

CAPÍTULO 3.

MEDIDA DE PARÁMETROS-S.

Los objetivos del proyecto están claramente definidos: diseño, construcción y caracterización de circuitos de microondas. Para caracterizar dichos dispositivos, hay que medir sus parámetros-S, que son los que determinan cuál es el comportamiento o respuesta de dichos circuitos. Dichos parámetros-S, puesto que dan información tanto de magnitud como de fase, deben ser medidos con un dispositivo adecuado a tal empresa, que tenga capacidad de darnos una información completa de las medidas. Por ello, el dispositivo que se usa más comúnmente para medir dichos parámetros-S es el analizador vectorial de redes.

Ahora bien, para que dichas medidas sean precisas y fiables, el analizador vectorial de redes debe ser previamente calibrado, de forma que se eliminen todos los posibles errores debidos a cables, conectores, adaptadores, etc. Dicho proceso de calibración juega un papel fundamental, ya que, cuanto mejor sea la calibración, mejores y más precisas serán las medidas, con lo cual se podrán caracterizar los dispositivos de manera más fiable y más cercana a la respuesta real de dichos circuitos. Por tanto, debido al papel tan importante que desempeña el proceso de calibración, se le va a dedicar un capítulo en su totalidad, de forma que se puedan establecer unos fundamentos teóricos lo suficientemente extensos y completos como para comprender dicho mecanismo y su importancia de cara a la caracterización de los dispositivos que vamos a construir.

3.1. LA NECESIDAD DE FIXTURES.

Tamaño, peso y coste, unido a las cada vez más altas frecuencias de operación y los avances en tecnología están conduciendo al uso de cada vez más pequeños y más integradas partes empaquetadas en el nivel de montaje. Ahora hay muchos paquetes de tecnología de montaje superficial (*Surface-Mount Technology* o SMT) no estándares para muchas aplicaciones de RF (<3Ghz). Las dimensiones físicas de estas partes varían ampliamente, debido a diferentes tecnologías, requerimientos de manejo de potencia, condiciones medioambientales, y criterio de diseño. Con la amplia variedad de tamaños y formas de los componentes, no existe un único *fixture* que encaje con todos.

Hacer medidas RF de calidad en dispositivos con conectores coaxiales estándar es relativamente sencillo. Medidas muy precisas se pueden hacer usando kits de calibración comerciales y rutinas de corrección de errores estándares que se encuentran en la mayoría de los analizadores de red. Los dispositivos sin conectores son difíciles de medir porque algún tipo de *fixture* de prueba se necesita para proveer conexión eléctrica y mecánica entre el dispositivo bajo prueba (*Device Under Test* o DUT) y el equipo de prueba con conexiones coaxiales. Además, normalmente se requieren los estándares de calibración en el *fixture* para asegurar el nivel de precisión de las medidas demandado por los fabricantes de la mayoría de los dispositivos que se usan en la actualidad.

Un *fixture* ideal dará una conexión transparente entre el instrumento de prueba y el dispositivo que se está probando. Dicho *fixture* permitiría medida directa del DUT, sin imposición de las características del *fixture*. En términos paramétricos, esto significaría que el *fixture* no tendría pérdidas, tendría una respuesta en frecuencia plana con fase lineal, no tendría desadaptación, tendría una longitud eléctrica perfectamente conocida, y tendría un aislamiento infinito entre la entrada y la salida (*crosstalk* cero). Si pudiéramos hacer tal *fixture*, la calibración sería innecesaria.

Como no es posible hacer un *fixture* ideal, sólo nos podemos aproximar al caso ideal. Necesitamos hacer esto optimizando la fabricación del *fixture* de prueba relativo a la fabricación del DUT. Podemos intentar hacer las pérdidas del *fixture* más pequeña que la ganancia específica o la imprecisión de las pérdidas de inserción del DUT. El ancho de banda del *fixture* tiene que ser más ancho que el ancho de banda de la medida deseada del DUT. La desadaptación puede ser minimizada con un buen diseño y el uso de herramientas de medida efectivas como el reflectómetro en el dominio del tiempo (*Time-Domain Reflectometry* o TDR) para identificar las desadaptaciones del *fixture*. La longitud eléctrica del *fixture* puede ser medida. El *crosstalk* del *fixture* debe ser menor que el aislamiento del dispositivo bajo prueba. Como sólo nos podemos aproximar al *fixture* perfecto, el tipo de calibración requerido para alguna aplicación particular dependerá solamente de cómo de restrictivas sean las especificaciones del DUT.

3.1.1. Justificación del uso de fixtures.

Los dispositivos de montaje superficial (*Surface-Mounted Devices* o SMDs) pasivos, tales como bobinas de ancho pelicular, condensadores y resistencias son extensamente empleados en la industria de radiofrecuencia. Estos componentes son soldados o cableados sobre caminos asociados en una placa de circuito impreso (*Printed Circuit Board* o PCB). A frecuencias de radio, la combinación de empaquetado de componentes, circuito impreso de las patas, *layout* del PCB y la interacción de substratos provoca efectos parásitos locales perniciosos como acoplamiento resonante, *crossstalk*, pérdida de señal, distorsión de señal, etc. El modelado de circuitos de estos dispositivos debería, por tanto, considerar el entorno en el que opera el dispositivo, el cual es un proceso conocido como *modelado extrínseco*. Este modelo debe ser contrastado con el *modelo intrínseco* basado en la medida, en el cual se mide el componente sin tener en cuenta el medio de aplicación del dispositivo. Así, los modelos de circuitos de radiofrecuencia extrínsecos tienen en cuenta los efectos parásitos extrínsecos asociados con la pata del *layout*, substrato dieléctrico, estructura de interconexión, etc., además de las características físicas inherentes del propio dispositivo. En contraste, los modelos de circuitos intrínsecos convencionales solamente consideran los últimos. Por definición, cualquier modelo de dispositivo debería tener en cuenta las características físicas inherentes del dispositivo. El modelo extrínseco añade la influencia parásita del medio funcional externo del componente al modelo intrínseco y, así, proporciona una base realista en aplicaciones de diseño.

La síntesis de modelos de circuitos equivalentes para componentes discretos normalmente conlleva tanto simulaciones como medidas electromagnéticas, seguido de ajustes de las curvas de los datos resultantes a la respuesta del modelo deseado, elegido en base al conocimiento previo del componente por parte del diseñador. El proceso de ajuste de las curvas conlleva rutinas de optimización complejas y, por tanto, se vuelve inmanejable, excepto para configuraciones de circuitos simples.

Hay dos inconvenientes principales al usar optimización global para desarrollar modelos de circuitos equivalentes. Primero, no es práctico en un optimizador evaluar de forma precisa la dependencia de frecuencia (dispersión, pérdidas, etc.) del modelo porque el proceso produce elementos ideales independientes de la frecuencia. Segundo, los atributos físicos complejos que se encuentran en los circuitos de hoy en día, tales como empaquetamiento de sistemas microelectromecánicos (*MicroElectroMechanical Systems* o MEMS) y ensamblaje de materiales nuevos, demandan co-simulaciones entre simuladores electromagnéticos, simuladores de circuitos, y optimizadores. Esto requiere unos recursos computacionales considerables e, incluso entonces, es difícil asegurar que la optimización en realidad converge a la solución correcta. Para rodear este proceso de optimización, algunos autores han optado por sintetizar circuitos equivalentes en forma cerrada, válidos o bien a bajas frecuencias o sobre rangos de frecuencias estrechos, donde el acoplamiento, empaquetado, y los mecanismos de pérdidas no son predominantes. Estas expresiones en forma cerrada dan lugar también a valores de elementos constantes, aunque válidos sobre un rango de frecuencias estrecho. Para expandirse a bandas anchas de frecuencia, hay que barrer sobre muchas bandas adyacentes y ajustar los parámetros de circuito equivalente para cada banda. En aplicaciones de diseño asistido por computador (*Computer-Aided Design* o CAD), la utilidad de tal aproximación dependiente del problema es muy limitada.

En resumen, el *layout* normalmente dependiente de frecuencia y los efectos parásitos específicos del empaquetado, propios del diseño de amplificadores de banda ancha y otros circuitos de alta velocidad, no se consideran en la representación del circuito equivalente proporcionado por los modelos CAD selectivos en frecuencia.

Por tanto, vamos a buscar procedimientos para obtener modelos de circuitos equivalentes dependientes de frecuencia de bobinas y condensadores de montaje superficial, empezando por medidas de banda ancha de los parámetros-S del dispositivo en un analizador de red. El componente se mide en un *fixture* de línea *microstrip* que represente el entorno del circuito de la aplicación. La desadaptación de impedancia entre el *fixture* y el analizador de red se corrige con calibración directa en el plano de referencia situado en el borde del circuito impreso del componente, usando alguna de las diversas posibilidades de calibración que veremos posteriormente. Así, el modelo de circuito resultante captura exclusivamente la interacción parásita entre el entorno del PCB y el componente. Estos modelos pueden reducir potencialmente el número de iteraciones de diseño en situaciones prácticas porque el modelo se basa en medidas precisas *in-situ* hechas en el medio de la aplicación. Además, estos modelos extrínsecos mejoran también la precisión de las simulaciones de los circuitos.

3.1.2. Modelado extrínseco frente al intrínseco.

Los modelos de componentes proporcionados por el fabricante, o aquellos obtenidos de medidas de inductancia, capacitancia y resistencia en medidores, puentes y analizadores de impedancia, describen las características intrínsecas del componente y, además, excluye el empaquetado y parásitos del *layout* asociados con la placa base y la posición del circuito. Un modelo de circuito *intrínseco* no incluye los efectos parásitos, mientras que un modelo *extrínseco* sí lo hace. Las especificaciones intrínsecas son de un valor limitado en diseño. Además de ser imprecisas, diseñar un circuito basado en el valor nominal proporcionado por el modelo intrínseco conduce inevitablemente a un considerable tiempo de ajuste y prueba después de la fabricación de la placa.

Después de la calibración, el plano de referencia se establece en los bordes externos de las patas del componente. En otras palabras, el interfaz del *layout* entre el dispositivo y su circuito impreso se incluye en la medida, mientras que las líneas de conexión y las transiciones coaxiales en las terminaciones del *fixture* se calibran fuera. Por supuesto, hay que tener mucho cuidado en la calibración en la placa y se debe intentar minimizar las variaciones de las pérdidas de retorno a través de las transiciones para un diseño del *fixture* apropiado. Con una bobina SMD insertada entre las patas, los parásitos de la placa pueden cambiar significativamente el modelo del circuito de la bobina obtenido de las medidas intrínsecas. La manera en la que los parásitos del *layout* influyen el modelo intrínseco del componente depende de la frecuencia y el contacto entre el SMD y la pata. Además, un diseño basado en el circuito equivalente intrínseco puede llegar a descentrarse bastante cuando los componentes de montan en la placa, y alcanzar las especificaciones de diseño puede requerir bastantes pruebas en el laboratorio. Por ejemplo, los efectos parásitos provocados por un *layout* diferente pueden dar lugar a diferentes frecuencias de resonancia medidas y diferentes factores Q para la misma bobina. La frecuencia de resonancia y el factor Q del modelo RLC intrínseco son alterados por la carga parásita. Se asume que la longitud de onda

operativa es suficientemente grande para considerar los parásitos locales al componente de montaje superficial. Así, efectos parásitos distribuidos, que pueden hacerse dominantes a frecuencias más altas, no se consideran en la aproximación de nuestro modelo. Además, en aplicaciones prácticas, como se usan bobinas y condensadores SMD por debajo de la primera resonancia, no se consideran los efectos de resonancias de orden mayor en la representación del circuito equivalente.

