error $\bar{A}_X, \bar{B}_X, \bar{C}_X, \bar{D}_X, \bar{A}_Y, \bar{B}_Y$ y \bar{C}_Y en E_X y E_Y fueron calculados, ahora despejando E_D en (2.65) se pueden extraer los parámetros S reales de un DUT colocado en el plano de medición.

$$E_{MD} = E_X E_D E_Y \quad (2.65)$$

2.7.7 LL (Line-Line)

Este método, para su implementación, utiliza solamente dos líneas de transmisión no reflejantes de diferente longitud y el mismo DUT embebido entre dos líneas de la mitad de longitud de la línea de transmisión más pequeña [49]. Con una calibración LL se pueden calcular los parámetros de transmisión de un DUT, aunque no permite el cálculo de los términos de error para los coeficientes de reflexión. El método implementado en este trabajo se basa en el procedimiento descrito en [49], el cual permite el cálculo de coeficientes de transmisión de banda ancha, en [49] se reportan mediciones de 45 MHz hasta 50 GHz. Otros procedimientos como los reportados en [50] y [51] no permiten un desincrustamiento de banda ancha debido a

discontinuidades en la fase de la constante de propagación (γ).

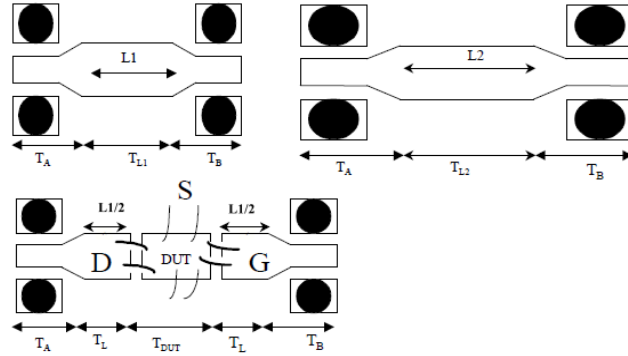


Figura 2.14. Estándares utilizados en el LL. Línea de longitud L1, línea de longitud L2 y DUT embebido entre dos líneas de longitud L/2 [49].

El método utiliza matrices WCM para modelar las cajas de error de las transiciones, T_A representa la transición del lado derecho del DUT y T_B la del lado izquierdo, T_{L1} representa la línea uno, T_{L2} la línea dos y T_{DUT} el DUT. Se puede escribir las tres matrices WCM T_1 , T_2 y T_3 que contienen los parámetros de las dos líneas y el DUT junto con sus transiciones de la siguiente forma:

$$T_1 = T_A T_{L1} T_B, \quad (2.66)$$

$$T_2 = T_A T_{L2} T_B, \quad (2.67)$$

$$T_3 = T_A T_L T_{DUT} T_L T_B. \quad (2.68)$$

donde

$$T_{Li} = \begin{pmatrix} e^{-\gamma Li} & 0 \\ 0 & e^{\gamma Li} \end{pmatrix} i = 1,2, \quad (2.69)$$

$$T_L = \begin{pmatrix} e^{-\gamma \frac{L_1}{2}} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \frac{L_1}{2}} \end{pmatrix}, \quad (2.70)$$

y

$$T_{DUT} = \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix}. \quad (2.71)$$

T_{L_i} es la matriz WCM de la línea no reflejante de longitud L_i , T_L la matriz WCM de la línea no reflejante de longitud $L_1/2$, T_{DUT} es la matriz del dispositivo bajo prueba y $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Utilizando (2.64)-(2.66) las siguientes ecuaciones son derivadas:

$$\frac{\det(T_3)}{\det(T_1)} = \frac{S_{12}}{S_{21}}, \quad (2.72)$$

$$\frac{\det(T_3+T_1)}{\det(T_1)} = \det(T_{L_1} + T_L T_{DUT} T_L), \quad (2.73)$$

y

$$\frac{\det(T_3+T_2)}{\det(T_2)} = \det(T_{L_2} + T_L T_{DUT} T_L). \quad (2.74)$$

Utilizando (2.72)-(2.74), las ecuaciones (2.73) y (2.74) son expresadas en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{\lambda} & -\lambda \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{S_{21}} \\ \Delta S \\ S_{21} \end{pmatrix} \quad (2.75)$$

donde

$$\begin{cases} p = \frac{\det(T_3+T_1)-\det(T_3)}{\det(T_1)} - 1 \\ q = \frac{\det(T_3+T_2)-\det(T_3)}{\det(T_1)} - 1 \\ \lambda = e^{\gamma(L_2-L_1)} \end{cases} \quad (2.76)$$

Al despejar S_{21} en (2.75) y S_{12} en (2.72) se obtienen los coeficientes de transmisión reales del DUT:

$$S_{21} = \frac{1-\lambda^2}{\lambda(q-\lambda p)}, \quad (2.77)$$

$$S_{12} = \frac{\det(T_3)}{\det(T_1)} \frac{1-\lambda^2}{\lambda(q-\lambda p)}. \quad (2.78)$$

La onda propagada λ se calcula en función de b y a/c mediante la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{t_{22} + bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{11} - \frac{1}{a/c}t_{12}}{1 - \frac{b}{a/c}} = \frac{1 - \frac{b}{a/c}}{t_{11} + \frac{a}{c}t_{12} - bt_{21} - \frac{b}{a/c}t_{22}} \quad (2.79)$$

donde

$$b^2t_{21} + b(t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0, \quad (2.80)$$

$$\left(\frac{a}{c}\right)^2 t_{21} + \frac{a}{c}(t_{22} - t_{11}) - t_{12} = 0. \quad (2.81)$$

Ya que (2.80) y (2.81) son ecuaciones cuadráticas con los mismos coeficientes, b y a/c son raíces de la misma ecuación. Los valores de b y a/c son elegidos de acuerdo al criterio reportado en [9].

2.8 Circuito abierto y cortocircuito virtuales

Una línea de transmisión puede ser alimentada en modo común o en modo diferencial. Cuando a ambos puertos de la línea se les inyecta una misma señal en fase, se dice que es alimentada en modo común; cuando en un puerto se inyecta una señal y en el otro se inyecta la misma señal pero desfasada 180° , se dice que la línea es alimentada en modo diferencial.

Si una línea de transmisión homogénea es alimentada en modo diferencial, un cortocircuito virtual se genera en el centro de la línea debido a la pared eléctrica que se forma en el eje de simetría. En cambio, si la línea de transmisión es alimentada en modo común, se genera un circuito abierto virtual debido a la pared magnética que se forma en el eje de simetría de la línea [5], [31], ver Figura 2.15.

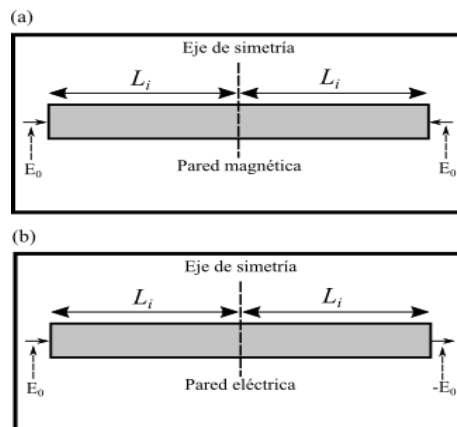


Figura 2.15. Pared eléctrica y magnética formadas en el eje de simetría de una línea de microcinta homogénea.

Los coeficientes de reflexión del circuito abierto y el cortocircuito virtuales pueden ser calculados matemáticamente a partir de los parámetros S de terminación simple de la línea de transmisión. Para su cálculo, se deben medir los parámetros S de dos puertos de la línea de transmisión, y después se realiza la conversión de parámetros S de terminación simple a modo modo mixto [31]. El cortocircuito virtual se extrae del parámetro S_{DD11} del modo diferencial (2.82) y el circuito abierto virtual se calcula del parámetro S_{CC11} del modo común (2.83).

$$S_{DD11} = .5(S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22}) \quad (2.82)$$

$$S_{CC11} = .5(S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22}) \quad (2.83)$$

3 Metodología de diseño

3.1 Diseño de la base pruebas

El diseño de la base fue realizado en el software Catia V5, del cual se obtuvo una licencia gratuita para estudiante. Catia es un programa informático de diseño de productos en 3D, el cual cuenta con una interfaz muy intuitiva y fácil de usar. Una vez realizado el diseño, la base se mandó a fabricar con ayuda del personal del taller mecánico del instituto.

Las partes de la base que están en contacto directo y transportan la señal del plano de tierra fueron fabricadas en acero inoxidable austenítico AISI 316 (bloques A y B y elevadores C y D de la Figura 3.1). Un acero austenítico tiene un contenido alto de cromo y también se le añade níquel, lo que modifica la estructura física del acero y hace que sea teóricamente no magnético [54]. El acero AISI 316 además es aleado con molibdeno.

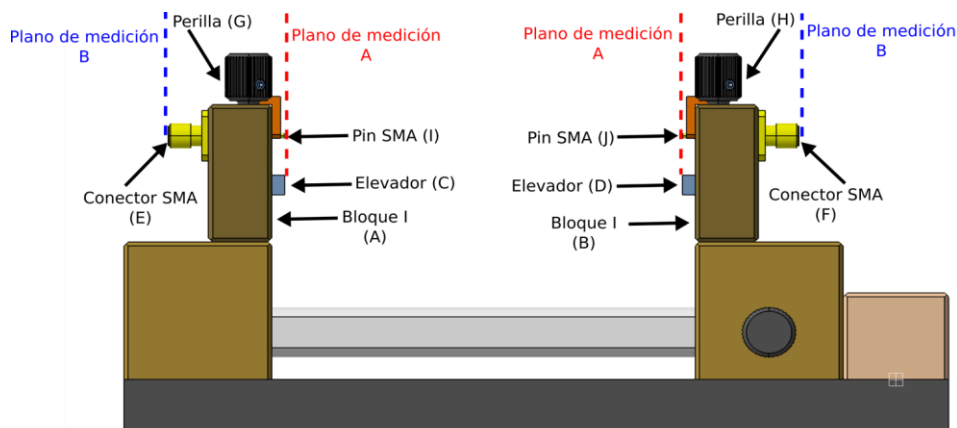


Figura 3.1. Vista lateral de la base de pruebas.

Para llevar la señal del cable coaxial a la línea de microcinta se utilizaron conectores SMA hembra para montaje en chasis de 50 ohmios. El contacto mecánico entre la línea de microcinta y el pin del conector SMA se logra al elevar la microcinta mediante los elevadores C y D (ver Figura 3.1).

3.1.1 Metodología utilizada para asegurar un buen funcionamiento de la base

1. Se fabricó la base con acero inoxidable austenítico AISI 316.
2. Para comprobar el buen funcionamiento de la base se realizaron mediciones de estándares en el plano de medición A de la base de pruebas (ver Figura 3.1), para llevar a cabo una calibración TRL con la que posteriormente se desincrusto un DUT. Los estándares de microcinta fueron fabricados en DiClad 880.
3. Los resultados obtenidos con la calibración TRL fueron comparados con los valores reales del DUT previamente conocidos. La comparación realizada arrojó malos resultados, ya que los valores desincrustados del DUT presentaban picos de gran magnitud (ver figuras 3.2 y 3.3) a lo largo de todo el rango de frecuencias utilizado (500 MHz – 4 GHz). Los valores reales del DUT fueron extraídos mediante una simulación electromagnética realizada en Momentum de ADS, estos fueron corroborados con los resultados de una calibración TRL realizada con los mismos estándares fabricados en DiClad 880, pero a los cuales se les soldó conectores SMA para PCB y fueron medidos sin necesidad de la base de pruebas.

4. Se realizó la calibración TRL nuevamente, pero ahora todos los estándares fueron soldados al pin del conector coaxial, medidos y posteriormente desoldados. Se compararon los valores obtenidos con los valores reales del DUT y los resultados también fueron insatisfactorios, ya que los picos se volvieron a presentar con la misma magnitud.

5. Mediante una cinta de cobre se conectaron los bloques A y B con los elevadores C y D, respectivamente; para eliminar el posible ruido causado por llevar el plano de tierra por medio de los tornillos que suben y bajan los elevadores. Además, se volvieron a soldar y desoldar todos los estándares. Se hizo una calibración TRL y nuevamente los picos se hicieron presentes en los resultados.

6. Para eliminar todas las posibles fuentes de ruido se realizaron las siguientes acciones:
 - Se desmontaron los bloques A y B junto con los dos elevadores C y D.
 - Se agregó un cable de cobre para conectar directamente el bloque A con el elevador C y otro cable para conectar el bloque B con el elevador D.
 - Para sujetar los cables a la base, se necesitó realizar perforaciones a las cuatro piezas A, B, C y D; y mediante zapatas se atornillaron los cables de cobre.
 - Mediante cinta de cobre flexible se llevó el plano de tierra de los conectores SMA E y F a las zapatas colocadas en A y B.
 - Se agregó también cinta de cobre para llevar la señal del

plano de tierra de las zapatas atornilladas a C y D al plano de tierra de la microcinta.

Después de haber realizado las acciones descritas en este paso, se llevó a cabo una calibración TRL y se compararon los resultados nuevamente, esta vez los resultados fueron congruentes con los obtenidos en simulaciones y con conectores soldados al PCB.

7. Se volvieron a montar los bloques A y B y los elevadores C y D a la base, se realizó una calibración TRL nuevamente y los resultados siguieron siendo satisfactorios como en el paso anterior. En la Figura 4.1 se muestra una fotografía de la base de pruebas resultante.
8. Una vez que se obtuvieron buenos resultados en la calibración TRL se prosiguió a realizar las demás calibraciones utilizando la base ya modificada.

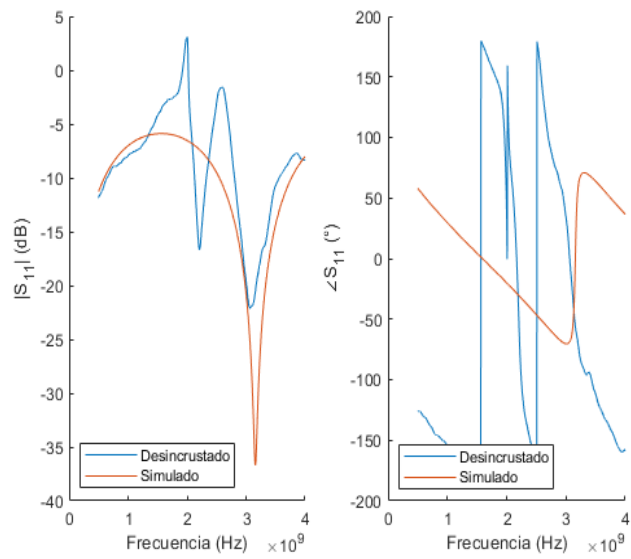


Figura 3.2. Parámetro S_{11} obtenido con el TRL utilizando la base de pruebas sin las modificaciones finales (línea azul).