Resumiendo, si basamos el diseño del circuito en el modelo del circuito extrínseco, el aumento de la precisión debido a la incorporación de los parásitos de la placa pueden reducir potencialmente el número de ciclos de diseño. Además, usando una base de librería precisa de modelos de circuitos equivalentes extrínsecos, es factible llevar a cabo la mayoría del centrado del diseño en un simulador de circuitos en vez de en el laboratorio.

3.2. MEDIDAS EN DISPOSITIVOS MICROSTRIP.

Los dispositivos *microstrip* en forma de chips, MMIC's, transistores empaquetados, o diodos guiados por haz no pueden ser conectados directamente a los puertos coaxiales de un analizador de red. El dispositivo bajo medida o DUT (*Device Under Test*) debe ser conectado físicamente al analizador de red mediante algún tipo de red de transición o *fixture*. La calibración para una medida en un *fixture* en *microstrip* presenta dificultades adicionales.

Una calibración en los puertos coaxiales de un analizador de red elimina los efectos del analizador de red y de los cables o adaptadores que haya antes del *fixture*; sin embargo, los efectos del propio *fixture* no se tienen en cuenta. Una calibración en un *fixture* se prefiere, pero los estándares de alta calidad Short-Open-Load-Thru (SOLT) no están permanentemente disponibles para permitir una calibración convencional completa a dos puertos del sistema en el plano de medida deseado del dispositivo. En *microstrip*, un cortocircuito es inductivo, un circuito abierto radia energía, y una carga puramente resistiva de alta calidad es difícil de producir sobre un rango de frecuencias ancho. La calibración a dos puertos Thru-Reflect-Line* (TRL*) es una alternativa a la tradicional técnica de calibración completa a dos puertos SOLT que usa estándares más simples y convenientes para medidas de dispositivos en el entorno *microstrip*.

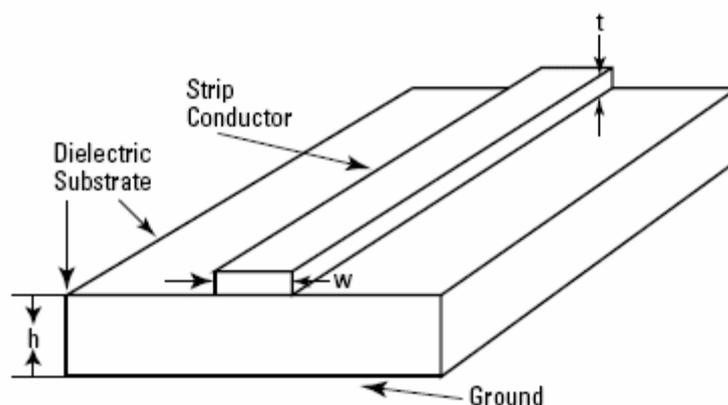


Figura 3.1. Geometría de una línea de transmisión *microstrip*.

3.3. FUENTES Y TIPOS DE ERRORES.

Todos los sistemas de medida, incluidos los que emplean analizadores de redes, pueden contener tres tipos de errores de medida:

- Errores sistemáticos
- Errores aleatorios
- Errores de deriva

Los *errores sistemáticos* (Figura 3.2) son debidos a imperfecciones en el equipo y a la configuración. Si estos errores no varían con el tiempo, pueden ser caracterizados mediante calibración y ser eliminados matemáticamente durante el proceso de medida. Los errores sistemáticos encontrados en las medidas de las redes están relacionados con el escape de señal, reflexiones de la señal, y respuesta en frecuencia. Hay seis tipos de errores sistemáticos:

- Errores de directividad y *crosstalk* relacionados al escape de señal.
- Desadaptaciones de fuente y carga relacionadas con las reflexiones.
- Errores de respuesta en frecuencia causados por el seguimiento de reflexión y transmisión en los receptores de prueba.

(El modelo de error completo de dos puertos incluye los seis términos en sentido directo y los mismos seis -con datos diferentes- en el sentido inverso, para hacer un total de doce términos de error. Ésta es la razón por la que a la calibración de dos puertos se la conoce normalmente como corrección de los doce términos de error.)

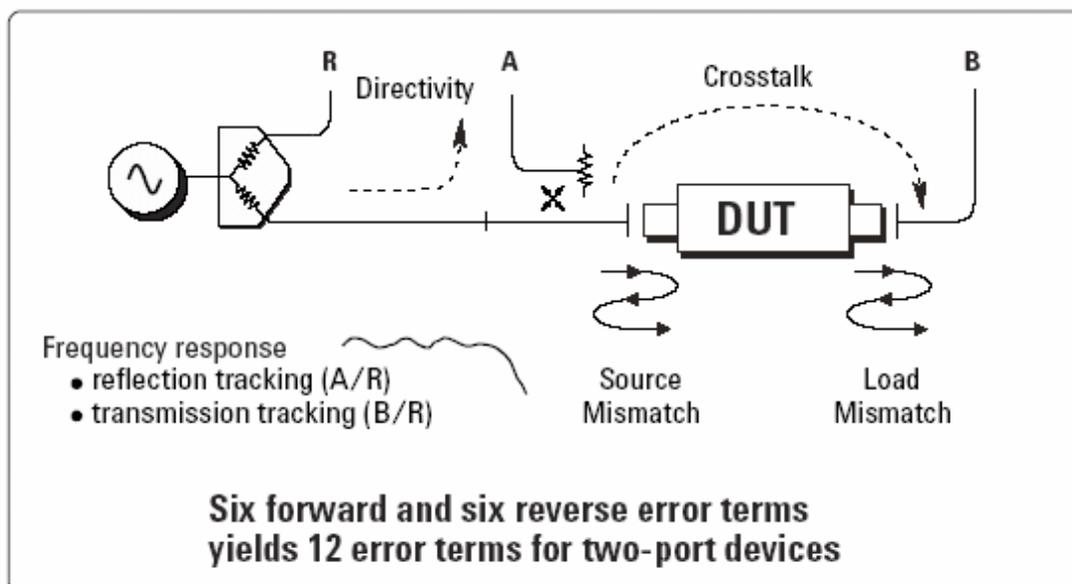


Figura 3.2. Errores de medida sistemáticos.

Los *errores aleatorios* varían de forma aleatoria como una función del tiempo. Como no son predecibles, no se pueden eliminar con la calibración. Los principales contribuyentes a los errores aleatorios son el ruido del instrumento (por ejemplo, el ruido del muestreador, y el ruido de suelo de frecuencia intermedia), repetibilidad del interruptor, y la repetibilidad de los conectores. Cuando se usan analizadores de redes, los errores de ruido pueden normalmente reducirse incrementando la potencia de la fuente, haciendo más estrecho el ancho de banda de frecuencia intermedia, o usando promediado de trazo sobre múltiples barridos.

Los *errores de deriva* ocurren cuando la respuesta del sistema de prueba cambia después de haber realizado una calibración. Son causados principalmente por la variación de temperatura y pueden ser eliminados con una calibración adicional. El rango de deriva determina cómo de frecuentes deben ser las calibraciones adicionales. Sin embargo, construyendo un entorno de prueba con temperatura ambiente estable, los errores de deriva pueden ser normalmente minimizados. Aunque el equipo de prueba debe ser especificado para operar en un rango de temperatura de 0° a +55°C, un rango de temperatura más controlado como entre +25°C ± 5°C puede mejorar la precisión de la medida (y reducir o eliminar la necesidad de recalibración periódica) minimizando los errores de deriva.

Es importante destacar que la fase se requiere para una serie de medidas que incluyen el retraso de grupo y la desviación de la fase lineal, pero es también muy importante para la corrección de errores. La única forma de separar los términos de error sistemáticos de un analizador vectorial de redes es medir tanto la magnitud como la fase. Esto es parte del proceso cuando se miden estándares de calibración conocidos.

Tanto con un analizador escalar de redes, como con un analizador de espectro con un generador de *tracking* (seguimiento o rastreo), no se tiene información de fase, así que no se pueden hacer correcciones de errores vectoriales sofisticadas. Consecuentemente, aunque una combinación de analizador de espectro y generador de *tracking* puede incluso tener un rango dinámico similar al analizador vectorial de redes, la precisión de éste será significativamente mejor.

3.4. TIPOS DE CORRECCIÓN DE ERRORES.

Hay dos tipos básicos de corrección de errores: correcciones de respuesta (normalización), y correcciones vectoriales.

La *corrección de respuesta* es simple de llevar a cabo, pero corrige sólo algunos de los doce posibles términos de error sistemático (seguimiento de reflexión y transmisión). La calibración de respuesta es una medida normalizada en la cual un trazo de referencia se almacena en la memoria del analizador de redes, y el trazo almacenado se divide en datos de medida para la normalización. Una forma más avanzada de calibración de respuesta para medidas de reflexión, llamado promediado de open/short, se encuentra normalmente en analizadores escalares, y promedia dos trazos para derivar en un trazo de referencia.

La *corrección de errores vectorial* es un método más directo de eliminar los errores sistemáticos. Este tipo de corrección de errores requiere un analizador de redes capaz de

medir (aunque no necesariamente de mostrar) fase y magnitud, y un juego de estándares de calibración con características eléctricas precisas y conocidas.

El proceso de corrección vectorial caracteriza los términos de error sistemático midiendo los estándares de calibración conocidos, almacenando estas medidas en la memoria del analizador, y usando estos datos para calcular un modelo de error el cual se usa luego para eliminar los efectos de los errores sistemáticos de las siguientes medidas. Este proceso de calibración sirve para la mayoría de fuentes de errores sistemáticos y permite medidas muy precisas. Sin embargo, requiere más estándares y más medidas que la calibración de respuesta. Los dos tipos de correcciones de error vectorial son las calibraciones a un puerto y a dos puertos.

3.5. CALIBRACIÓN A UN PUERTO.

La calibración a un puerto puede medir y eliminar tres términos de error sistemático (directividad, adaptación de fuente y seguimiento de reflexión) de las medidas de reflexión. Estos tres términos de error derivan de una ecuación general que puede ser resuelta en términos de tres ecuaciones simultáneas con tres incógnitas. Para establecer estas ecuaciones, se deben medir tres estándares de calibración conocidos, como un open, un short y un load (el valor del load normalmente es el mismo que la impedancia característica del sistema de prueba, generalmente 50 o 70 ohmios). Al resolver las ecuaciones obtenemos los términos de error sistemático y se hace posible derivar los parámetros-S de reflexión reales del DUT.

Cuando se miden dispositivos de dos puertos, una calibración a un puerto asume una buena terminación del puerto no usado del DUT. Si esta condición se da (conectando un estándar load, por ejemplo), la calibración a un puerto es bastante precisa. Sin embargo, si el puerto dos del DUT está conectado al analizador de red y su aislamiento inverso es bajo (por ejemplo, filtros paso de banda o cables de baja pérdida), el presupuesto de una buena terminación de carga es a menudo no válido. En este caso, la corrección de error de dos puertos puede aportar resultados bastante mejores que la corrección a un puerto. Un amplificador es un buen ejemplo de dispositivo de dos puertos en el cual la adaptación de carga presentada por el analizador de red no afecta a las medidas de adaptación de la entrada del amplificador, porque el aislamiento inverso del amplificador permite que la calibración a un puerto sea efectiva.

En la Figura 3.3 se muestra una medida de reflexión con y sin calibración a un puerto. Sin corrección de errores, aparece el clásico patrón de rizado, que es provocado por errores sistemáticos que interfieren en la señal de prueba. El trazo con error corregido es mucho más suave y representa mejor el comportamiento de reflexión del dispositivo.

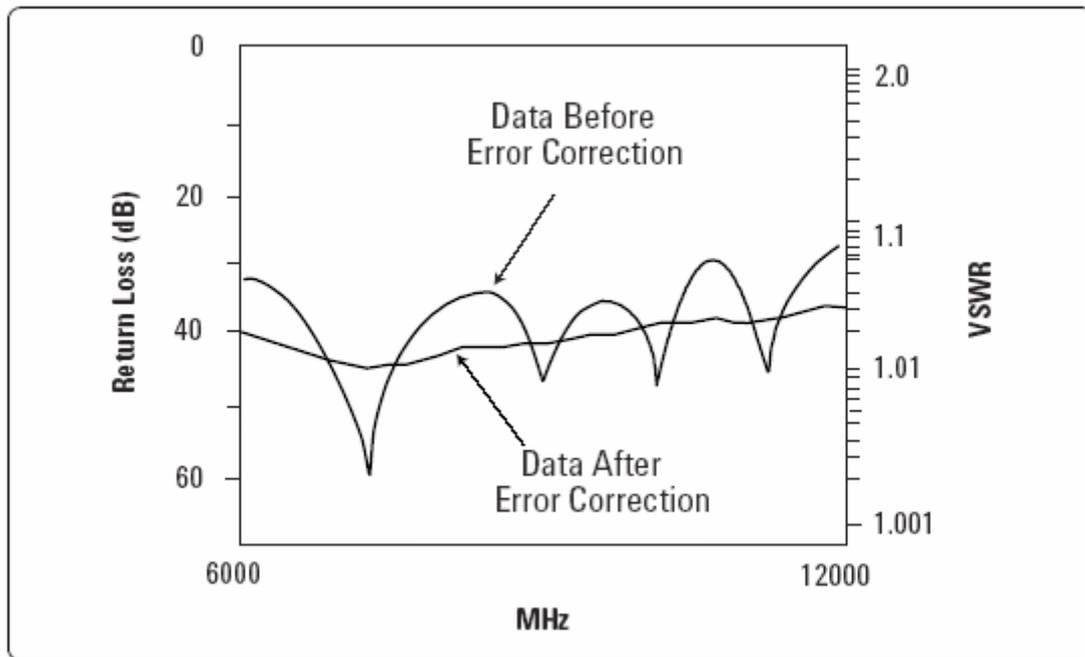


Figura 3.3. Antes y después de una calibración a un puerto

3.5.1. Los efectos de los adaptadores.

Idealmente, las calibraciones de reflexión deberían ser llevadas a cabo con un kit de calibración que tuviera los mismos tipos de conectores que el DUT. Si los adaptadores son necesarios para hacer conexiones, los efectos de estos adaptadores deben entonces ser considerados como parte de la incertidumbre de la medida.

Un adaptador añadido al puerto de prueba de un analizador de red después de hacer una calibración puede provocar errores que se añaden a o se quitan de la señal deseada del DUT. Este error se ignora normalmente, lo cual puede ser inaceptable. El peor caso de directividad efectiva en este caso es la suma de la directividad corregida y la reflexión del adaptador. Un adaptador con una relación de onda estacionaria (ROE) de 1.5:1 por ejemplo, reducirá la directividad efectiva de un acoplador de prueba en aproximadamente 14 dB, incluso si el propio acoplador tiene directividad infinita. De igual forma, con una carga “ideal” en la salida del adaptador, la señal reflejada que aparece en el puerto del acoplador será sólo 14 dB menor que la reflexión de un corto o un circuito abierto.

Cuando se unen varios adaptadores aumenta el problema. Si los adaptadores no se pueden evitar, los tipos de mayor calidad son siempre la mejor elección para reducir la degradación de la directividad del sistema. La corrección de errores puede eliminar los efectos de los adaptadores en el puerto de prueba, pero el sistema de prueba será ligeramente más susceptible a la deriva debido a la directividad degradada no corregida.

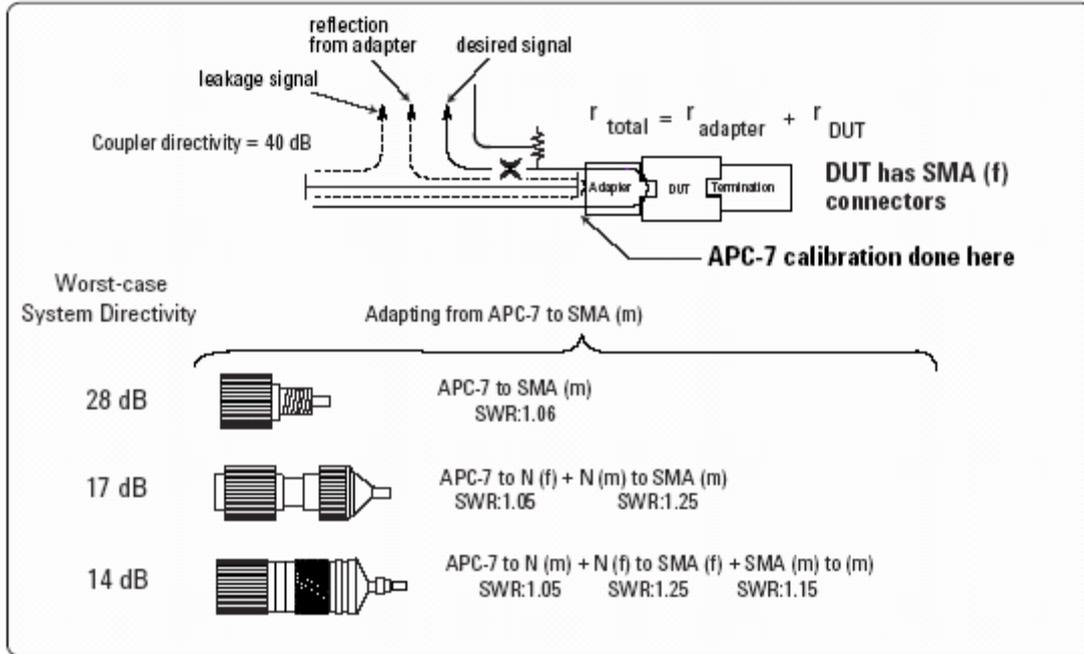


Figura 3.4. Consideraciones del adaptador.

3.6. CORRECCIÓN DE ERRORES DE DOS PUERTOS.

La corrección de errores de dos puertos consigue los resultados más precisos porque es válido para la mayoría de fuentes de error sistemático. El modelo de error para un dispositivo de dos puertos revela los cuatro parámetros-S medidos en los sentidos directo e inverso (Figura 3.5).

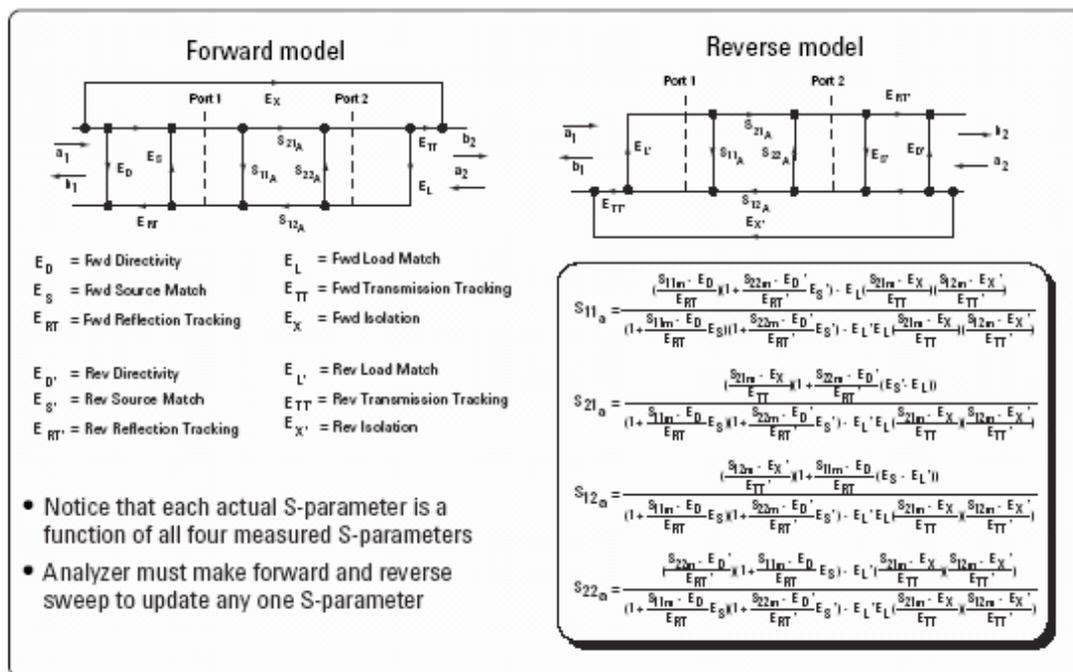


Figura 3.5. Corrección de errores a dos puertos.

Una vez que se han caracterizado los términos de error del sistema, el analizador de red utiliza cuatro ecuaciones para obtener los parámetros-S reales del dispositivo de los parámetros-S medidos. Puesto que cada parámetro-S es una función de todos los parámetros-S medidos, un analizador de red debe hacer un barrido de prueba en sentido directo e inverso antes de actualizar algún parámetro-S.