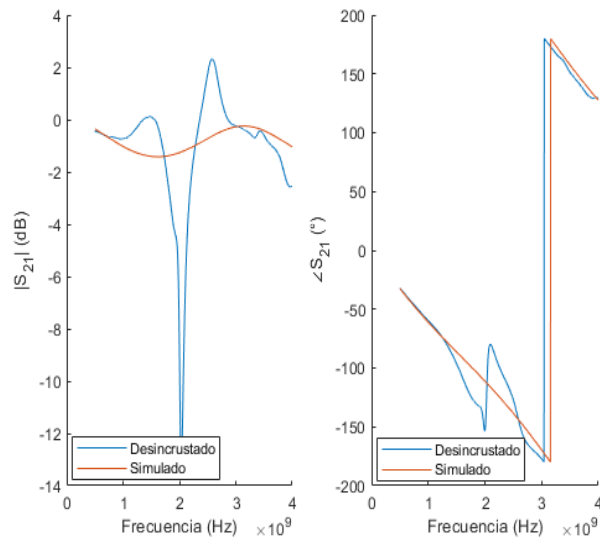


Figura 3.3. Parámetro S_{21} obtenido con el TRL utilizando la base de pruebas sin las modificaciones finales (línea azul).

3.1.2 Metodología utilizada para modelar los efectos del cable que conecta las planas de tierra de la base a altas frecuencias

Para unir los planos de tierra de la base de pruebas y los conectores SMA, se utilizó un cable 12 AWG de 4.5 cm de largo como se describe en la subsección anterior. Para conocer sus efectos, con ayuda del software HFSS se diseñó y simuló un cable con características físicas y eléctricas semejantes. En la Figura 3.4 se presenta el parámetro S_{21} obtenido en la simulación, como se puede observar al incrementar la frecuencia de trabajo, las pérdidas provocadas por el cable incrementan. Si la frecuencia continúa incrementando, las pérdidas también seguirán creciendo, hasta el punto en el cual toda la señal se pierda, por lo que el cable se comportará como un circuito abierto. Esto es

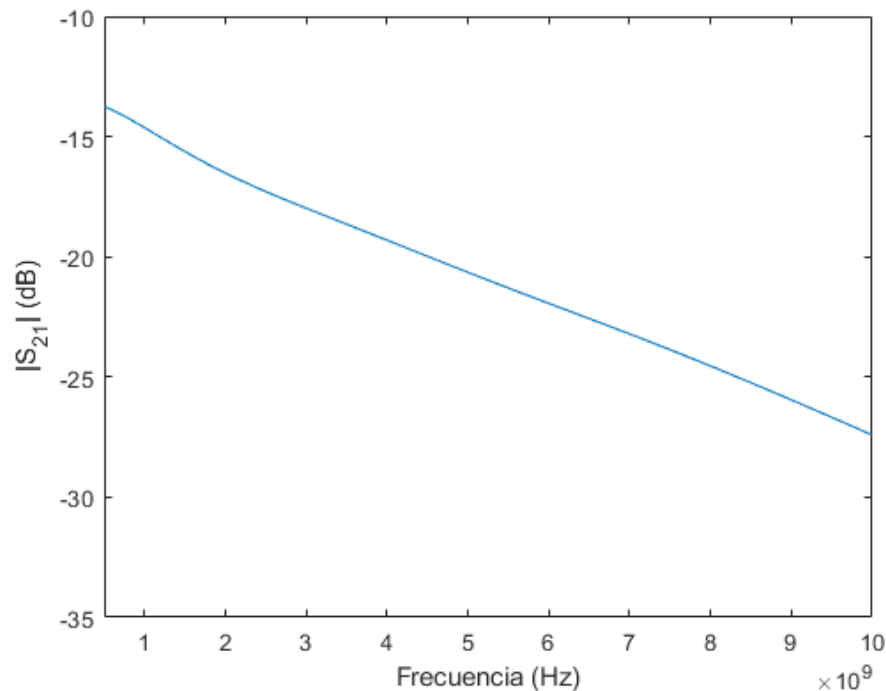


Figura 3.4. Parámetro S_{21} del cable simulado en HFSS.

debido a la conductividad finita del cobre utilizado para fabricar el cable y también a la propia inductancia del segmento de cable, las cuales provocan que la impedancia que presenta el cable incremente con la frecuencia y por ende las pérdidas por inserción. En este trabajo se llega hasta una frecuencia de 10 GHz, por lo que el cable presenta una pérdida por inserción máxima de 27 dB.

3.2 Codificación de los métodos de calibración

Todos los métodos de calibración implementados en este trabajo fueron codificados en Matlab, el cual es un lenguaje de programación que permite la manipulación de matrices de una forma sencilla, y además permite la visualización de los datos en forma gráfica y tabular.

3.2.1 Metodología utilizada para validar los métodos de calibración implementados

1. Se buscó en el estado del arte los procedimientos existentes de los métodos de calibración más utilizados.
2. Se codificaron en Matlab los procedimientos encontrados.
3. Para comprobar el correcto funcionamiento de los códigos, en Momentum de ADS se realizaron simulaciones electromagnéticas de los estándares utilizados por los métodos de calibración y de un DUT para desincrustar utilizando los métodos codificados.

4. Se extrajeron los parámetros S de los estándares simulados y mediante los métodos codificados se desincrustó el DUT. Posteriormente, los resultados fueron comparados con los valores reales del DUT, los cuales fueron extraídos mediante una simulación electromagnética en Momentum.
5. Si los resultados no concordaban con los valores reales, se modificaban los códigos y se volvía a comprobar los resultados, esto se repetía hasta obtener resultados satisfactorios.
6. Una vez validados, los códigos fueron agregados a la interfaz de usuario gráfica, la cual también fue creada en Matlab.

3.3 Diseño de la interfaz gráfica de usuario

La interfaz de usuario fue realizada con la ayuda de la herramienta App Designer de Matlab. Esta herramienta permite crear interfaces de usuario en un ambiente gráfico e intuitivo de usar. La interfaz permite la comunicación directa entre el VNA FieldFox 9918A y la computadora vía Ethernet, además incluye un panel de selección para facilitar el envío de comandos y otro panel para seleccionar la calibración deseada.

El VNA Fieldfox 9918A utiliza comandos SCPI para comunicarse con otros instrumentos. SCPI es un estándar que especifica una sintaxis común, estructura de comandos y formatos de datos, para ser utilizados con todos los instrumentos. Los comandos utilizados por el Fieldfox son especificados en [57].

3.3.1 Metodología utilizada para crear la interfaz gráfica de usuario

1. Se hicieron pruebas de conexión entre la computadora y el VNA Fieldfox 9918A enviando comandos SCPI mediante el protocolo Telnet utilizando el símbolo del sistema de Windows.
2. Una vez que se logró establecer una conexión, se realizó un programa piloto en Matlab para llevar a cabo la conexión entre la interfaz gráfica creada en Matlab y el Fieldfox.
3. Se procedió a incluir en la interfaz gráfica los paneles de selección de instrucciones y de selección de calibraciones.
4. Se crearon las ventanas propias de cada calibración, donde se instruye al usuario el estándar que debe ser colocado en la base de pruebas para ser medido.
5. Por último se agregaron los métodos de calibración previamente codificados y validados.
6. Para verificar el buen funcionamiento de la interfaz se realizaron algunas calibraciones de prueba, y los errores encontrados en el código fueron corregidos.

3.4 Análisis matemático del método TRL en condiciones de simetría

Cuando se realiza una calibración TRL en una base de pruebas suficientemente simétrica, los términos de error $\gamma \approx -b$ y también los cocientes $\beta/\alpha \approx -c/a$. Además, ya que las cargas reflejantes son simétricas también, los coeficientes de reflexión w_1 y w_2 son iguales. Por lo tanto, el producto (3.1) de la ecuación (2.25) es aproximadamente 1, lo que permite que (2.25) sea escrita como (3.2). Cabe mencionar que si la base es perfectamente simétrica el producto (3.1) es igual a 1, por lo que (3.2) se convierte en una igualdad.

$$\frac{(w_1 - b)(1 + w_2 \beta/\alpha)}{(w_2 + \gamma)(1 - w_1 c/a)} \approx 1 \quad (3.1)$$

$$a \approx \pm \sqrt{\frac{(d - bf)}{(1 - ec/a)}} \quad (3.2)$$

La ecuación (3.2) puede ser utilizada en bases con suficiente simetría, lo que elimina la necesidad de la medición de los coeficientes de reflexión w_1 y w_2 .

3.5 Análisis matemático del método TRM en condiciones de simetría

Cuando se realiza una calibración TRM en una base de pruebas lo suficientemente simétrica, y además se utilizan cargas reflejantes simétricas, la impedancia medida en ambos puertos es aproximadamente igual, por lo que

$Z_{R1}^m \approx Z_{R2}^m$, y los coeficientes de error $\bar{A}_X/\bar{C}_X \approx \bar{B}_Y/\bar{A}_Y$. De esta manera, la ecuación (2.44) puede ser escrita como:

$$\eta_2 \approx -\eta_1/b_x \quad (3.3)$$

por lo que (2.42) se simplifica:

$$\bar{C}_X \approx \pm \sqrt{b_x \bar{A}_Y \bar{C}_X} \quad (3.4)$$

Debido a que η_2 y η_1 no son incluidos en (3.4), no es necesario medir cargas reflejantes para su cálculo. Cabe mencionar que si la base es perfectamente simétrica, (3.4) y (3.3) se convierten en igualdades.

3.6 Utilización de estándares virtuales en los métodos SOLT, Robust SOLT, QSOLT y TRRM para aprovechar la simetría de la base

Para aprovechar la simetría de la base de pruebas, dos estándares de las calibraciones SOLT, Robust SOLT y QSOLT fueron modificados. El circuito abierto y el cortocircuito reales requeridos como estándares se sustituyeron por un circuito abierto y un cortocircuito virtuales.

Los estándares virtuales fueron calculados a partir de una simulación electromagnética de la línea de transmisión utilizada para la conexión directa de ambos puertos. Una vez obtenidos los parámetros S de esta línea, con la ayuda de la ecuación (2.82) se obtuvo el parámetro S_{11} del cortocircuito virtual y con la ecuación (2.83) el parámetro S_{11} del circuito abierto virtual. Después,

estos parámetros fueron incluidos en el código de los métodos de calibración, en lugar de los parámetros de los estándares reales.

Una vez conocidos los estándares virtuales, se puede realizar una calibración sin la necesidad de medir el cortocircuito y circuito abierto reales. Por lo que sólo es necesario medir la conexión directa de ambos puertos mediante la línea antes simulada y la carga reflejante en un puerto. Posteriormente, de la medición de la conexión directa se extraen los parámetros S virtuales del cortocircuito y el circuito abierto, mediante las ecuaciones (2.82) y (2.83).

Por otra parte, en el método TRRM se utilizó un circuito abierto virtual como carga reflejante. Para esto, sólo es necesario medir los parámetros S de la conexión directa entre ambos puertos, de esta medición se calcula el parámetro S_{11} del circuito abierto virtual mediante (2.83). Posteriormente, se reemplaza la medición del circuito abierto real por los datos virtuales.

4 Resultados

En esta sección se presentan la base de pruebas final, la interfaz gráfica de usuario y los resultados de las calibraciones implementadas.

4.1 Base de pruebas

En la Figura 4.1 se presenta la base resultante después de las modificaciones especificadas en la metodología. Se pueden observar los cables, las zapatas y las cintas de cobre añadidas, además de los orificios hechos en los elevadores para atornillar el cable.

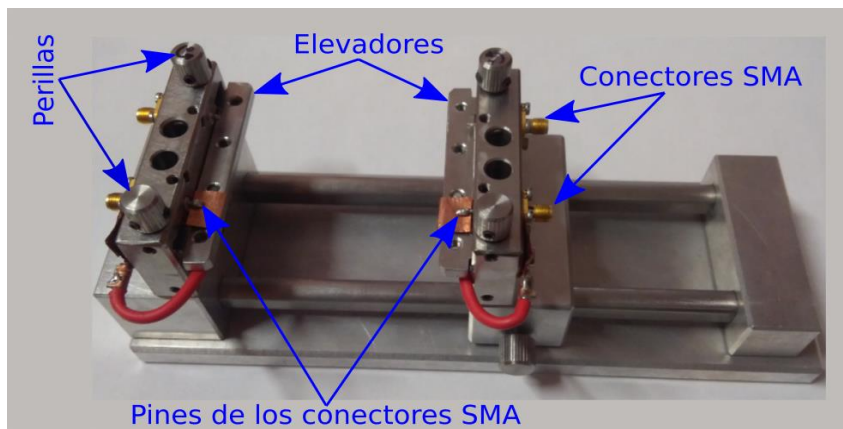


Figura 4.1. Base de pruebas modificada.

4.1.1 Pasos para desincrustar un DUT en la base de pruebas

A continuación se presentan los pasos necesarios para desincrustar un DUT en la base de pruebas:

1. Si la calibración a realizar en la base se basa en el modelo de 8 términos de error, primero se debe realizar una calibración SOLT hasta la punta de los cables coaxiales utilizando un kit de calibración para conectores coaxiales. Si la calibración se basa en cualquiera de los otros modelos de error, este paso no es necesario.
2. Se conectan los cables coaxiales provenientes del VNA a los conectores hembra SMA, se recomienda la utilización de la llave de torque para obtener resultados más precisos.
3. A continuación se colocan en la base los estándares de calibración para ser medidos en el orden que indica la interfaz de usuario. Para colocar un estándar o un DUT en la base se siguen los siguientes pasos:
 - Se giran las perillas en sentido contrario a las manecillas del reloj para bajar los elevadores (ver Figura 4.1).
 - Se coloca el estándar o el DUT encima de los elevadores.
 - Se giran las perillas en sentido de las manecillas del reloj hasta que la línea de microcinta haga contacto con el pin del SMA. Se puede utilizar un multímetro para cerciorar que haya un buen contacto entre la línea de microcinta y el pin, y también entre los planos de tierra de la microcinta y la base de pruebas.
4. Una vez medidos todos los estándares en el orden correcto, se procede a medir el DUT para ser desincrustado.