Cuando se realiza una calibración a dos puertos, la parte de la calibración que caracteriza el *crosstalk* (aislamiento) puede ser a menudo omitida. El *crosstalk*, que es pérdida de señal entre los puertos de prueba cuando no hay ningún dispositivo presente, puede ser un problema al probar los dispositivos de alto aislamiento como un interruptor en la posición de abierto, y dispositivos de alto rango dinámico como filtros con un gran nivel de rechazo.

Desafortunadamente, una calibración de *crosstalk* puede añadir ruido al modelo de error porque las medidas se hacen normalmente cerca del ruido de suelo del analizador. Si la calibración del aislamiento es completamente necesaria, debería llevarse a cabo con promediado de trazo para asegurar que el *crosstalk* del sistema de prueba no queda oculto por el ruido. En algunos analizadores de red, el *crosstalk* puede ser minimizado usando el modo de barrido alternado en vez de el modo *chop* –modo *de corte*- (el modo chop hace medidas tanto del canal de reflexión (A) como del canal de transmisión (B) en cada punto de frecuencia, mientras que el modo alternado apaga el receptor de reflexión durante la medida de transmisión).

La mejor manera de realizar una calibración de aislamiento es colocar los dispositivos que van a ser medidos en cada puerto de prueba del analizador de red, con terminaciones en los otros dos puertos del dispositivo. Usando esta técnica, el analizador de red ve la misma impedancia frente a la frecuencia durante la calibración de aislamiento que verá durante las siguientes medidas del DUT. Si este método no es práctico (en *fixtures* de prueba, o si sólo un DUT está disponible, por ejemplo), entonces colocar en DUT terminado en el puerto de la fuente y una terminación en el puerto de la carga del analizador de red es la siguiente mejor alternativa (el DUT y la terminación deben ser cambiados para la medida inversa). Si ningún DUT está disponible o si el DUT será reajustado (lo que cambiará sus adaptaciones de puerto), entonces las terminaciones deberían colocarse en cada puerto de prueba del analizador de red para la calibración de aislamiento.

Un analizador vectorial se puede usar para medidas incorrectas, o con alguna de las opciones de calibración, incluyendo calibraciones de respuesta y calibraciones vectoriales a uno o dos puertos. Un resumen de estas calibraciones se muestra en la Figura 3.6.

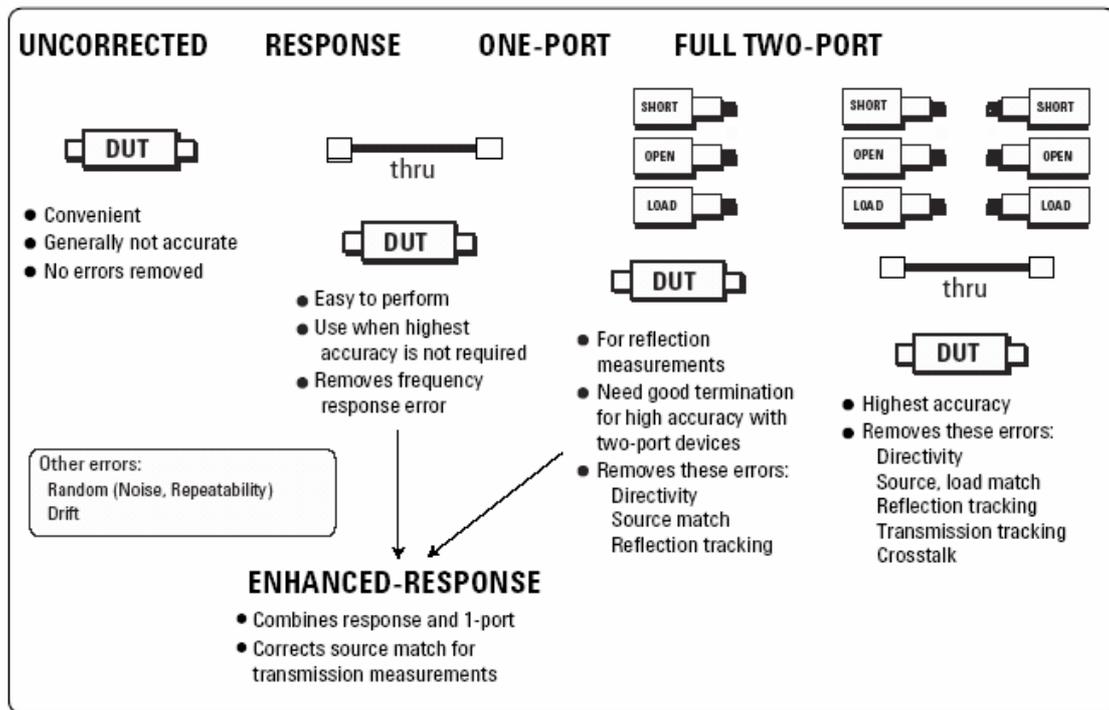


Figura 3.6. Errores y estándares de calibración.

3.6.1. Estimando la incertidumbre de la medida.

La Figura 3.7 muestra qué términos de error sistemático se tienen en cuenta cuando se usan analizadores con equipos de prueba de transmisión/reflexión, y equipos de prueba de parámetros-S. Algunas técnicas directas pueden usarse para determinar la incertidumbre de la medida al evaluar los dispositivos de dos puertos con un analizador de red basado en un equipo de prueba de transmisión / reflexión. Por ejemplo, la Figura 3.8 muestra una medida de la adaptación de de entrada de un filtro después de haber realizado una calibración a un puerto. El filtro tiene 16 dB de pérdidas de retorno y 1 dB de pérdidas de inserción. La adaptación de carga pura del analizador de red evaluado está especificada en 18 dB (aunque normalmente es significativamente mejor que este valor). La reflexión desde el puerto de prueba conectado a los puertos de salida de los filtros se atenúa el doble de las pérdidas del filtro- en este caso, sólo 2 dB. Este valor no es adecuado para suprimir suficientemente los efectos de esta señal de error, la cual ilustra por qué los dispositivos de bajas pérdidas son difíciles de medir con precisión.

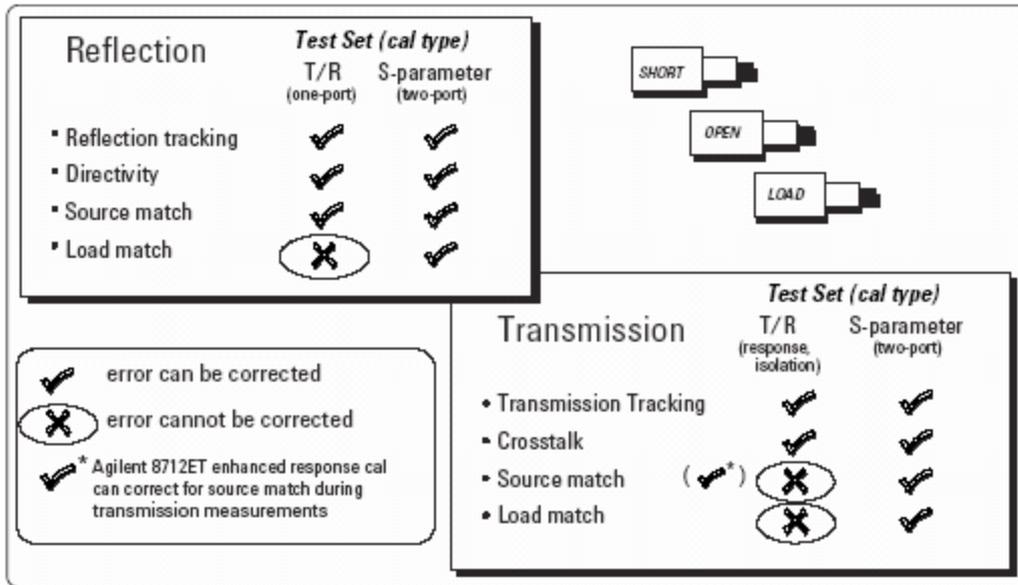


Figura 3.7. Sumario de calibración.

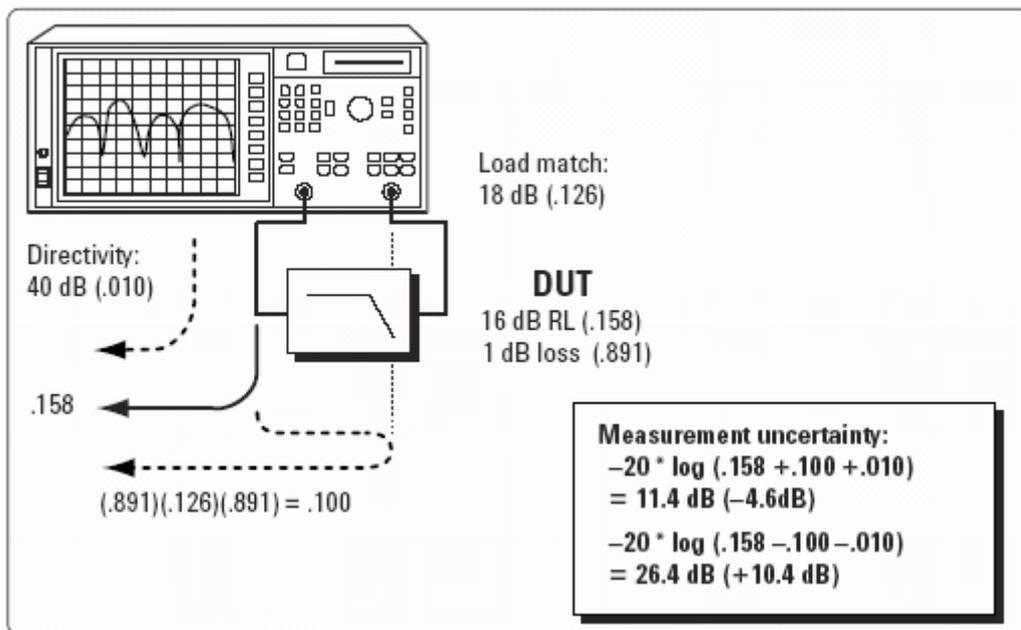


Figura 3.8. Ejemplo de reflexión usando la calibración a un puerto.

Para determinar la incertidumbre de la medida de este ejemplo, es necesario añadir y sustraer la señal de reflexión indeseada (con un coeficiente de reflexión de 0.100) con la señal que se refleja del DUT (0.158) (para ser consistente con el ejemplo siguiente, también se incluirá el efecto de la señal de error de directividad). Las pérdidas de retorno medidas del filtro de 16 dB deben estar en algún sitio entre 11.4 dB y 26.4 dB, permitiendo demasiado margen de error. En pruebas de producción, estos podrían fácilmente provocar que filtros que cumplieran las especificaciones no pasaran,

mientras que los filtros que en realmente no cumplieran las especificaciones pasaran. En aplicaciones de ajuste, los filtros podrían ser desajustados al intentar los operadores compensar los errores de medida.

Al medir un amplificador con buen aislamiento entre la entrada y la salida (esto es, donde el aislamiento es mucho más grande que la ganancia), hay mucha menos incertidumbre de medida. Esto es porque la reflexión provocada por la adaptación de carga se atenúa mucho por el producto del aislamiento del amplificador y la ganancia. Para mejorar la incertidumbre de la medida de un filtro, la salida el filtro debe estar desconectada del analizador y terminada con una carga de alta calidad, o un atenuador de alta calidad se puede insertar entre el filtro y el puerto dos del analizador. Ambas técnicas mejoran la adaptación de la carga efectiva del analizador. Como ejemplo (Figura 3.9), si colocamos un atenuador de 10 dB con una ROE (Relación de Onda Estacionaria) de 1.05 entre el puerto dos del analizador de red y el filtro usado en el ejemplo anterior, la adaptación de carga efectiva mejoraría hasta 28.6 dB. Este valor es la combinación de la adaptación de 32.3 dB del atenuador y la adaptación de 38 dB del analizador de red (ya que la señal de error viaja a través del atenuador dos veces, la adaptación de carga del analizador mejora el doble del valor del atenuador). Nuestro peor caso de incertidumbre se reduce ahora a +2.5 dB, -1.9 dB, en vez de los +10.4 dB, -4.6 dB que teníamos sin el atenuador de 10 dB. Aunque no tan bueno como el que podríamos haber conseguido con la calibración a dos puertos, este nivel de precisión debe ser suficiente para aplicaciones de fabricación.

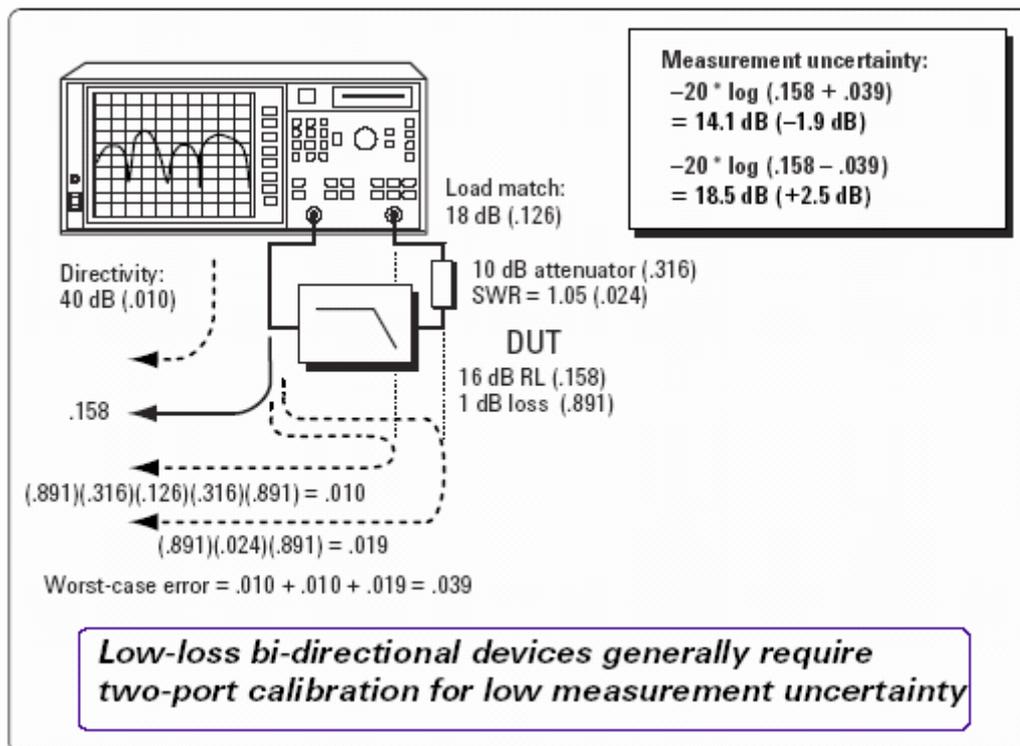


Figura 3.9. Ejemplo de reflexión usando una calibración a un puerto más un atenuador.

3.6.2. Realizando una calibración de respuesta de transmisión.

Las calibraciones de respuesta ofrecen simplicidad, pero con cierto compromiso de precisión. Al hacer una medida de transmisión de un filtro usando sólo calibración en

respuesta, el primer paso es hacer una conexión directa entre los dos puertos de prueba (sin ningún DUT colocado). El rizado causado por esta cantidad de desadaptación se calcula en ± 0.22 dB, y está presente en los datos de referencia (Figura 3.10). Debe ser añadida a la incertidumbre cuando el DUT es medido para computar el peor caso de incertidumbre general en la medida.

Las mismas especificaciones de configuración y puerto de prueba se pueden usar para determinar la incertidumbre de medida con el DUT en su sitio. Hay tres señales de error principales causadas por las reflexiones existentes entre los puertos del analizador y el DUT (Figura 3.11). Reflexiones de orden mayor pueden ser despreciadas porque son pequeñas comparadas con los tres términos principales.

Uno de las señales de error pasa a través del DUT dos veces, así que es atenuada el doble de las pérdidas de inserción del DUT. Una condición del peor caso ocurre cuando todas las señales de error reflejadas se suman en fase ($0.020 + 0.020 + 0.032 = 0.072$). En este caso, la incertidumbre de la medida es $+ 0.60/-0.65$ dB. La incertidumbre total de la medida, que debe incluir el 0.22 dB de error incorporado en la medida de calibración, es de aproximadamente ± 0.85 dB.

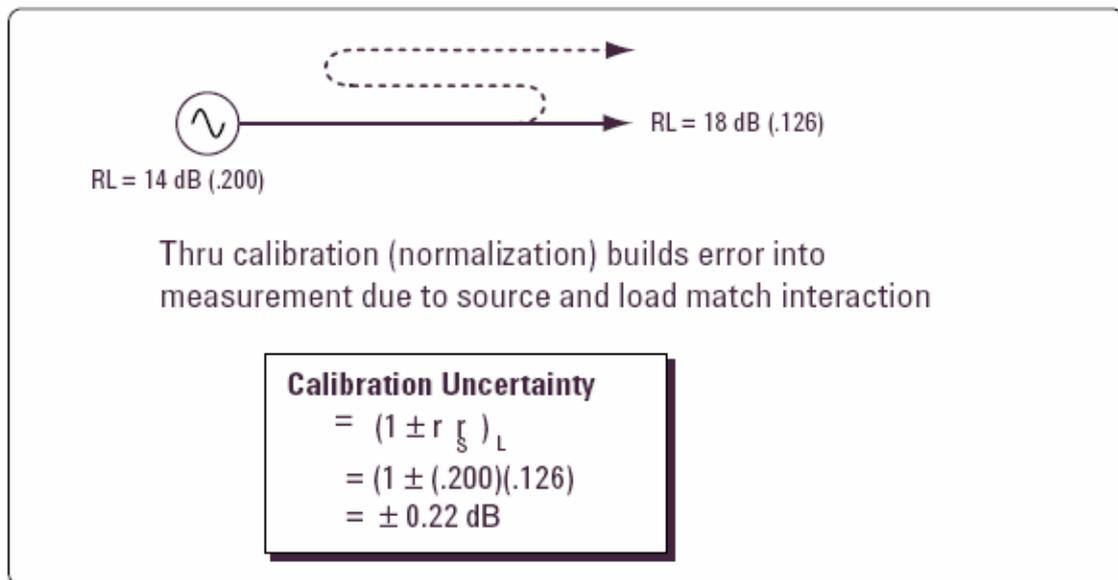


Figura 3.10. Ejemplo de transmisión usando una calibración de respuesta.

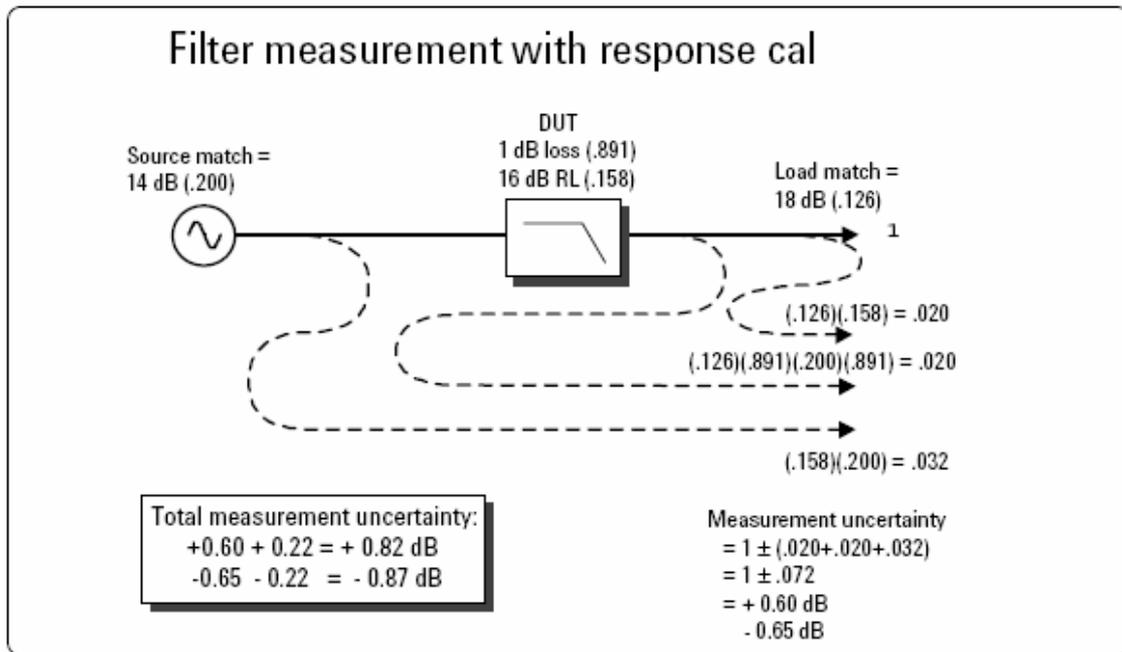


Figura 3.11. Ejemplo de transmisión (continuación).

Otro ejemplo de prueba es un amplificador con una adaptación de puerto de 16 dB. La configuración de la prueba y las condiciones permanecen esencialmente iguales a las usadas en los dos primeros casos (Figura 3.12), excepto que ahora el término de error medio ya no está presente debido al aislamiento inverso del amplificador. Esto reduce el error de medida a aproximadamente ± 0.45 dB y la incertidumbre total de medida a aproximadamente ± 0.67 dB (comparado con los ± 0.85 dB del filtro).