4.2 Interfaz de usuario gráfica

La ventana principal de la interfaz de usuario gráfica realizada en Matlab se muestra en la Figura 4.2, en la imagen se observan los paneles, botones, listas despegables y campos de texto que componen la interfaz. Al hacer clic en algunos botones como en “Iniciar procedimiento”, una nueva ventana se despliega. A continuación se describen los componentes de la ventana principal de la interfaz de usuario y sus ventanas emergentes.

4.2.1 Componentes de la ventana principal de la interfaz gráfica de usuario

En la Figura 2.9 se muestra la ventana principal de la interfaz gráfica de usuario. La interfaz está dividida en tres paneles principales: “Parámetros VNA”, “Calibraciones” y “Mediciones y Visualización”; a continuación se describen los componentes de cada uno de los paneles.

En la parte superior de la interfaz se encuentra el panel “Parámetros VNA”, a continuación se describen sus componentes:

- Botón “Conectar”: su función es establecer la comunicación con el VNA vía Ethernet.
- Botón “Desconectar”: al hacer clic en él, la conexión entre el VNA se interrumpe.
- Área de texto “Parámetros”: en esta área se encuentran comandos SCPI previamente definidos. Para enviar uno de estos comandos al VNA primero debe ser seleccionado con un clic, dependiendo de la selección se habilita el campo de texto “Valor”

o la lista desplegable “Opción”. Si se habilita el campo “Valor” sólo se introduce un valor cualquiera dentro del rango del VNA y se presiona la tecla “Enter”, si se habilita la lista “Opción” sólo se selecciona la opción deseada.

- Campo de texto “Valor”: cuando este campo se habilita, se puede introducir un valor cualquiera en él, entre paréntesis en el área de texto “Parámetros” se encuentran ejemplos del formato en el cual se deben introducir estos valores
- Lista desplegable “Opción”: cuando se habilita esta lista, el usuario puede seleccionar cualquiera de las opciones desplegadas, una vez seleccionada la opción el comando es enviado al VNA.
- Campo de texto “Com”: en este campo se pueden introducir comandos SCPI no incluidos en el área de texto “Parámetros”, para ser enviados al VNA.

En la parte de inferior izquierda de la ventana principal de la interfaz, se encuentra el panel “Calibraciones”, a continuación se describen los componentes de este panel:

- Lista desplegable “Calibración”: en esta lista se puede seleccionar una de las calibraciones implementadas en este trabajo, el método TL se encuentra seleccionado por defecto.
- Botón “Iniciar procedimiento”: al hacer clic en este botón se despliega la ventana de la calibración seleccionada en la lista desplegable “Calibración”. Esta nueva ventana desplegada guiará al usuario a través del procedimiento de calibración.
- Botón “Elegir los archivos”: cuando se hace clic en este botón se

despliega una ventana donde se pueden seleccionar uno a uno los archivos Touchstone necesarios para la calibración previamente selecciona en de la lista desplegable “Calibración”.

- Botón “Desincrustar un DUT”: al hacer clic, se despliega una ventana donde se selecciona el archivo Touchstone del DUT que se quiere desincrustar, una vez seleccionado, se aplica el método previamente elegido de la lista desplegable “Calibración” mediante los archivos creados con la ayuda de la ventana desplegada después de haber hecho clic en “Iniciar procedimiento”, o mediante los archivos seleccionados al hacer clic en “Elegir los archivos”.

En la parte inferior derecha de la ventana principal de la interfaz de usuario se encuentra el panel “Mediciones y visualización”, a continuación se describen cada uno de sus componentes:

- Lista desplegable “Medición”: en esta lista se puede seleccionar la medición que se quiere realizar con el VNA.
- Botón “Iniciar medición”: al hacer clic en este botón, el VNA realiza la medición seleccionada en la lista desplegable “Medición”, después se despliega una ventana donde se selecciona la ruta donde se quiere guardar el archivo Touchstone creado de la medición del VNA.
- Botón “Visualizar S2P”: al hacer clic se despliegan las gráficas de los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{12} y S_{22} del archivo S2P creado después de hacer clic en “Crear S2P”.
- Botón “Crear S2P”: si se desea crear un archivo S2P de la presente pantalla del VNA, sólo se da clic en este botón. Una vez

creado el archivo, se despliega una ventana donde el usuario puede ingresar la ruta donde guardar el archivo.

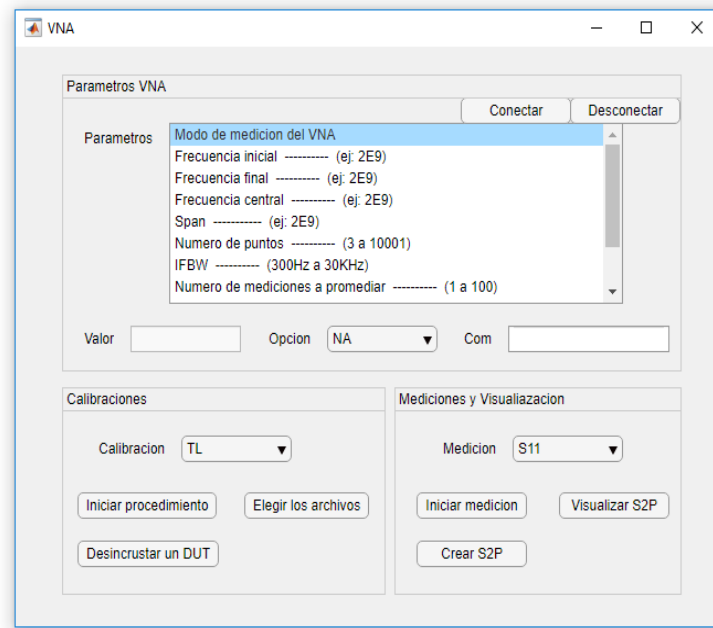


Figura 4.2. Ventana principal de la interfaz de usuario.

4.2.2 Componentes de las ventanas de las calibraciones

Al hacer clic en el botón “Iniciar procedimiento”, se despliega una ventana, la cual depende de la calibración seleccionada en la lista desplegable “Calibración”, en la Figura 4.3 se muestra los dos tipos de ventanas emergentes posibles.

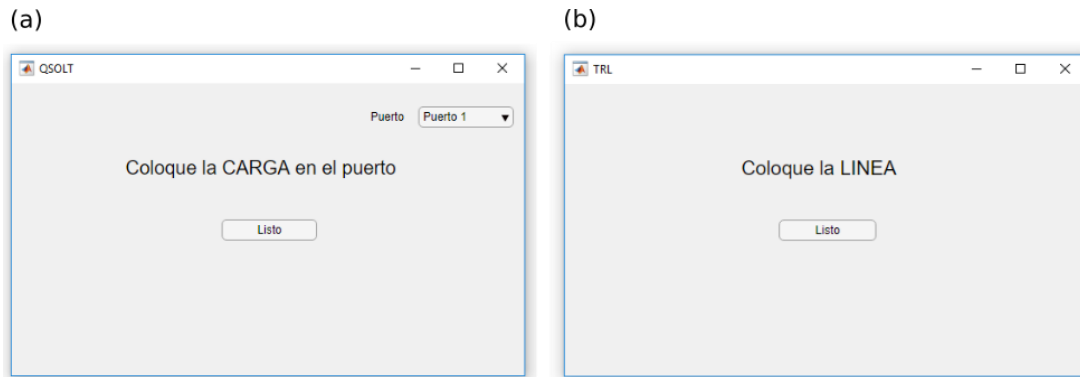


Figura 4.3. Ventanas de calibración.

La ventana de la Figura 4.3a se despliega para las calibración QSOLT y para la calibración de un puerto con estándares con distintos retardos nombrada “Offsets” en la lista desplegable “Calibración”. La ventana de la Figura 4.3b se despliega para todas las calibraciones restantes. A continuación se describen los componentes de ambas ventanas:

- Lista desplegable “Puerto”: este componente sólo aparece en el tipo de ventana mostrado en la Figura 4.3a, en esta lista se elige entre el puerto 1 y el 2, en la calibración QSOLT por ejemplo, se elige el puerto del cual se necesita un coeficiente de reflexión preciso.
- Botón “Listo”: este componente es común en ambos tipos de ventanas, al hacer clic en él, el VNA comienza a medir el estándar colocado en la base de pruebas; por lo que el usuario debe colocar el estándar especificado en la misma ventana, en letras mayúsculas, antes de hacer clic en este botón. Cuando el VNA termina la medición, la ventana de calibración pide al usuario colocar el siguiente estándar, una vez colocado se debe

hacer clic nuevamente en el botón “Listo”, y así sucesivamente hasta que el botón muestre la leyenda “Finalizar” en lugar de “Listo” (ver Figura 4.4). Al hacer clic en “Finalizar” todas las mediciones de los estándares se guardan en archivos Touchstone y se cierra la ventana de calibración. Todos los archivos Touchstone de las calibraciones se guardan en la carpeta “folderArchivos” dentro del directorio donde se encuentra el ejecutable “VentanaVNA2.m”.

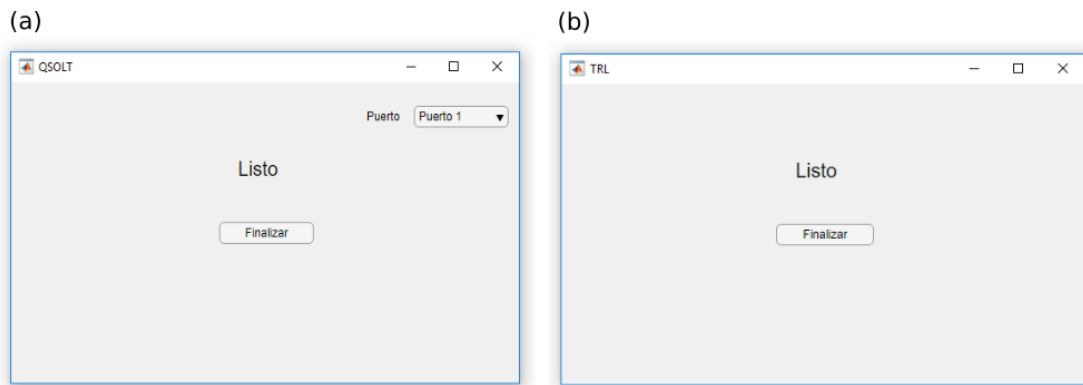


Figura 4.4. Ventanas de calibración al final del procedimiento.

4.3 Resultados obtenidos de las calibraciones realizadas en la base de pruebas

A continuación se presentan todos los resultados obtenidos con las diferentes calibraciones. Cada método de calibración se realizó dos veces (excepto el método LL), primero utilizando todos sus estándares normalmente requeridos y después aprovechando la simetría de la base de pruebas.

Para no hacer muy extenso este trabajo, sólo se muestran las gráficas de los parámetros S_{11} y S_{21} . En los métodos QSOLT y Robust SOLT también

se muestra el parámetro S_{22} , ya que QSOLT presenta bastante error en este parámetro y Robust SOLT ofrece una solución. En el método LL sólo se incluyen S_{21} y S_{12} debido a que este método no calcula términos de error para los coeficientes de reflexión.

En el estado del arte consultado, normalmente los métodos implementados son validados comparando sus resultados obtenidos con los del TRL como en [10] o en ocasiones con el TRM [39]. En [4] se utiliza el error absoluto tomando como referencia el TRL para validar el método presentado, en [40] también utilizan el error absoluto y como referencia toman valores previamente conocidos del DUT. El error absoluto máximo en [4] y [40] se encuentra alrededor 0.1 en el rango de frecuencias en el que se implementaron los métodos. En este trabajo,

En este trabajo se calcula el error absoluto de todas las calibraciones tomando como referencia los parámetros S obtenidos con el método TRL. De todas las calibraciones realizadas con todos los estándares requeridos, el error absoluto máximo encontrado fue menor a 0.2, y se presentó en el parámetro S_{11} del método SOLT.

Para validar los resultados del TRL, estos se compararon con los datos del mismo DUT obtenidos mediante una simulación electromagnética realizada en el software Momentum de ADS.

Para poner a prueba todos los métodos de calibración implementados en este trabajo, se desincrustó el mismo DUT con cada uno de ellos. El DUT utilizado fue una línea de transmisión de 3 mm de ancho y 29 mm de largo fabricada en DiClad 880.

Todos los estándares de calibración utilizados en las calibraciones TRL, LL, TRM y TRRM fueron fabricados en DiClad 880 y se muestran en la Figura 4.5. En las cuatro calibraciones, se utilizó una línea de 5 mm de ancho y 5 cm de largo para la conexión directa entre ambos puertos y un circuito abierto en medio de la conexión directa como carga altamente reflejante.

Los estándares utilizados para los métodos SOLT, QSOLT y Robust SOLT se muestran en la Figura 4.6, fueron fabricados en DiClad 880 y caracterizados mediante simulaciones electromagnéticas utilizando el software HFSS. Como se puede observar los tres estándares de un puerto utilizados son circuitos abiertos con diferente retardo de propagación. La diferencia de longitud eléctrica entre cada circuito abierto es de 120° a una frecuencia de 30 GHz.



Figura 4.5. Estándares y DUT fabricados en DiClad 880, utilizados en las calibraciones TRL, LL, TRM y TRRM.



Figura 4.6. Estándares fabricados en DiClad 880 y DUT fabricado en DiClad 880, para las calibraciones SOLT, Robust SOLT y QSOLT.

4.3.1 Resultados de la calibración TRL

Las calibraciones TRL fueron implementadas con estándares fabricados en DiClad 880, las líneas de transmisión utilizadas fueron calculadas para una impedancia de 50 ohmios, una de 5 cm de longitud para la conexión directa y otras dos de 7.4 cm y 5.3 cm de longitud para el estándar línea. Para la carga reflejante se utilizó un circuito abierto, ubicado en medio de la conexión directa, es decir, a la mitad de la línea de 5 cm de longitud. El DUT también fue realizado en DiClad 880 y fue embebido entre dos líneas de 2.5 cm de longitud con una impedancia de 50 ohmios, para así ubicarlo en el plano de medición del TRL que se encuentra en medio de la conexión directa.

Para validar los resultados obtenidos del DUT desincrustado con el método TRL, se compararon con los datos obtenidos mediante una simulación electromagnética del mismo DUT realizada en el software Momentum de ADS. En las Figuras 4.7 y 4.8 se muestra esta comparación, y se puede observar que ambos resultados guardan una gran concordancia.