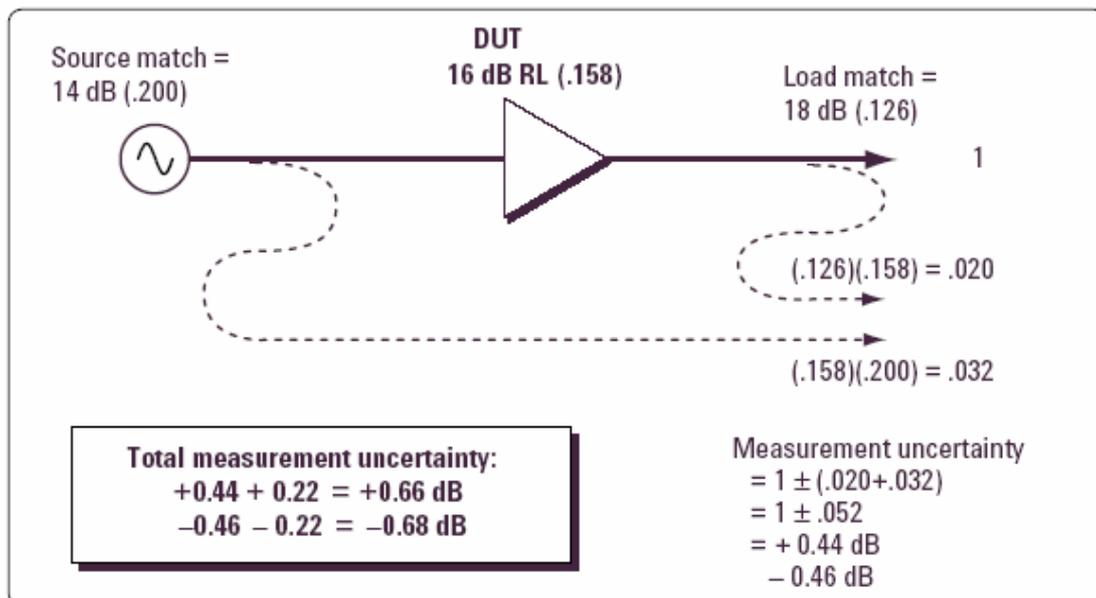


Figura 3.12. Midiendo amplificadores con una calibración en respuesta.

3.7. CALIBRACIÓN DE RESPUESTA AUMENTADA PARA MEDIDAS DE TRANSMISIÓN.

Este tipo de calibración requiere la medida de los estándares short, open, load y thru para medidas de transmisión. La calibración de respuesta aumentada combina la calibración a un puerto y la calibración de respuesta para permitir corrección de adaptación de fuente durante las medidas de transmisión, algo que una calibración de respuesta estándar no puede hacer.

La calibración de respuesta aumentada (Figura 3.13) mejora la adaptación efectiva de fuente durante las medidas de transmisión a aproximadamente 35 dB, comparado con los 14 dB de las calibraciones de respuesta normales. Esto reduce el error de calibración de ± 0.22 dB hasta ± 0.02 dB, y reduce ampliamente los dos términos de error de medida que implican interacción con la adaptación efectiva de fuente. El error de medida total es de ± 0.24 dB en vez del valor previo de ± 0.85 dB para una calibración de respuesta estándar. Aunque no es tan buena como la corrección de error completa a dos puertos, esto representa una importante mejora sobre la calibración de respuesta estándar y debe ser suficiente para muchas aplicaciones.

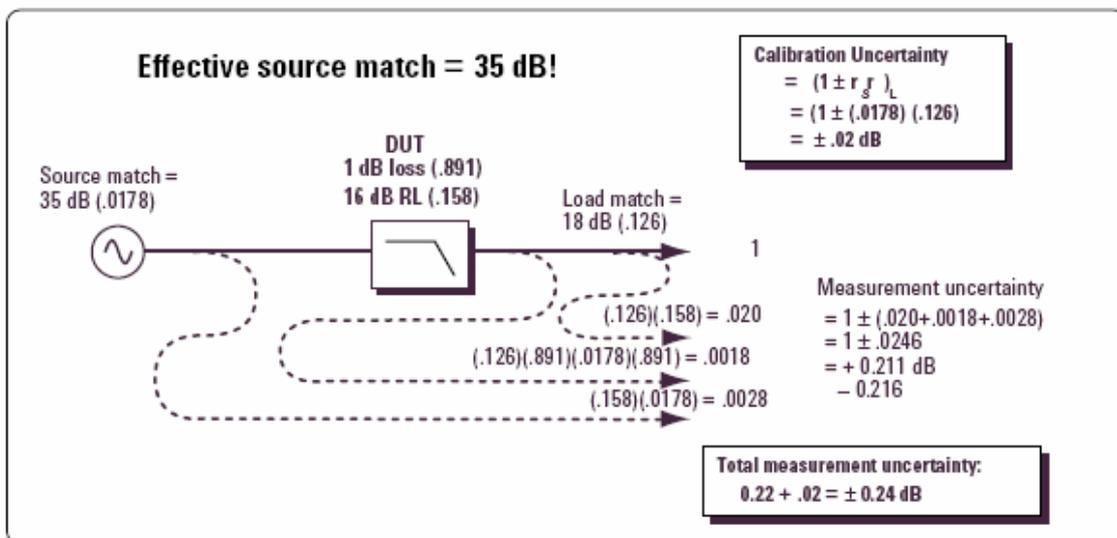


Figura 3.13. Medidas de transmisión usando la calibración de respuesta aumentada.

3.8. CALIBRACIÓN COMPLETA A DOS PUERTOS.

En un ejemplo que calcula el error de medida después de una calibración completa a dos puertos (Figura 3.14), los errores de medida en el peor caso para el filtro se han reducido en aproximadamente ± 0.5 dB para las medidas de reflexión y ± 0.05 dB para las medidas de transmisión. Los errores de fase son de forma similar pequeños.

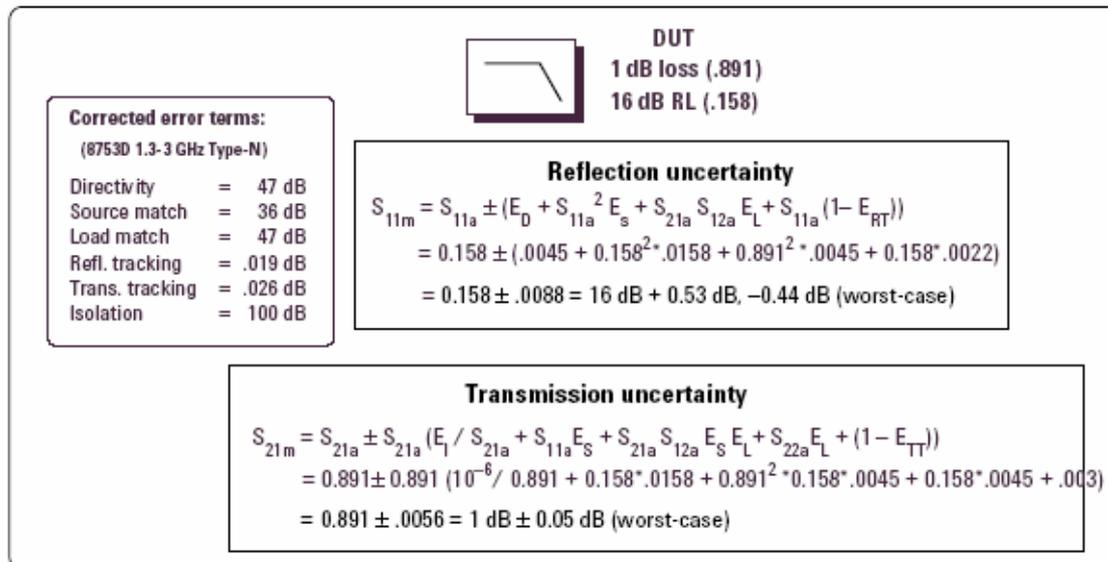


Figura 3.14. Calculando incertidumbre de medida después de una calibración completa a dos puertos.

3.9. CALIBRACIÓN TRL.

Siguiendo a la calibración SOLT en popularidad, la siguiente forma de calibración a dos puertos más común se llama la calibración Thru-Reflect-Line (TRL). Se usa principalmente en entornos no coaxiales, como en guías de onda de prueba, usando *fixtures* de prueba, o haciendo medidas sobre la placa con sondas. La calibración TRL usa el mismo modelo de error de doce términos que la calibración SOLT, aunque con estándares de calibración diferentes.

TRL tiene dos variantes:

- La calibración TRL auténtica, la cual requiere un analizador de red con cuatro receptores.
- La calibración TRL*, desarrollada para analizadores de red con sólo tres receptores.

Otras variaciones de la calibración TRL están basadas en los estándares de calibración Line-Reflect-Match (LRM) o los estándares de calibración Thru-Reflect-Match (TRM).

Al diferenciar TRL y TRL*, el último asume que la adaptación de fuente y carga de un puerto de prueba son iguales – que hay simetría de impedancia de puerto real entre las medidas directa e inversa. Esto es sólo una buena suposición para un analizador de red de tres receptores. TRL* requiere 10 medidas para cuantificar 8 incógnitas.

La calibración TRL auténtica requiere cuatro receptores (dos receptores de referencia más otros dos para reflexión y transmisión) y 14 medidas para resolver 10 incógnitas. Ambas técnicas usan idénticos estándares de calibración.

En aplicaciones no coaxiales, la calibración TRL asegura mejores correcciones de adaptación de fuente y carga que la calibración TRL*, dando lugar a un error de medida menor. En aplicaciones coaxiales, la calibración SOLT se prefiere normalmente como técnica de calibración. Aunque no se usa normalmente, la calibración TRL coaxial puede dar mejor precisión que el SOLT, pero sólo cuando se usan líneas de transmisión de mucha calidad.

3.10. CALIBRANDO DISPOSITIVOS NO INSERTABLES.

Al realizar una calibración thru, normalmente los puertos de prueba se acoplan directamente. Por ejemplo, dos cables con los conectores apropiados se pueden unir sin un adaptador thru, dando lugar a un camino de un thru de longitud cero. Un dispositivo insertable puede ser sustituido por un thru de longitud cero. Este dispositivo tiene el mismo tipo de conector en cada puerto pero del sexo opuesto, o el mismo conector sin sexo en cada puerto, cada uno de los cuales hace conexión con los puertos de prueba de manera bastante simple.

Un dispositivo no insertable es aquel que no puede ser sustituido por un thru de longitud cero. Tiene los conectores del mismo tipo y sexo en cada puerto o un tipo de conector diferente en cada puerto, tales como una guía de onda en un extremo y un conector coaxial en el otro extremo.