Para aprovechar la simetría de la base de pruebas en el método TRL, la carga reflejante se excluye del procedimiento de calibración, como se describe

en la metodología, por lo que no es necesario medirla en ninguno de los dos puertos. De esta forma, el número de mediciones se reduce de 4 a sólo 2, ya que sólo es necesario medir la conexión directa de ambos puertos y el estándar línea.

En la figura 4.9 se muestra el parámetro S_{11} resultante del TRL implementado con todos los estándares normalmente requeridos y el obtenido de la calibración realizada aprovechando la simetría de la base pruebas. Como se puede observar, el parámetro S_{11} obtenido en ambas calibraciones no es el mismo, presenta pequeñas diferencias debido a que la base de pruebas no es perfectamente simétrica.

Para ilustrar de una mejor manera estas pequeñas diferencias, en la Figura 4.10 se muestra la diferencia absoluta entre los resultados obtenidos en ambas calibraciones realizadas, se puede observar que el parámetro S_{21} fue el mismo en ambas calibraciones, mientras que el S_{11} , como se menciona en el párrafo anterior, presentó pequeñas variaciones. La diferencia absoluta de los parámetros S_{22} y S_{12} fue muy similar a la obtenida en S_{11} y S_{21} , respectivamente, por lo que no se presentan sus gráficas en este trabajo.

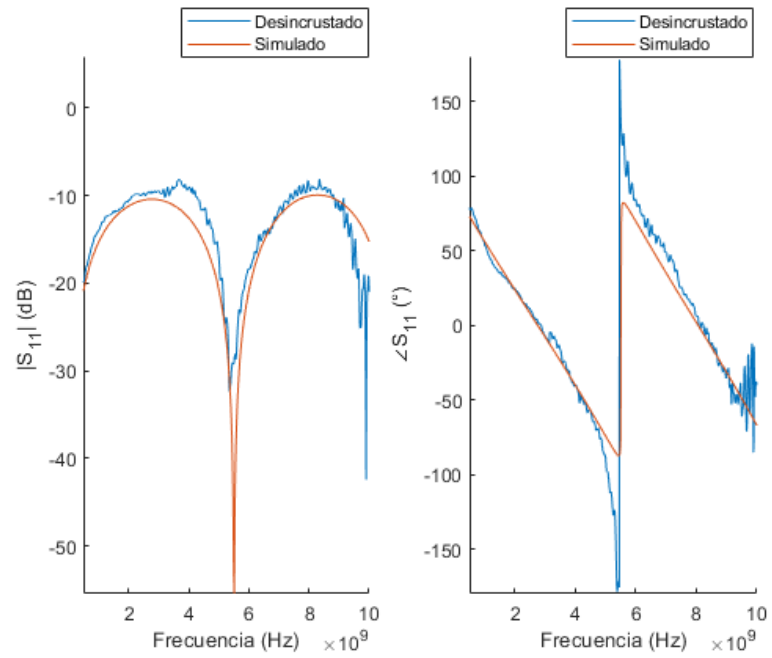


Figura 4.7. Comparación del parámetro S_{11} desincrustado con el TRL y el simulado.

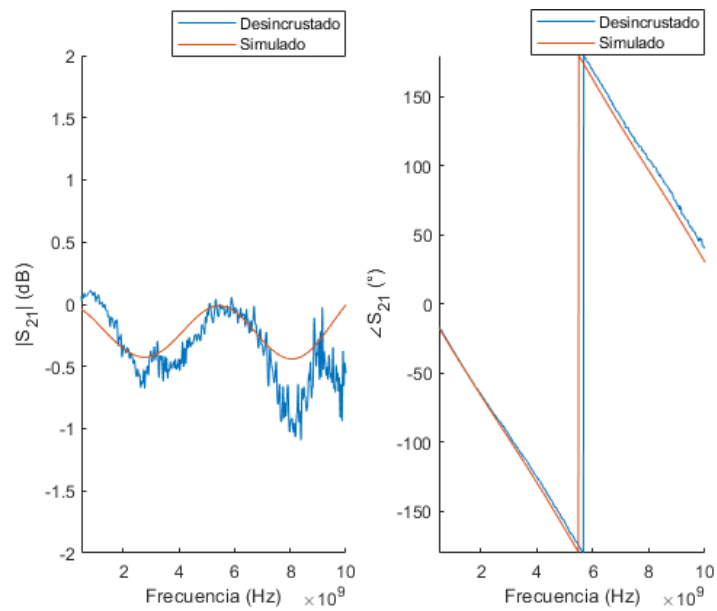


Figura 4.8. Comparación del parámetro S_{21} desincrustado con el TRL y el simulado.

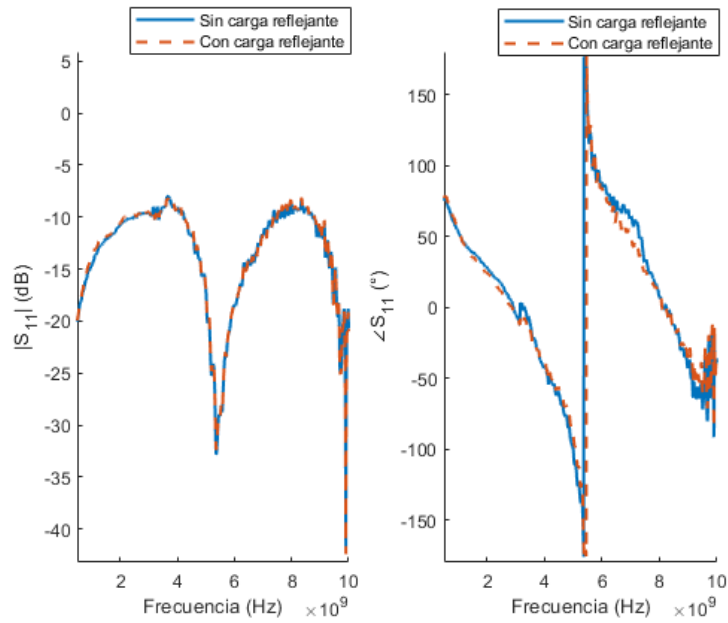


Figura 4.9. Parámetro S_{11} obtenido con la calibración TRL realizada con todos sus estándares y la realizada sin la carga reflejante.

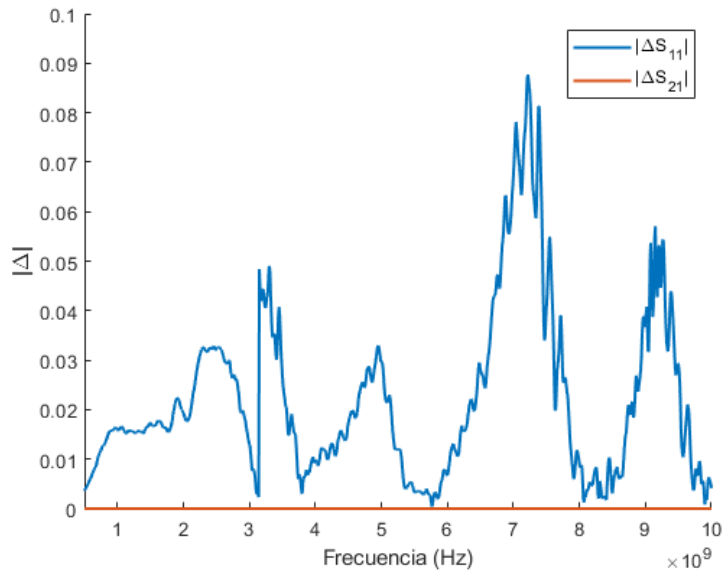


Figura 4.10. Diferencia absoluta de los parámetros S_{11} y S_{21} entre la calibración TRL realizada con todos sus estándares y la realizada sin la carga reflejante.

4.3.2 Resultados de la calibración SOLT

A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos en la calibración SOLT. Para su implementación, los estándares de un puerto normalmente utilizados en este método: un corto circuito, un circuito abierto y una carga poco reflejante; fueron sustituidos por 3 circuitos abiertos con diferente retardo de propagación. Los circuitos abiertos, al igual que la línea utilizada para la conexión directa de ambos puertos, fueron fabricados en DiClad 880. Para la caracterización de estos estándares se utilizó el software HFSS.

Para aprovechar la simetría de la base de pruebas en este método, se utilizaron un cortocircuito y un circuito abierto virtuales, como se describe en la metodología. De esta manera, el número de mediciones realizadas en SOLT se reduce de 7 a solo 2, ya que solo es necesario medir la conexión directa entre ambos puertos y la carga poco reflejante en un puerto. Sin embargo, debido a que la base utilizada en este trabajo no es perfectamente simétrica, la carga poco reflejante se midió en ambos puertos, con lo que se obtuvieron mejores resultados.

En las Figuras 4.11 y 4.12 se muestran los parámetros S_{11} y S_{21} obtenidos en la calibración SOLT implementada con todos los estándares reales y la realizada con el circuito abierto (OC) y el cortocircuito (SC) virtuales. Como se puede observar ambos parámetros presentan grandes diferencias entre sí, debido principalmente a que la base de pruebas no es perfectamente simétrica. Para apreciar de una mejor forma estas diferencias, en la Figura 4.31 se presenta la diferencia absoluta entre ambas calibraciones.

En la Figura 4.13 se muestra el error absoluto en los parámetros S_{11} y

S_{21} de ambas calibraciones implementadas tomando como referencia los resultados del TRL, claramente el error en ambos parámetros aumentó en gran medida en la calibración realizada con estándares virtuales, debido a imperfecciones en la simetría de la base.

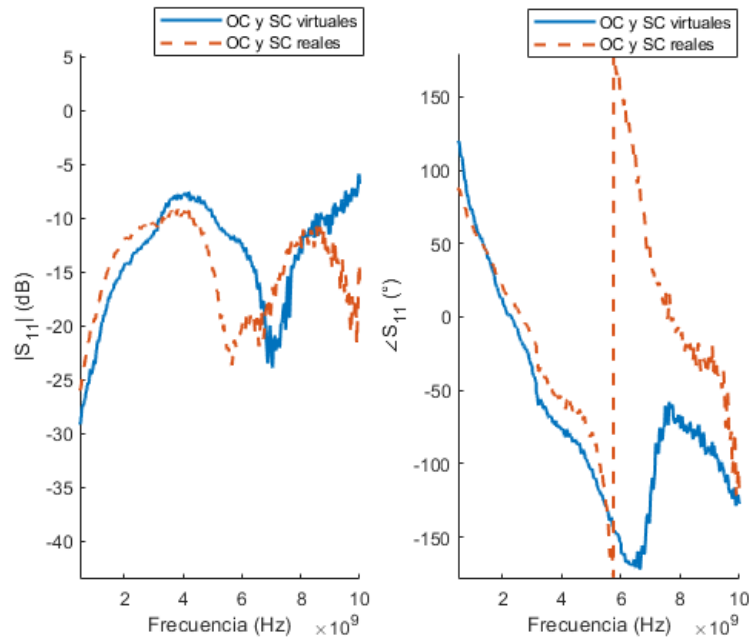


Figura 4.11. Parámetro S_{11} obtenido con la calibración SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.

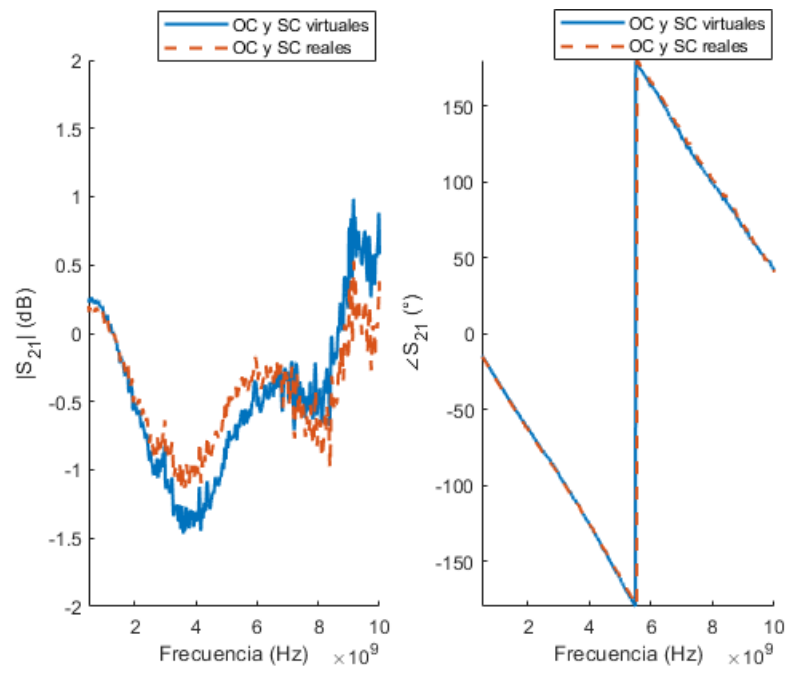


Figura 4.12. Parámetro S_{21} obtenido con la calibración SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.

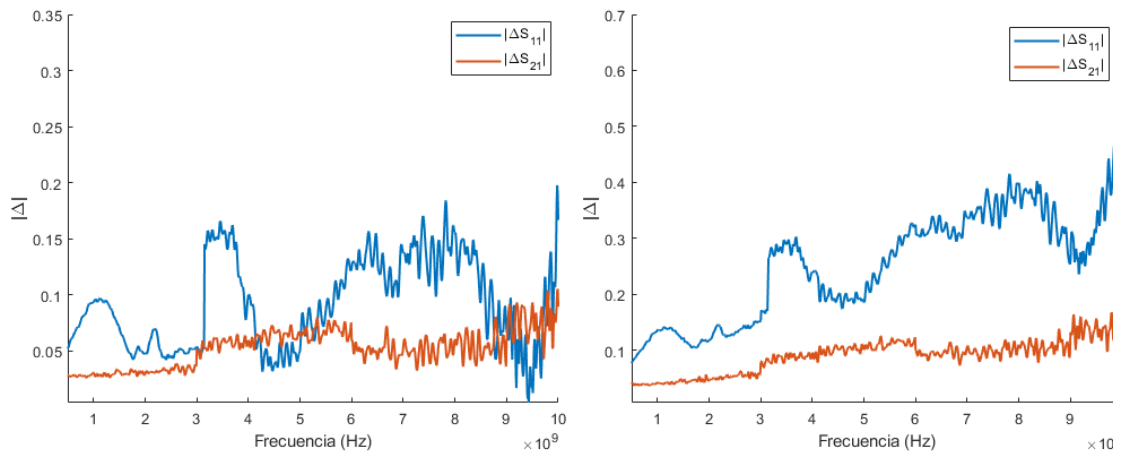


Figura 4.13. Error absoluto de los parámetros S_{11} y S_{21} . Utilizando todos los estándares reales (izquierda), utilizando OC y SC virtuales (derecha).

4.3.3 Resultados de la calibración Robust SOLT

Las calibraciones Robust SOLT fueron realizadas con los mismos estándares utilizados en SOLT. También, para aprovechar la simetría de la base de pruebas, al igual que en SOLT, se utilizaron un cortocircuito y un circuito abierto virtuales, como se describe en la metodología. De esta manera, el número de mediciones realizadas en Robust SOLT se reduce de 7 a solo 2, ya que solo es necesario medir la conexión directa entre ambos puertos y la carga poco reflejante en un puerto.

En las Figuras 4.14 y 4.15 se muestra la comparación de los parámetros S obtenidos con el método Robust SOLT implementado con todos sus estándares reales y el realizado con el cortocircuito y el circuito abierto virtuales. Como se puede observar, al igual que en la calibración SOLT, ambos parámetros presentan grandes diferencias entre sí, debido a que la base de pruebas no es perfectamente simétrica.

En la Figura 4.16 se puede observar el error absoluto de ambas calibraciones implementadas tomando como referencia los resultados del TRL, claramente la calibración realizada con estándares virtuales presenta mayor error en ambos parámetros, y S_{11} fue el más afectado.

Además, en las figuras 4.17 y 4.18 se compara el error absoluto presente en los métodos SOLT y Robust SOLT realizados con estándares reales. Se puede observar una mejora considerable en el parámetro S_{21} de Robust SOLT, ya que este método es menos sensible a imperfecciones en los estándares de calibración utilizados [40]. Por otra parte, el parámetro S_{11} presenta prácticamente el mismo error en ambos métodos.

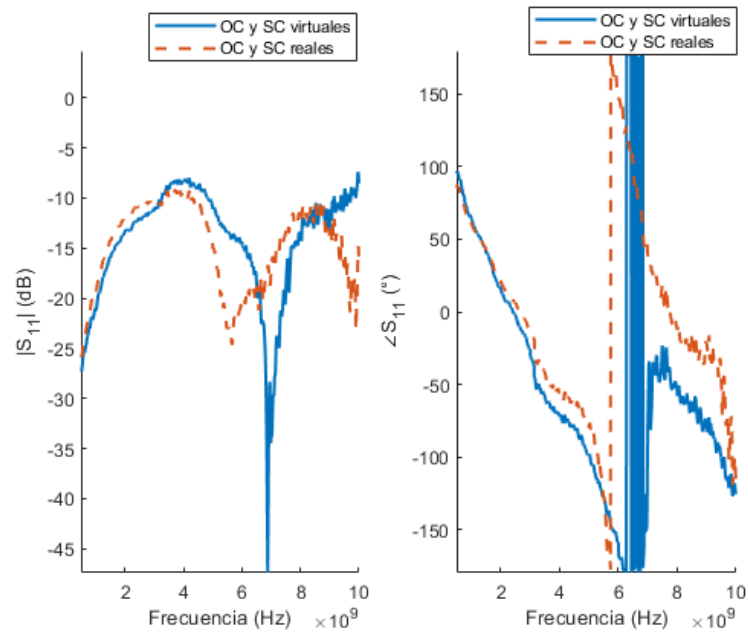


Figura 4.14. Parámetro S_{11} obtenido con la calibración Robust SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.

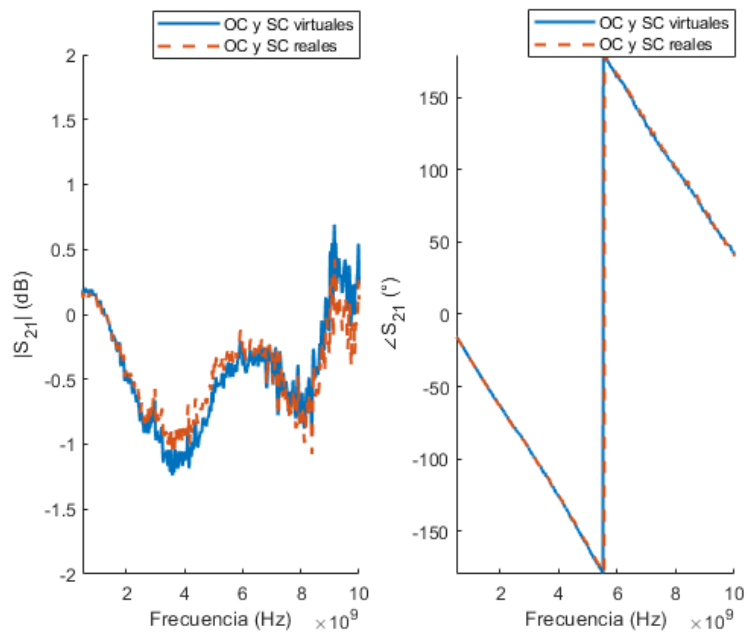


Figura 4.15. Parámetro S_{21} obtenido con la calibración Robust SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.

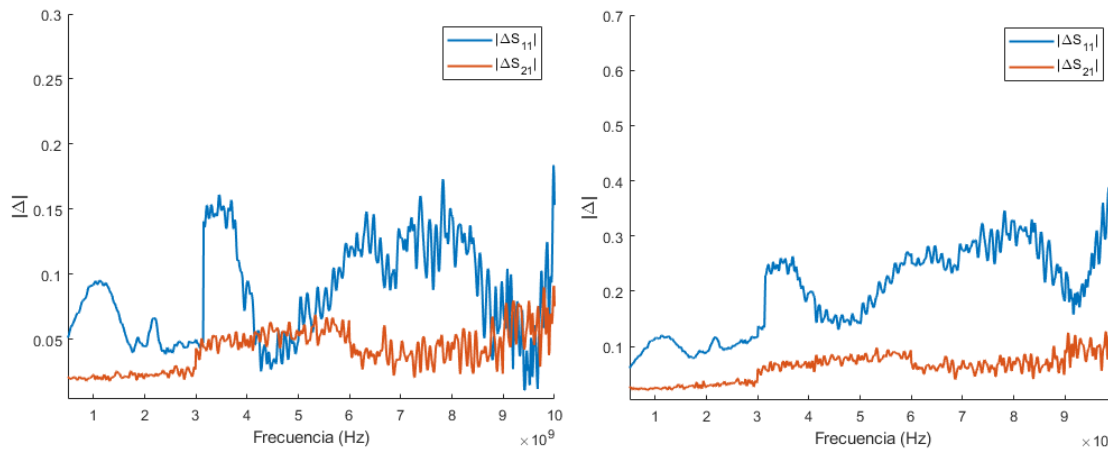


Figura 4.16. Error absoluto de los parámetros S_{11} y S_{21} . Utilizando todos los estándares reales (izquierda), utilizando OC y SC virtuales (derecha).

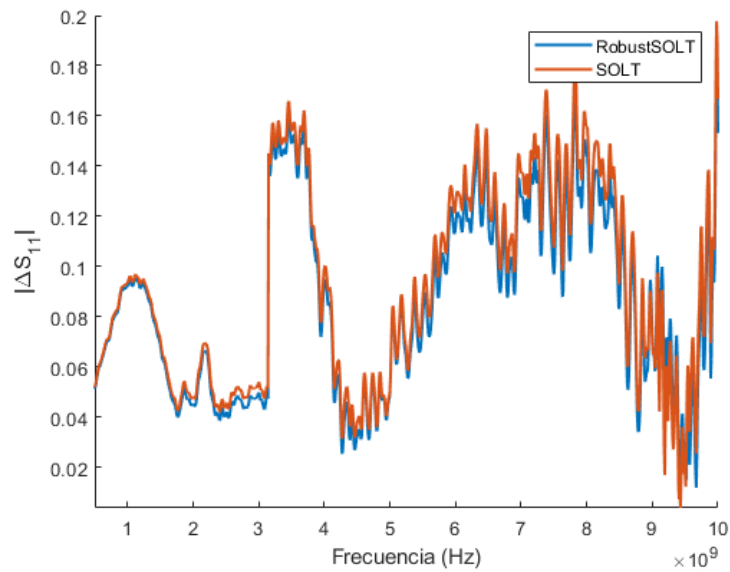


Figura 4.17. Comparación del error absoluto del parámetro S_{11} de los métodos Robust SOLT y SOLT implementados con estándares reales.

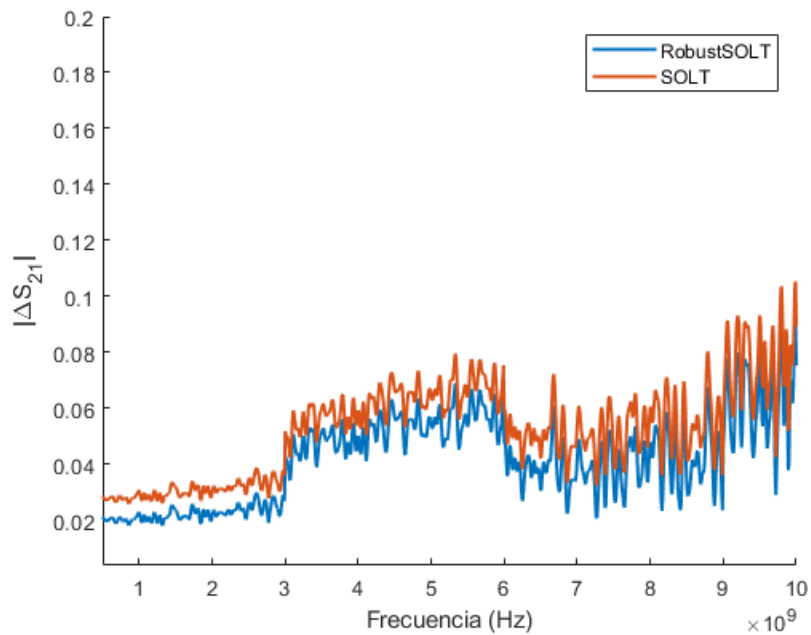


Figura 4.18. Comparación del error absoluto del parámetro S_{21} de los métodos Robust SOLT y SOLT implementados con estándares reales.

4.3.4 Resultados de la calibración QSOLT

Los parámetros S_{11} , S_{21} y S_{12} obtenidos con este método son iguales a los obtenidos con Robust SOLT, tanto con estándares reales o como con el cortocircuito y el circuito abierto virtuales. Sin embargo, el parámetro S_{22} de QSOLT exhibe una gran imprecisión (ver Figura 4.19), debido a que no se mide ningún estándar de calibración de un puerto en el puerto 2.

A continuación se hace una comparación del parámetro S_{22} de los métodos QSOLT y Robust SOLT (ver Figura 4.19) implementados con todos los estándares reales requeridos. En la Figura 4.20 se muestra el error

absoluto presente en ambos métodos, donde se observa una mejora sustancial en Robust SOLT en gran parte del rango de frecuencias.

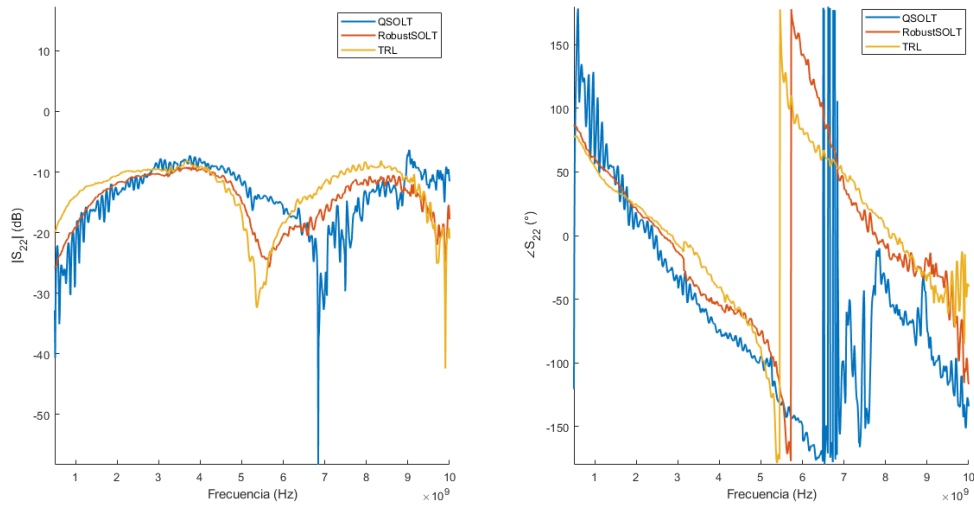


Figura 4.19. Comparación del parámetro S_{22} obtenido con los métodos TRL, QSOLT y Robust SOLT implementados con estándares reales.

La ventaja de QSOLT con respecto a SOLT y Robust SOLT es que necesita de menos mediciones, ya que sólo es necesario medir los estándares de un puerto en un sólo puerto (en el puerto que se requiere obtener un coeficiente de reflexión preciso, en este caso en el puerto 1).

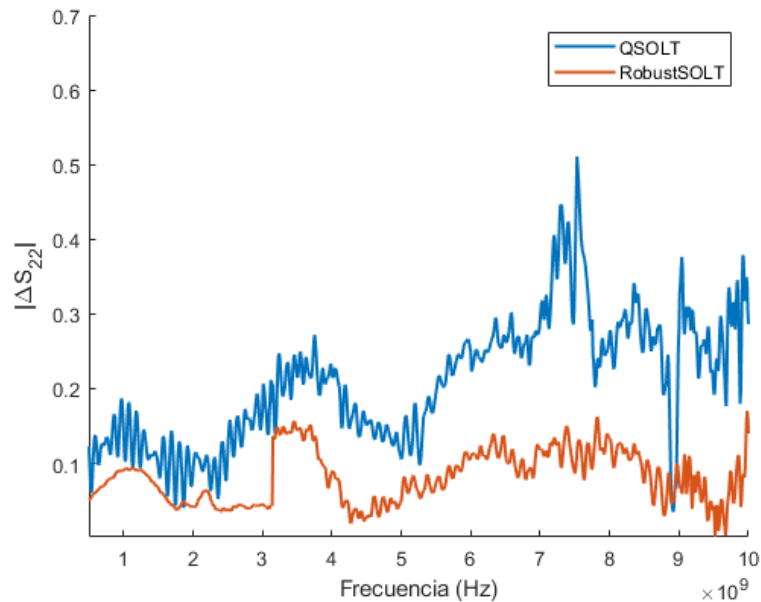


Figura 4.20. Comparación del error absoluto del parámetro S_{22} de los métodos QSOLT y Robust SOLT implementados con estándares reales.