Hay unas cuantas opciones de calibración disponibles para dispositivos no insertables. La primera es usar un adaptador de thru caracterizado (la longitud eléctrica y las pérdidas especificadas), el cual requiere modificar la definición del kit de calibración. Esto reducirá, aunque no eliminará, los errores de adaptación de carga y fuente. Un adaptador thru de alta calidad (con buena adaptación) se debería usar si la adaptación del adaptador no puede ser caracterizada.

3.11. MÉTODO DEL INTERCAMBIO DE ADAPTADORES IGUALES.

El método del intercambio de adaptadores iguales requiere el uso de dos adaptadores de precisión adaptados que son iguales en funcionamiento pero tienen conectores de sexos diferentes. Para ser iguales, los adaptadores deben tener la misma adaptación, impedancia característica, pérdidas de inserción, y retraso eléctrico. Muchos de los kits de calibración de los distintos fabricantes incluyen adaptadores adaptados.

El primer paso en el método de intercambio de adaptadores iguales es realizar una calibración de transmisión con el primer adaptador (Figura 3.15). Siguiendo esto, el primer adaptador se quita y se coloca el segundo adaptador en el puerto 2. El segundo adaptador se convierte entonces en el puerto de prueba efectivo. La calibración de reflexión se realiza entonces en los dos puertos de prueba. Siguiendo esto, se mide el DUT con el segundo adaptador colocado. Los errores que quedan después de la calibración son iguales a la diferencia entre los dos adaptadores. La técnica proporciona un alto nivel de precisión, pero no tan alto como la técnica de extracción de adaptador más complicada.

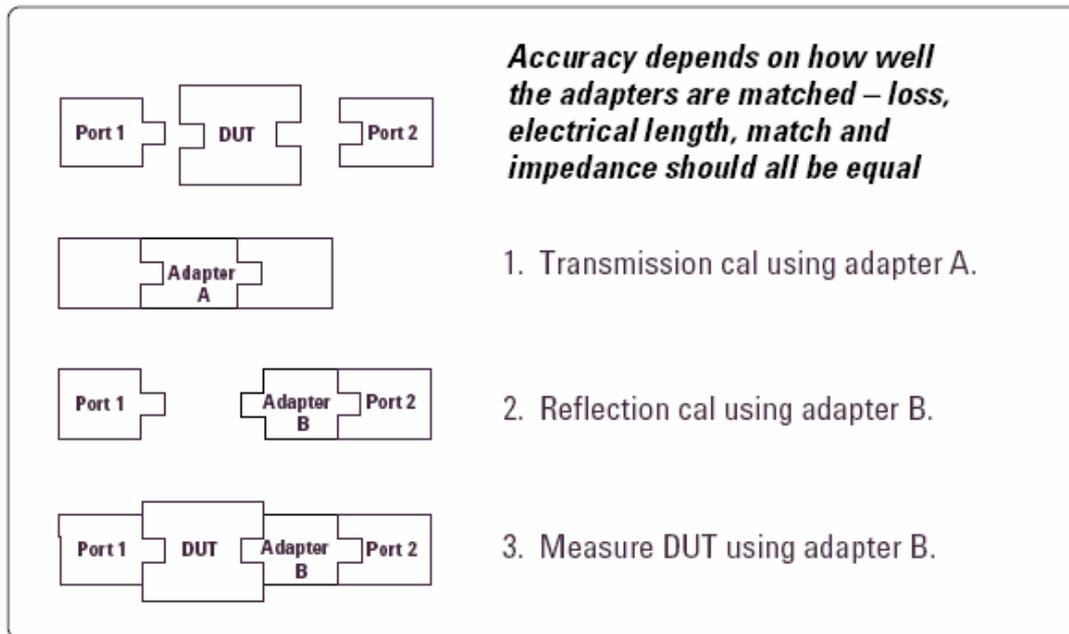


Figura 3.15. Método de intercambio de adaptadores.

3.12. CALIBRACIÓN DE LA EXTRACCIÓN DEL ADAPTADOR.

La calibración de la extracción del adaptador proporciona el método de calibración más completo y preciso para dispositivos no insertables (Figura 3.16). Este método usa un adaptador de calibración que tiene los mismos conectores que el DUT no insertable. La longitud eléctrica del adaptador debe ser especificada en un cuarto de longitud de onda de cada frecuencia de calibración.

Las calibraciones completas a dos puertos se necesitan para una calibración de extracción de adaptador. En la primera calibración, el adaptador de calibración de precisión se coloca en el puerto dos del analizador y los resultados de prueba se salvan en un juego de calibración. En la segunda calibración, el adaptador de calibración de precisión se coloca en el puerto uno del analizador y los datos de prueba se salvan en un segundo juego de calibración.

Presionando la tecla de calibración de extracción de adaptador provoca que el analizador de red use dos juegos de datos de calibración para generar un nuevo juego de coeficientes de error que eliminen los efectos del adaptador de calibración. En este punto, el adaptador se puede extraer y el analizador vectorial queda listo para medir el DUT.

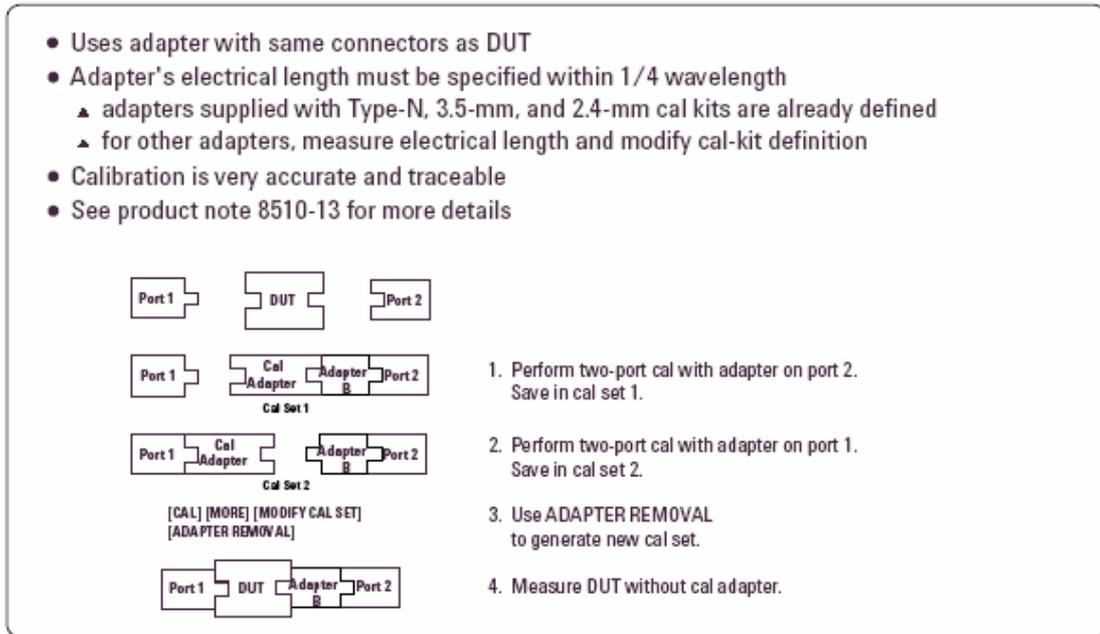


Figura 3.16. Calibración de extracción del adaptador.

3.13. MÉTODOS DE CALIBRACIÓN AVANZADOS.

Los parámetros-S requieren medidas con cada puerto del dispositivo medido estimulados en turnos. Para un VNA de dos puertos esto significa que la fuente de alimentación de microondas debe ser cambiada a cada puerto (como se muestra en la Figura 3.17). Cuando el interruptor cambia de posición el modelo de error de cada puerto cambia debido a la naturaleza no ideal del interruptor de transferencia de microondas, la impedancia de la fuente de salida, y la impedancia de la carga de terminación. El modelo de error de dos puertos completo proporciona a estos términos cambiantes el uso de dos modelos diferentes de error: uno para medidas directas y otro para medidas inversas. El modelo de error mostrado en la Figura 3.18 es consistente con el método de la calibración SOLT.

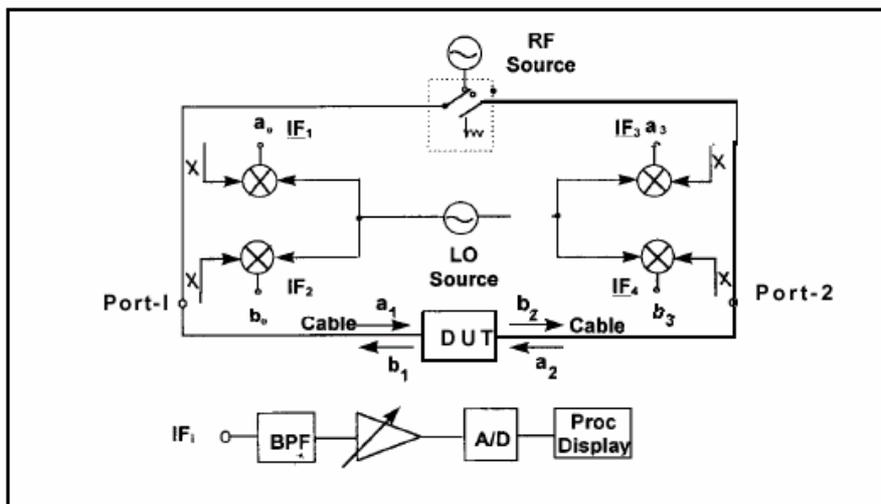


Figura 3.17. Bloques de Hardware principales en el VNA.

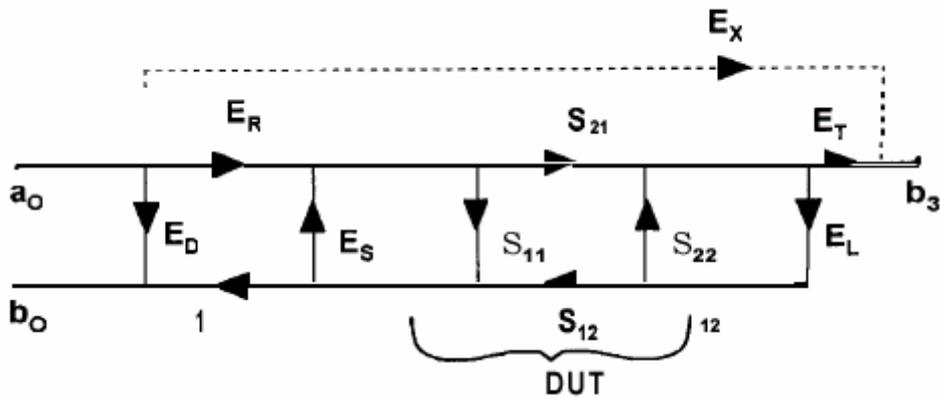


Figura 3.18. Modelo de error de dos puertos del VNA

Normalmente en medidas en la placa los términos de aislamiento son despreciables, porque son relativamente pequeños y no iguales para los estándares y el DUT. Los VNA's que tienen la habilidad de muestrear la energía reflejada de la terminación y del estímulo, transmisiones, y reflexiones –la arquitectura de cuatro muestreadores– permite la extracción de los términos cambiantes de las medidas puras. Esto da lugar a un modelo reducido de error mostrado en la Figura 3.19 que tiene cajas de error en cada puerto que contienen todos los errores del VNA y de la interconexión. Un gran campo de estudio ha ido en varios métodos para determinar los coeficientes de las cajas de error de medidas de estructuras conocidas y parcialmente conocidas.