4.3.5 Resultados de la calibración TRM

Las calibraciones TRM se implementaron con la misma línea para la conexión directa de ambos puertos y el mismo circuito abierto que se utilizaron en las calibraciones TRL. Para la carga poco reflejante se utilizó una resistencia concentrada de 51 ohmios, la cual fue colocada a la mitad de la conexión directa de ambos puertos, es decir en medio de la línea de 5 cm de longitud. Además, para conocer el comportamiento de la resistencia de 51 ohmios, se llevó a cabo una calibración TRL, con la cual se midieron sus parámetros S.

Para aprovechar la simetría de la base de pruebas en el método TRM, la

carga reflejante se excluye del procedimiento de calibración, como se describe en la metodología, por lo que no es necesario medirla en ninguno de los dos puertos. De esta forma, el número de mediciones se reduce de 5 a sólo 2, ya que solo es necesario medir la conexión directa entre ambos puertos y la carga poco reflejante en un puerto. Sin embargo, debido a que la base utilizada en este trabajo no es perfectamente simétrica, la carga poco reflejante se midió en ambos puertos con lo que se obtuvieron mejores resultados.

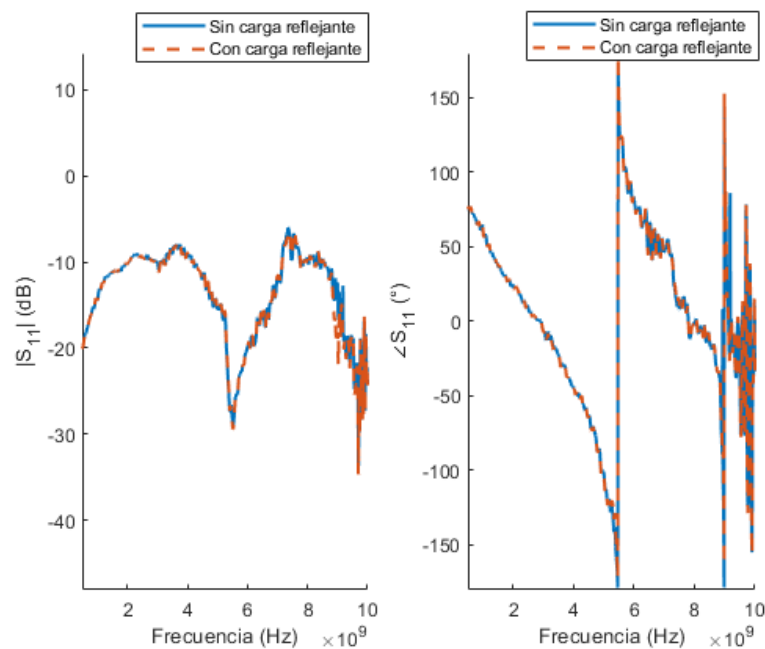


Figura 4.21. Parámetro S_{11} obtenido con la calibración TRM implementada con todos sus estándares y la realizada sin carga reflejante.

En las figuras 4.21 y 4.22 se muestra la comparación de los parámetros S_{11} y S_{21} obtenidos experimentalmente con la calibración TRM implementada utilizando todos los estándares normalmente requeridos por el método y la realizada aprovechando la simetría de la base. Como se puede observar ambos parámetros en ambas calibraciones resultaron prácticamente iguales.

Los parámetros S_{22} y S_{12} presentaron el mismo comportamiento que S_{11} y S_{21} , respectivamente, por lo que no se incluyen sus gráficas. Además, en la Figura 4.30 se presenta la diferencia absoluta entre las dos calibraciones y se compara con los métodos TRL y TRRM.

En la Figura 4.23 se muestra el error absoluto de las dos calibraciones TRM implementadas tomando como referencia los resultados del TRL, es evidente que los errores en ambas calibraciones fueron casi los mismos, incluso se notó una pequeña mejora en el parámetro S_{11} de la calibración realizada sin la carga reflejante. Para la realización del TRM y el TRL se utilizaron la misma línea para la conexión de ambos puertos (thru) y la misma carga reflejante (circuito abierto).

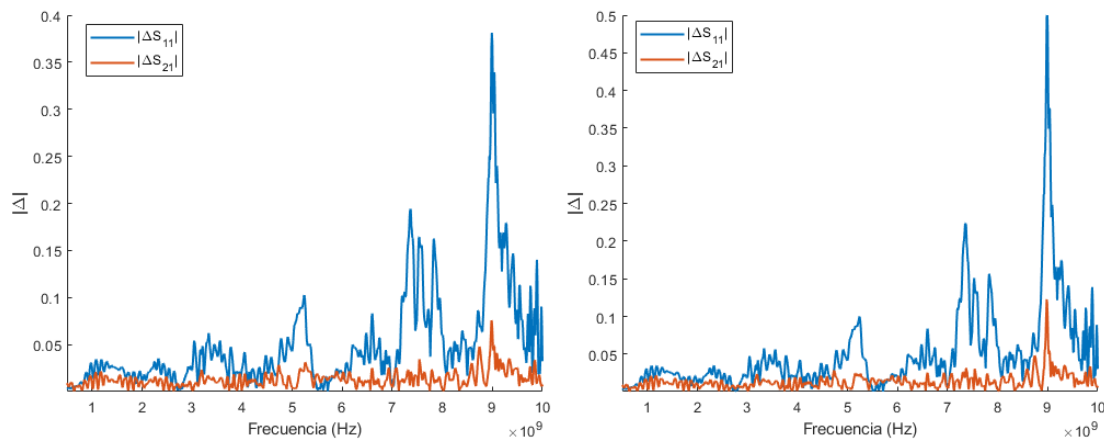


Figura 4.23. Error absoluto de los parámetros S_{11} y S_{21} de la calibración TRM realizada con todos sus estándares (izquierda) y la realizada sin la carga reflejante (derecha).

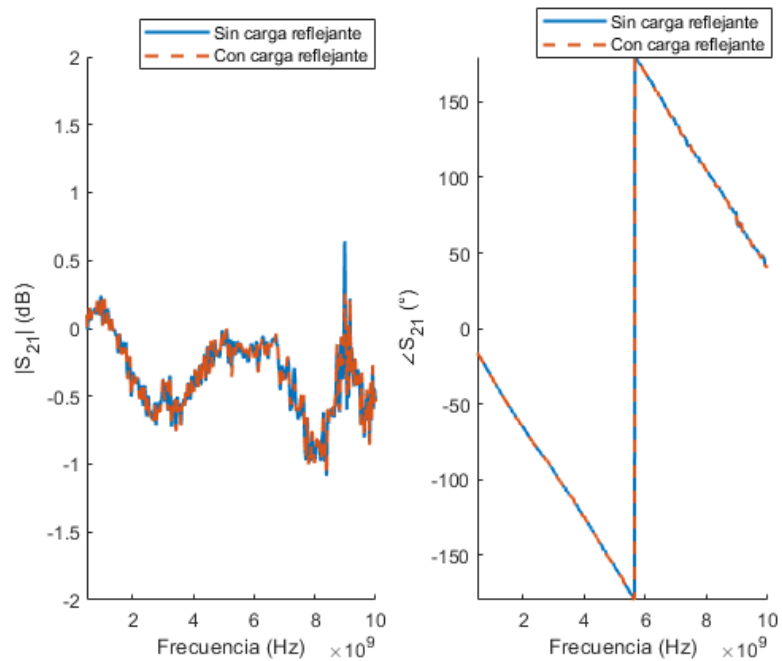


Figura 4.22. Parámetro S_{21} obtenido con la calibración TRM implementada con todos sus estándares y la realizada sin carga reflejante.

4.3.6 Resultados de la calibración TRRM

Las calibraciones TRRM se llevaron a cabo con la misma línea para la conexión directa de ambos puertos y el mismo circuito abierto que se utilizaron en las calibraciones TRL. Como segunda carga reflejante se utilizó un cortocircuito ubicado a la mitad de la conexión directa de ambos puertos. Además, para la carga poco reflejante se usó una resistencia concentrada de 51 ohmios, la cual fue colocada a la mitad de la conexión directa de ambos puertos, es decir en medio de la línea de 5 cm de longitud. Para conocer el comportamiento de la resistencia de 51 ohmios, se llevó a cabo una calibración TRL, con la cual se midieron sus parámetros S.

Para aprovechar la simetría de la base de pruebas en el método TRRM, una carga reflejante es sustituida por un circuito abierto o un cortocircuito virtual, como se describe en la metodología, por lo que no es necesario medirla en ninguno de los dos puertos. De esta forma, el número de mediciones se reduce de 6 a sólo 3, ya que sólo es necesario medir la conexión directa entre ambos puertos, la carga poco reflejante y la carga reflejante en un puerto. Sin embargo, debido a que la base utilizada en este trabajo no es perfectamente simétrica, la carga reflejante se midió en ambos puertos para obtener mejores resultados.

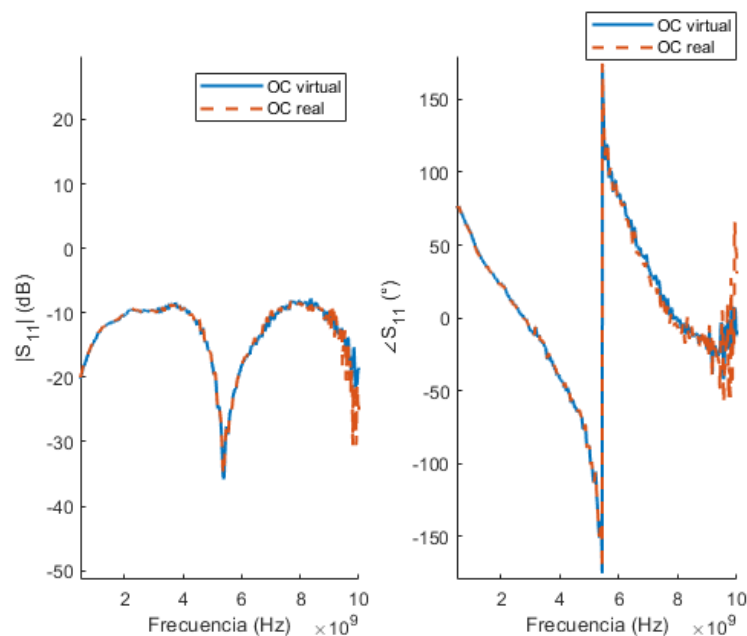


Figura 4.24. Parámetro S_{11} obtenido con la calibración TRRM implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC virtual.

En las figuras 4.24 y 4.25 se muestra la comparación de los parámetros S_{11} y S_{21} obtenidos experimentalmente con la calibración TRRM implementada utilizando todos los estándares normalmente requeridos por el método y la realizada aprovechando la simetría de la base. Como se puede observar

ambos parámetros resultaron muy similares en ambas calibraciones. Los parámetros S_{22} y S_{12} presentaron el mismo comportamiento que S_{11} y S_{21} , respectivamente, por lo que no se incluyen sus gráficas. Además, en la Figura 4.30 se presenta la diferencia absoluta entre las dos calibraciones y se compara con los métodos TRL y TRM.

En la Figura 4.26 se muestra el error absoluto de las dos calibraciones TRRM implementadas tomando como referencia los resultados del TRL, es evidente que los errores en ambas calibraciones fueron muy similares, incluso se notó una pequeña mejora en el parámetro S_{11} de la calibración realizada con el estándar virtual.

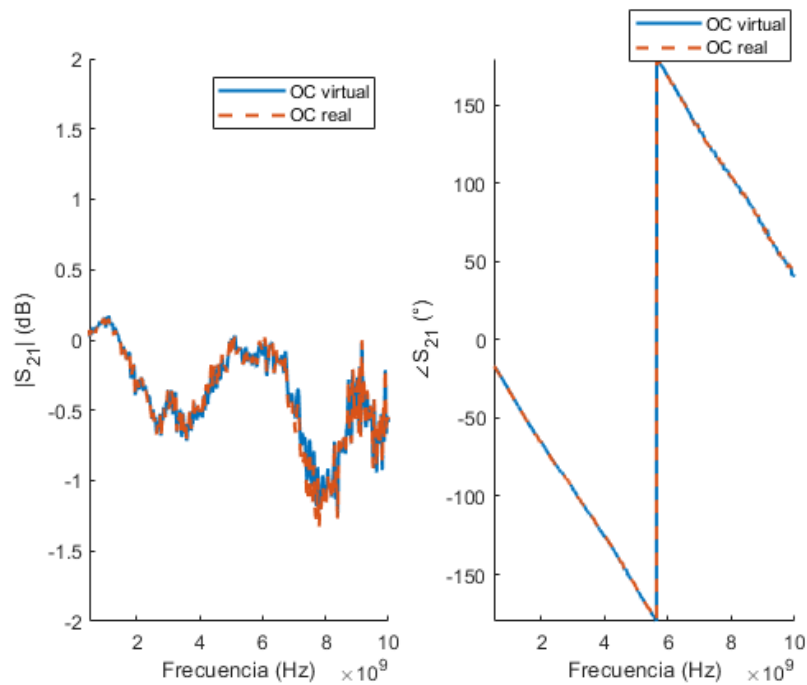


Figura 4.25. Parámetro S_{21} obtenido con la calibración TRRM implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC virtual.

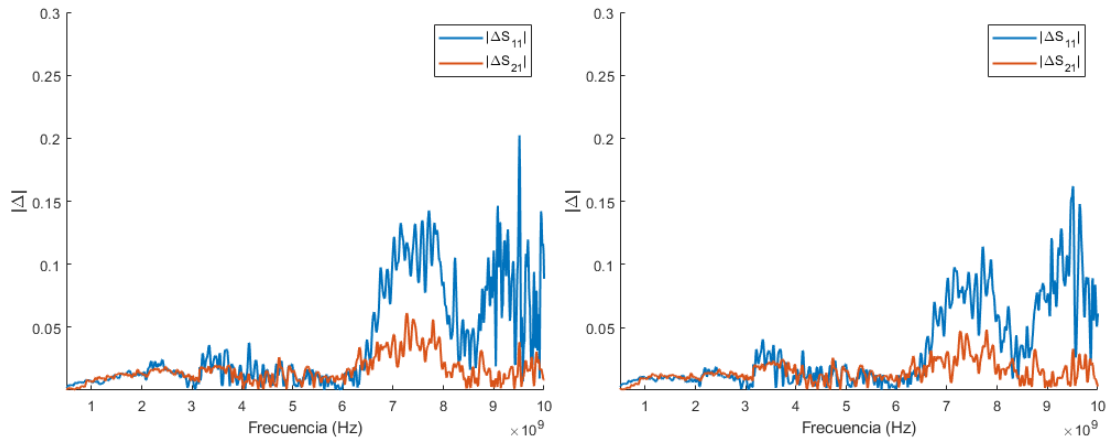


Figura 4.26. Error absoluto de los parámetros S_{11} y S_{21} de la calibración TRRM realizada con todos sus estándares reales (izquierda) y la realizada con OC virtual (derecha).

4.3.7 Resultados de la calibración LL

En las Figuras 4.27 y 4.28 se muestra la comparación de los parámetros S_{21} y S_{12} obtenidos con los métodos LL y TRL, no se incluyen los parámetros S_{11} o S_{22} , ya que el método LL sólo calcula los coeficientes de transmisión. Tampoco se muestran resultados de la calibración aprovechando la simetría de la base, ya que el método no requiere estándares de un puerto, y no se pudo reducir el número de mediciones.

En la Figura 4.29 se presenta el error absoluto del método LL implementado, tomando como referencia los resultados del TRL, se puede observar que ambos métodos dan resultados muy cercanos. Para la realización del LL y el TRL se utilizaron las mismas líneas como estándares.

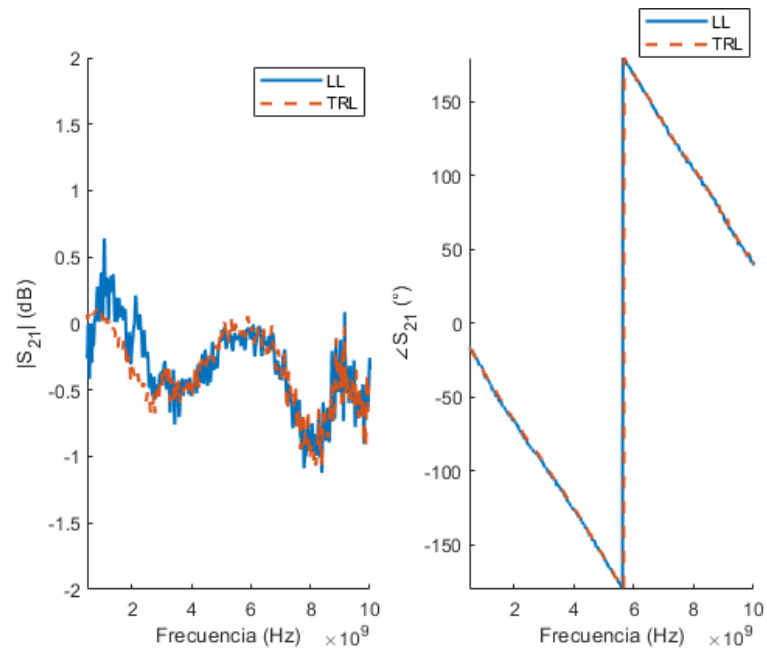


Figura 4.27. Comparación del parámetro S_{21} obtenido con los métodos LL y TRL.

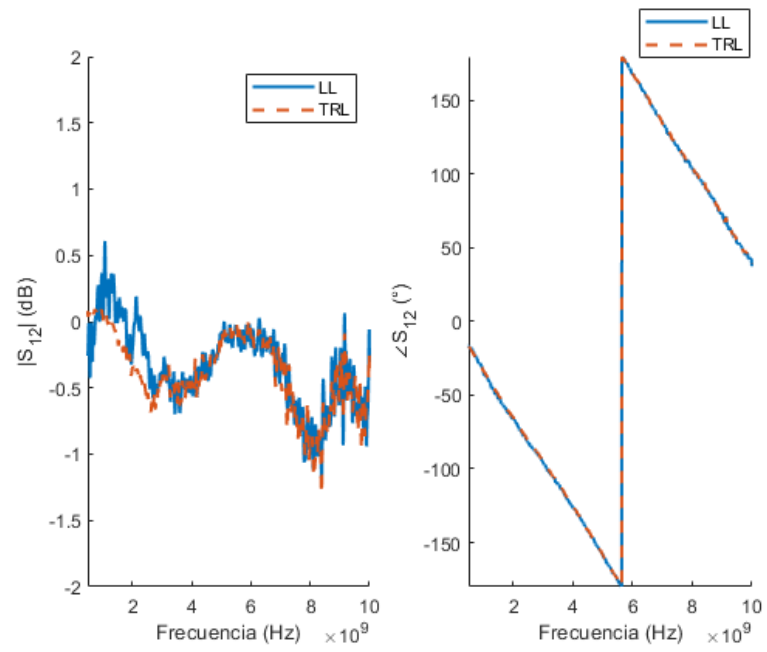


Figura 4.28. Comparación del parámetro S_{12} obtenido con los métodos LL y TRL.

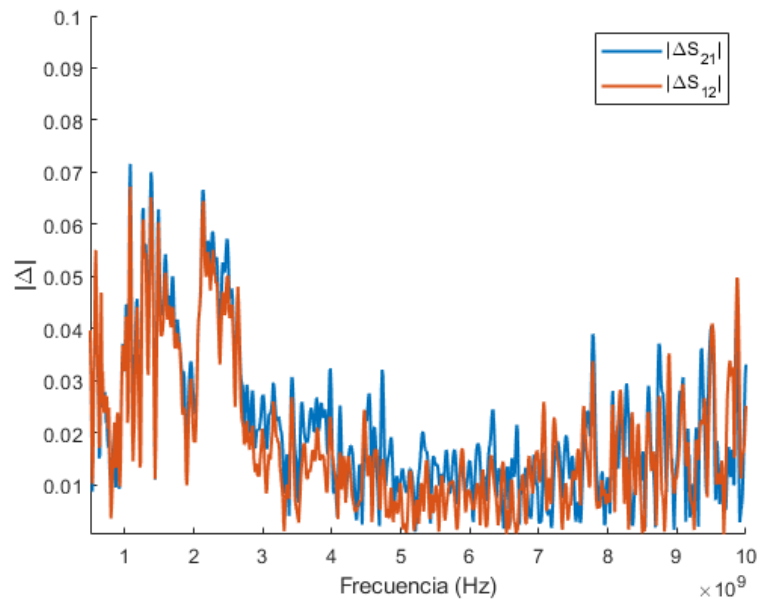


Figura 4.29. Error absoluto de los parámetros S_{21} y S_{12} .

4.4 Resumen de los resultados de la tesis

Como se mencionó en párrafos anteriores, se realizaron dos calibraciones por cada método de calibración, en la primera se utilizaron todos los estándares requeridos y en la segunda se aprovechó la simetría de la base. Ambas calibraciones arrojaron diferentes resultados en todos los métodos, debido a imperfecciones en la base de pruebas que degradan su simetría. El TRL, por ejemplo, presentó variaciones en los parámetros S_{11} y S_{22} , mientras que S_{21} y S_{12} no se vieron modificados.

En la figura 4.30 se muestra la comparación de las variaciones que presentaron los parámetros S_{11} y S_{21} en los métodos TRL, TRM y TRRM.

Como se puede observar, el método TRM exhibe menor cambio en el parámetro S_{11} , mientras que el TRL no presenta variación en S_{21} . Los parámetros S_{12} y S_{22} mostraron el mismo comportamiento. De estos tres métodos, TRM resultó más inmune a imperfecciones en la simetría de la base de pruebas, seguido muy de cerca por el TRL.

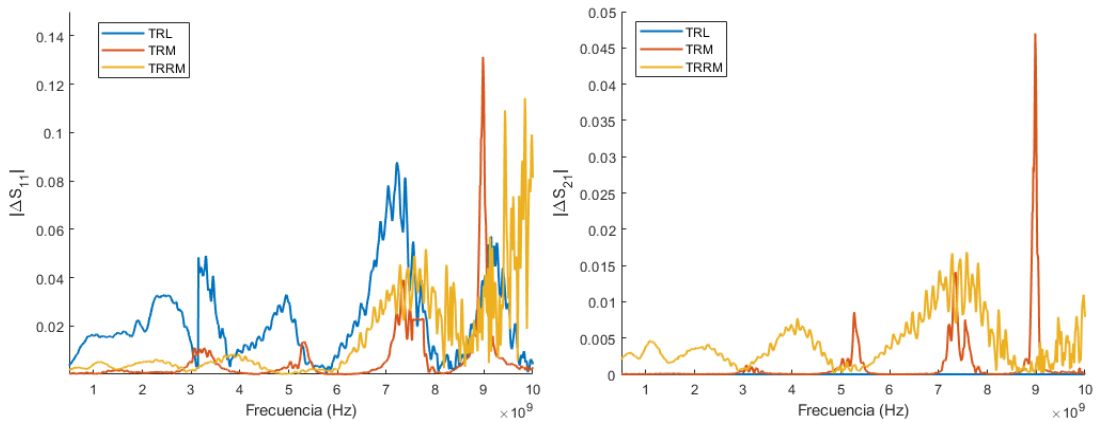


Figura 4.30. Diferencia absoluta entre ambas calibraciones realizadas de los métodos TRL, TRM y TRRM. Parámetro S_{11} (izquierda), parámetro S_{21} (derecha).

Por otro lado, en la Figura 4.31 se muestra la comparación de las variaciones en los métodos SOLT y Robust SOLT. Como se puede observar,

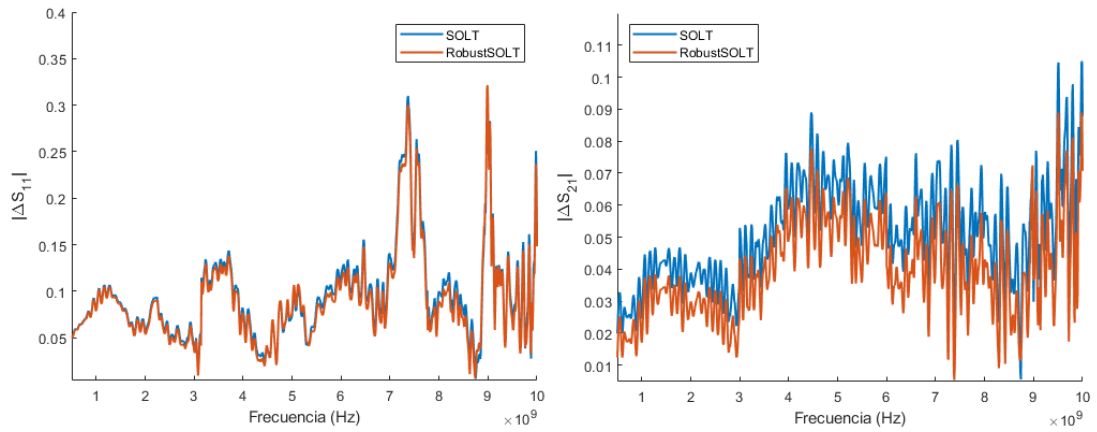


Figura 4.31. Diferencia absoluta entre ambas calibraciones realizadas de los métodos SOLT y Robust SOLT. Parámetro S_{11} (izquierda), parámetro S_{21} (derecha).

ambos métodos presentaron variaciones muy similares en ambos parámetros. Los resultados de QSOLT no se incluyen, debido a que son iguales a los de Robust SOLT. Estos tres métodos exhibieron variaciones bastante más grandes en comparación con los métodos TRL, TRM y TRRM.

5 Conclusiones

Todas las calibraciones implementadas, guardaron una gran concordancia entre sí. El error absoluto más grande fue encontrado en las calibraciones SOLT, QSOLT y Robust SOLT; lo cual era esperado, ya que estos métodos dependen de manera crítica de una buena caracterización de sus estándares. De estos tres métodos, QSOLT y Robust SOLT presentaron mejores resultados en los coeficientes de transmisión, debido a que el procedimiento utilizado en estos métodos es menos sensible a los errores presentes en la caracterización de los estándares de calibración.

El método que presentó menor error absoluto con respecto al TRL fue LL, debido a que ambos métodos se basan en procedimientos parecidos, en los cuales se utiliza dos líneas de transmisión de diferente longitud como estándares de calibración. Sin embargo, el método LL sólo calcula los coeficientes de transmisión. Por otra parte, TRRM brindó mejores resultados que el TRM, como era de esperarse, ya que en el TRRM sólo es necesario medir la carga arbitraria conocida en un puerto, lo cual elimina errores de colocación de este estándar.

Debido a que la base de pruebas utilizada en este trabajo no es perfectamente simétrica, las calibraciones realizadas con todos sus estándares reales y las realizadas utilizando la simetría de la base dieron resultados diferentes. Los métodos más sensibles al error de simetría de la base fueron SOLT y Robust SOLT, ya que todos sus parámetros S resultantes en ambas calibraciones variaron mucho entre sí. En cambio, TRM presentó la mayor inmunidad a las imperfecciones en la simetría de la base, ya que todos sus parámetros resultantes prácticamente no presentaron diferencias entre sí en la mayor parte del rango de frecuencias. Por otro lado, en el método TRL

los parámetros S_{21} y S_{12} resultaron iguales en ambas calibraciones, mientras que S_{11} y S_{22} variaron muy poco.

Lista de Figuras

Figura 1.1. Conexión entre una base de pruebas y un DUT, se especifican el plano de medición de una calibración y el plano del DUT para una calibración SOLT [26].	1
Figura 2.1. Diagrama a bloques de un VNA [25].	9
Figura 2.2. Mediciones realizadas por un VNA.	11
Figura 2.3. Modelo físico de un VNA de cuatro muestreadores [45].	12
Figura 2.4. Diagrama a bloques de un modelo de error.	20
Figura 2.5. Modelo de error de un puerto.	21
Figura 2.6. Diagrama de 12 términos de error: a) en dirección directa, b) en dirección inversa.	22
Figura 2.8. Diagrama de 8 términos de error.	26
Figura 2.9. Diagrama de flujo.	27
Figura 2.10. Mediciones realizadas en SOLT. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Estándares de un puerto conocidos.	31
Figura 2.11. Mediciones realizadas en el TRL. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Línea de transmisión. (c) Carga reflejante simétrica.	38
Figura 2.12. Mediciones realizadas en el TRM. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Carga acoplada o de impedancia arbitraria conocida. (c) Carga reflejante simétrica.	41
Figura 2.13. Mediciones realizadas en el TRRM. (a) Conexión directa ideal (thru). (b) Carga acoplada o de impedancia arbitraria conocida medida en un sólo puerto. (c) Dos cargas reflejantes simétricas.	46
Figura 2.14. Estándares utilizados en el LL. Línea de longitud L1, línea de longitud L2 y DUT embebido entre dos líneas de longitud L1/2 [49].	51
Figura 2.15. Pared eléctrica y magnética formadas en el eje de simetría de una línea de microcinta homogénea.	54
Figura 3.1. Vista lateral de la base de pruebas.	56

Figura 3.2. Parámetro S11 obtenido con el TRL utilizando la base de pruebas sin las modificaciones finales (línea azul).	60
Figura 3.3. Parámetro S21 obtenido con el TRL utilizando la base de pruebas sin las modificaciones finales (línea azul).	60
Figura 3.4. Parámetro S21 del cable simulado en HFSS.....	61
Figura 4.1. Base de pruebas modificada.	68
Figura 4.2. Ventana principal de la interfaz de usuario.	73
Figura 4.3. Ventanas de calibración.....	74
Figura 4.4. Ventanas de calibración al final del procedimiento.	75
Figura 4.5. Estándares y DUT fabricados en DiClad 880, utilizados en las calibraciones TRL, LL, TRM y TRRM.....	77
Figura 4.6. Estándares fabricados en DiClad 880 y DUT fabricado en DiClad 880, para las calibraciones SOLT, Robust SOLT y QSOLT.	78
Figura 4.7. Comparación del parámetro S11 desincrustado con el TRL y el simulado.	80
Figura 4.8. Comparación del parámetro S21 desincrustado con el TRL y el simulado.	80
Figura 4.9. Parámetro S11 obtenido con la calibración TRL realizada con todos sus estándares y la realizada sin la carga reflejante.	81
Figura 4.10. Diferencia absoluta de los parámetros S11 y S21 entre la calibración TRL realizada con todos sus estándares y la realizada sin la carga reflejante.	81
Figura 4.11. Parámetro S11 obtenido con la calibración SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.	83
Figura 4.12. Parámetro S21 obtenido con la calibración SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.	84
Figura 4.13. Error absoluto de los parámetros S11 y S21. Utilizando todos los estándares reales (izquierda), utilizando OC y SC virtuales (derecha). ..	84
Figura 4.14. Parámetro S11 obtenido con la calibración Robust SOLT	

implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.	86
Figura 4.15. Parámetro S21 obtenido con la calibración Robust SOLT implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC y SC virtuales.	86
Figura 4.16. Error absoluto de los parámetros S11 y S21. Utilizando todos los estándares reales (izquierda), utilizando OC y SC virtuales (derecha). ...	87
Figura 4.17. Comparación del error absoluto del parámetro S11 de los métodos Robust SOLT y SOLT implementados con estándares reales.....	87
Figura 4.18. Comparación del error absoluto del parámetro S21 de los métodos Robust SOLT y SOLT implementados con estándares reales.....	88
Figura 4.19. Comparación del parámetro S22 obtenido con los métodos TRM, QSOLT y Robust SOLT implementados con estándares reales.....	89
Figura 4.20. Comparación del error absoluto del parámetro S22 de los métodos QSOLT y Robust SOLT implementados con estándares reales.	90
Figura 4.21. Parámetro S11 obtenido con la calibración TRM implementada con todos sus estándares y la realizada sin carga reflejante.	91
Figura 4.23. Error absoluto de los parámetros S11 y S21 de la calibración TRM realizada con todos sus estándares (izquierda) y la realizada sin la carga reflejante (derecha).	92
Figura 4.22. Parámetro S21 obtenido con la calibración TRM implementada con todos sus estándares y la realizada sin carga reflejante.	93
Figura 4.24. Parámetro S11 obtenido con la calibración TRRM implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC virtual.....	94
Figura 4.25. Parámetro S21 obtenido con la calibración TRRM implementada con todos sus estándares reales y la realizada con OC virtual.....	95
Figura 4.26. Error absoluto de los parámetros S11 y S21 de la calibración TRRM realizada con todos sus estándares reales (izquierda) y la realizada con OC virtual (derecha).	96

Figura 4.27. Comparación del parámetro S21 obtenido con los métodos LL y TRL	97
Figura 4.28. Comparación del parámetro S12 obtenido con los métodos LL y TRL	97
Figura 4.29. Error absoluto de los parámetros S21 (izquierda) y S12 (derecha).	98
Figura 4.30. Diferencia absoluta entre ambas calibraciones realizadas de los métodos TRL, TRM y TRRM. Parámetro S11 (izquierda), parámetro S21 (derecha).	99
Figura 4.31. Diferencia absoluta entre ambas calibraciones realizadas de los métodos TRL, TRM y TRRM. Parámetro S11 (izquierda), parámetro S21 (derecha).	99

Referencias

- [1] Silvester, P., and Peter Benedek. "Equivalent capacitances of microstrip open circuits." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 20.8 (1972): 511-516.
- [2] Padmanabhan, Sathya, et al. "Broadband space conservative on-wafer network analyzer calibrations with more complex load and thru models." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 54.9 (2006): 3583-3593.
- [3] Agilent. Specifying calibration standards for the Agilent 8510 network analyzer. Agilent Product Note 8510–5B, Technical Report, 2006.
- [4] Imparato, M., T. Weller, and L. Dunleavy. "On-wafer calibration using space-conservative (SOLT) standards." *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*. Vol. 4. IEEE, 1999.
- [5] Zhu, Lei, and Ke Wu. "Unified equivalent-circuit model of planar discontinuities suitable for field theory-based CAD and optimization of M (H) MIC's." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 47.9 (1999): 1589-1602.
- [6] Safwat, Amr ME, and Leonard Hayden. "Sensitivity analysis of calibration standards for fixed probe spacing on-wafer calibration techniques [vector network analyzers]." *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*. Vol. 3. IEEE, 2002.
- [7] Hand, B. P. "Developing accuracy specifications for automatic network analyzer systems." *Hewlett-Packard J.* 21.6 (1970): 16-19.
- [8] Kruppa, W., and K. F. Sodomsky. "An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set (correspondence)." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 19.1, pp. 122-123, 1971.
- [9] Engen, Glenn F., and Cletus A. Hoer. "Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 27.12 (1979): 987-993.

- [10] Pulido-Gaytán, Manuel Alejandro, et al. "Generalized theory of the thru-reflect-match calibration technique." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.5 (2015): 1693-1699.
- [11] Hayden, Leonard. "An enhanced line-reflect-reflect-match calibration." *ARFTG Conference, 2006 67th. IEEE, 2006.*
- [12] Franzen, Norman R., and Ross A. Speciale. "A new procedure for system calibration and error removal in automated S-parameter measurements." *Proc. 5th European Microwave Conf.. 1975.*
- [13] Marks, Roger B. "A multiline method of network analyzer calibration." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 39.7 (1991): 1205-1215.
- [14] Eul, H-J., and B. Schiek. "Thru-match-reflect: One result of a rigorous theory for de-embedding and network analyzer calibration." *Microwave Conference, 1988. 18th European. IEEE, 1988.*
- [15] Silvonen, Kimmo. "New five-standard calibration procedures for network analyzers and wafer probes." *NASA STI/Recon Technical Report N 95 (1994).*
- [16] Silvonen, Kimmo. "LMR 16-a self-calibration procedure for a leaky network analyzer." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 45.7 (1997): 1041-1049.
- [17] Liu, Chen, et al. "A New SOLT Calibration Method for Leaky On-Wafer Measurements Using a 10-Term Error Model." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 99 (2018): 1-7.
- [18] Rytting, Doug. "Network analyzer error models and calibration methods." *White Paper, September (1998).*
- [19] Teppati, Valeria, and Andrea Ferrero. "A Comparison of Uncertainty Evaluation Methods for On-Wafer S-Parameter Measurements." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 63.4 (2014): 935-942.
- [20] Pozar, David M. *Microwave engineering.* John Wiley & Sons, 2009.
- [21] "Measurement errors." [Online]. Disponible: http://na.support.keysight.com/vna/help/latest/S3_Cals/Errors.htm

- [22] Mason, Samuel J. "Feedback theory: Further properties of signal flow graphs." (1956).
- [23] "Vector Network Analyzer, selection Guide." [Online]. Disponible: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-7603EN.pdf>
- [24] "Introduction to VNA basics." [Online]. Disponible: http://www.testequipmentdepot.com/tektronix/pdf/introduction-to-vna-basics_primer.pdf
- [25] Agilent, A. N. "1287-2: Exploring the Architectures of Network Analyzers." Agilent Technologies. determining a time delay based on reflection of the signal transmitted from the transmitter for each individual transmitter chain.
- [26] Labussière-Dorgan, Cécile, et al. "Modeling the electromagnetic emission of a microcontroller using a single model." IEEE transactions on Electromagnetic compatibility 50.1 (2008): 22-34.
- [27] Stevens, Mark L. Characterization of Power MESFETs at 21 GHz. No. TR-579. MASSACHUSETTS INST OF TECH LEXINGTON LINCOLN LAB, 1981.
- [28] Scalzi, G. J., A. J. Slobodnik, and G. A. Roberts. "Network analyzer calibration using offset shorts." IEEE transactions on microwave theory and techniques 36.6 (1988): 1097-1100.
- [29] Zhiming, Wang, et al. "Comparison of on-wafer calibrations for THz InP-based PHEMTs applications." Journal of Semiconductors 36.6 (2015): 064006.
- [30] Lautzenhiser, Stephen, Andrew Davidson, and Keith Jones. "Improve accuracy of on-wafer tests via LRM calibration." Microwaves & RF 29.1 (1990): 105-109.
- [31] Arbelaez-Nieto, Arcesio, et al. "The perfect balance-a design procedure for balanced bandpass filters [application notes]." IEEE Microwave Magazine 16.10 (2015): 54-65.
- [32] Williams, Dylan F., and Roger B. Marks. "LRM probe-tip calibrations using nonideal standards." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 43.2 (1995): 466-469.

- [33] Scholz, René F., et al. "Advanced technique for broadband on-wafer RF device characterization." ARFTG Microwave Measurements Conference-Spring, 63rd. 2004.
- [34] Davidson, Andrew, Keith Jones, and Eric Strid. "LRM and LRRM calibrations with automatic determination of load inductance." 36th ARFTG conference digest. Vol. 18. IEEE, 1990.
- [35] Keysight Technologies, "Signal Integrity Analysis Series, Part 3: The ABCs of De-Embedding", Application Note 5989-5765EN. [Online]. Disponible: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5765EN.pdf>, 2007.
- [36] Keysight Technologies, "Specifying Calibration Standards and Kits for Keysight Vector Network Analyzers", Application Note 5989-4840EN [Online]. Disponible: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-4840EN.pdf>, 2016.
- [37] Keysight Technologies, "Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis", Application Note 5965-7707E [Online]. Disponible: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>, 2017.
- [38] National Instruments, "Introduction to Network Analyzer Measurements", [Online]. Disponible: http://download.ni.com/evaluation/rf/Introduction_to_Network_Analyzer_Measurements.pdf, 2011.
- [39] Ferrero, Andrea, and Umberto Pisani. "QSOLT: A new fast calibration algorithm for two port S parameter measurements." 38th ARFTG Conference Digest. Vol. 20. IEEE, 1991.
- [40] Jargon, Jeffrey A., Roger B. Marks, and Doug K. Rytting. "Robust SOLT and alternative calibrations for four-sampler vector network analyzers." IEEE transactions on microwave theory and techniques 47.10 (1999): 2008-2013.
- [41] R.A. Hackborn, "An automatic network analyzer system," Microwave J., vol. 11, pp. 45–52, May 1968.
- [42] Rytting, Douglas Kent, and Steven Neil Sanders. "A system for automatic network analysis." Hewlett Packard J 21 (1970): 2-10.

- [43] S. Rehnmark, "On the calibration process of automatic network analyzer systems (short papers)," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 22, no. 4, pp. 457–458, 1974.
- [44] S. Padmanabhan, P. Kirby, J. Daniel, and L. Dunleavy, "Accurate broadband on-wafer SOLT calibrations with complex load and thru models," in *Proc. 61st ARFTG Microwave Measurements Conf. Spring*, pp. 5–10, 2003.
- [45] Marks, Roger B. "Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms." *50th ARFTG Conference Digest. Vol. 32. IEEE*, 1997.
- [46] Rumiantsev, Andrej, and Nick Ridler. "VNA calibration." *IEEE Microwave Magazine* 9.3 (2008): 86-99.
- [47] Reynoso-Hernández, J. A. "Unified method for determining the complex propagation constant of reflecting and nonreflecting transmission lines." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 13.8 (2003): 351-353.
- [48] Hoer, Cletus A. "A network analyzer incorporating two six-port reflectometers." *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 25.12 (1977): 1070-1074.
- [49] Reynoso-Hernandez, J. Apolinar, and C. Fabiola Estrada-Maldonado. "Broadband Determination of Two-Port Transmission (S₂₁, S₁₂) Parameters of PHEMT's Embedded in Transmission Lines." *55th ARFTG Conference Digest. Vol. 37. IEEE*, 2000.
- [50] Wan, Changhua, Bart Nauwelaers, and Walter De Raedt. "A simple error correction method for two-port transmission parameter measurement." *IEEE microwave and guided wave letters* 8.2 (1998): 58-59.
- [51] Lee, Moon-Que, and Sangwook Nam. "An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant." *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 6.4 (1996): 168-170.
- [52] Lord, Anthony J. "Comparing the accuracy and repeatability of on-wafer calibration techniques to 110GHz." *1999 29th European Microwave Conference. Vol. 3. IEEE*, 1999.
- [53] Williams, Dylan F., C. M. Wang, and Uwe Arz. "An optimal multiline TRL calibration algorithm." *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*

Digest, 2003. Vol. 3. IEEE, 2003.

- [54] Greenwood magnetics, “¿Cuál es la diferencia entre las propiedades magnéticas del acero inoxidable 304 y 316?”, [Online]. Disponible: <https://www.greenwoodmagnetics.com/es/resource/what-is-the-difference-between-304-and-316-stainless-steel/>.
- [55] Cozzens, Richard. CATIA V5 Workbook Release 19. SDC Publications, 2009.
- [56] Higham, Desmond J., and Nicholas J. Higham. MATLAB guide. Vol. 150. Siam, 2016.
- [57] Keysight Technologies, “Keysight FieldFox Handheld Analyzers Programming Guide”, 2016.