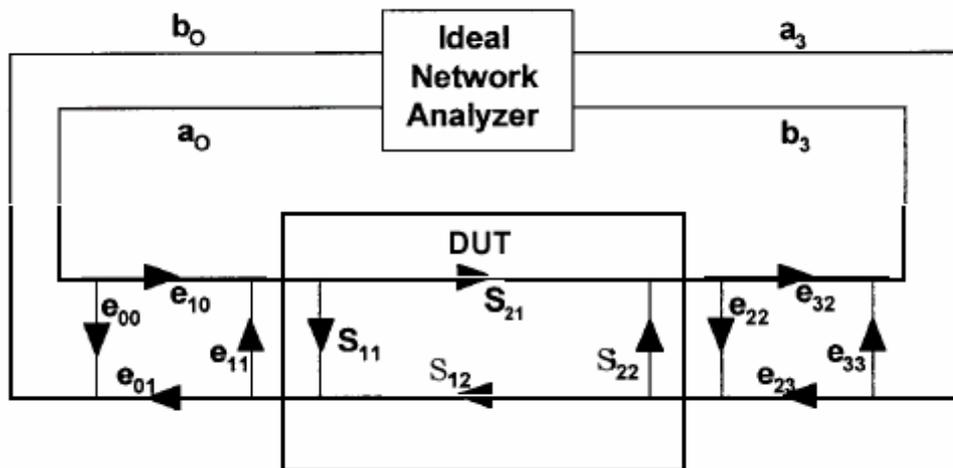


Figura 3.19. Modelo reducido de error de ocho términos.

El más importante de estos métodos, el algoritmo de calibración Thru-Reflect-Line (TRL), usa la impedancia característica de una línea de transmisión como referencia para la calibración. Los pares de líneas que difieren sólo en la longitud se miden con un estándar reflect que se conoce sólo en el signo del coeficiente de reflexión. La diferencia en la longitud de la línea no debe ser cercana a 180 grados de fase porque una línea de transmisión de media longitud de onda simula una línea de longitud cero y no da información adicional. En la práctica un par de líneas dará solamente resultados útiles en un rango de diferencia de fase entre 20 y 160 grados.

Anchos de banda mayores requieren múltiples longitudes de líneas para proporcionar adecuadas diferencias de fase sobre un rango de frecuencias amplio.

El proceso de calibración TRL en sí mismo no determina la impedancia característica que es la referencia para los parámetros-S resultantes.

Presupuestos y medidas adicionales deben usarse para determinar la Z_0 y renormalizar los parámetros-S a 50 ohmios (por ejemplo). Normalmente esto no se hace y la dependencia de frecuencia y la parte imaginaria de Z_0 debido a las pérdidas son insignificantes. A bajas frecuencias, donde la reactancia inductiva por unidad de longitud es pequeña comparada a la pérdida óhmica, la parte imaginaria de Z_0 puede ser grande. Este efecto puede estar presente en frecuencias moderadas (quizá a partir de 1 GHz) para líneas de transmisión con resistencia relativamente alta como los que se encuentran en circuitos de grosor pelicular.

En la calibración TRL (y sus variaciones) la línea thru debe ser completamente conocida para permitir al plano de referencia de medida ser movido a las puntas de las sondas desde el punto medio de la línea thru. En algunas aplicaciones que usan los estándares en el *fixture*, el DUT se coloca de forma efectiva en el punto medio del thru, eliminando la necesidad del cambio de plano de referencia.

El método de calibración TRL no es práctico para sondas piramidales y otras tarjetas de sondas porque no es posible medir múltiples longitudes de líneas con sondas de separación fija. Incluso con sondas individuales, la calibración TRL requiere posicionadores programables de sondas para calibración completamente automática.

Una alternativa al TRL es la calibración Line-Reflect-Match (LRM). La calibración LRM usa matemáticas como las de TRL pero usa un estándar match de banda ancha para establecer la impedancia del sistema. El match esencialmente actúa como una línea de transmisión infinitamente larga e infinitamente atenuante.

Los estándares de calibración LRM son adecuados para sondas de separación fija y se pueden usar con tarjetas de sondas o posicionadores manuales. Los estándares son un subconjunto de aquellos usados para el SOLT porque tanto el short como el open se pueden usar como el estándar reflect. En medidas en el *fixture* el estándar open se prefiere porque no tiene problemas con el posicionamiento de la sonda que afecte a la repetibilidad. Los estándares convenientemente disponibles combinados con una mejor realización hacen de la calibración LRM un primer paso natural para mejorar la precisión frente al SOLT.

El único punto débil de la calibración LRM es que la inductancia de los estándares load forman parte de la impedancia de referencia de las medidas. Existen métodos para la determinación automática de la inductancia del load y corrección de medidas. Estas versiones más sofisticadas de la calibración LRM son sólo adecuadas para líneas thru de longitud relativamente pequeña (unos pocos picosegundos) pero cuando se aplican dan resultados comparables a las calibraciones TRL más avanzadas.

3.13.1. Calibración LRRM con extracción automática de la inductancia de carga.

Una variación del Line-Reflect-Match, la calibración avanzada Line-Reflect-Reflect-Match, provee precisión en la calibración comparable al algoritmo TRL sin la necesidad de cambiar la separación de la sonda.

Los estándares usados para LRRM son idénticos a los usados por SOLT pero sin los requerimientos de la cuidadosa especificación del comportamiento de los estándares short y open. En LRRM, sólo se deben especificar el retraso de línea del thru (y pérdidas para líneas más largas) y la resistencia d.c. de un estándar load.

La inductancia del load se extrae de la redundancia de información que dan las medidas extras de los estándares. Usando sólo un estándar match cualquier ambigüedad en la inductancia de carga entre puertos se elimina, reduciendo la sensibilidad al posicionamiento de la sonda, ya que el valor real se extrae directamente.

LRRM proporciona calibraciones de altas prestaciones con separaciones de sonda fijas, permitiendo calibraciones simples y automatizadas.

3.13.2. Calibraciones en una fase frente a calibraciones en dos fases.

En la mayoría de aplicaciones de medidas de VNA en el *fixture*, un único conjunto de medidas de calibración se hacen para caracterizar todo a la vez: los errores del VNA, cables, y sondas. Hay situaciones en las que se puede querer hacer esto en un proceso de dos pasos. Una calibración en dos fases se obtiene haciendo una calibración –la primera fase- y a continuación la segunda calibración –la segunda fase- que usa las medidas de los estándares corregidos de la primera fase. Las calibraciones en dos fases normalmente requieren un software especial, porque estas funciones generalmente no vienen en el VNA.

La segunda fase en realidad obtiene cajas de error que representan el cambio en el sistema entre dos calibraciones. Si una calibración de un cable es seguida por una segunda fase de calibración de la punta de la sonda, la caja de error de la segunda fase será los parámetros de red de la sonda (ver Figura 3.20).

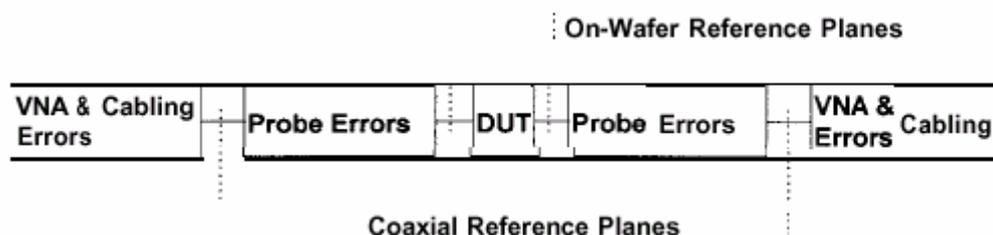


Figura 3.20. Cajas de error para una calibración de dos fases.

La separación de la calibración del cable de los detalles de la sonda puede ser útil en situaciones de multipuertos complejas. El conjunto de errores de los parámetros-S de los variados contactos de la sonda son determinados y los datos puestos matemáticamente en cascada con las cajas de error de la calibración del cable. Esta técnica se usa en

algunos sistemas de prueba de producción de microondas para reducir el número de estándares en el *fixture* necesarios para la calibración multipuerto.

Otra aplicación de las calibraciones de la segunda fase es la determinación de márgenes de error debido a la repetibilidad del sistema de medida. Una calibración de la punta de la sonda de la primera fase seguida de una calibración de la segunda fase en el mismo plano de referencia determinará cajas de error que representan el cambio en el sistema debido a la deriva entre las calibraciones. La información puede ser usada para calcular márgenes en los errores de repetibilidad de las medidas que fueron hechas entre las dos calibraciones, dando una medida útil de uno de los componentes, proporcionando precisión en la medida global.

3.14. MIDIENDO ESTÁNDARES DE CALIBRACIÓN.

El proceso de completar la calibración conlleva la colocación de las sondas en los estándares y dirigir el sistema de medidas del VNA para obtener los datos. Este proceso está expuesto a errores porque no es siempre fácil determinar si el estándar está correctamente conectado.

Cuando parámetros-S descalibrados o sin calibrar de un VNA están a menudo lejos de la precisión, se pueden usar para ayudar a verificar el adecuado contacto con los estándares de calibración.

La medida del open con la sonda levantada no tiene problemas de contacto y puede ser usado como referencia. La medida del estándar short mostrará una rotación de fase de 180 grados ideal del coeficiente de reflexión. Esto se puede ver como una rotación de la constelación de la carta de Smith de los datos sin calibrar o un desplazamiento en la representación de la fase que ocurre cuando la sonda toma contacto. En la práctica los términos de segundo orden en la caja de error impactarán de alguna manera en el cambio de la reflexión observada, pero el desplazamiento será muy notable y dará una buena indicación, confirmando la identificación visual del alineamiento y contacto adecuado.

El estándar load muestra una reducción considerable en la magnitud del coeficiente de reflexión incorrecto cuando se produce el contacto.

El contacto con una carga de 50 ohmios tiende a reducir la presentación de la carta de Smith hacia el punto central ideal. Particularmente a altas frecuencias las reflexiones de adaptadores, conectores de cables y sondas pueden degradar las pérdidas de retorno del estándar load. Las reflexiones medidas se reducirán normalmente más de 10 dB cuando la carga está en contacto. Reducciones más pequeñas son señales de pobres pérdidas por retorno del sistema que requieren corrección (ver Figura 3.21).

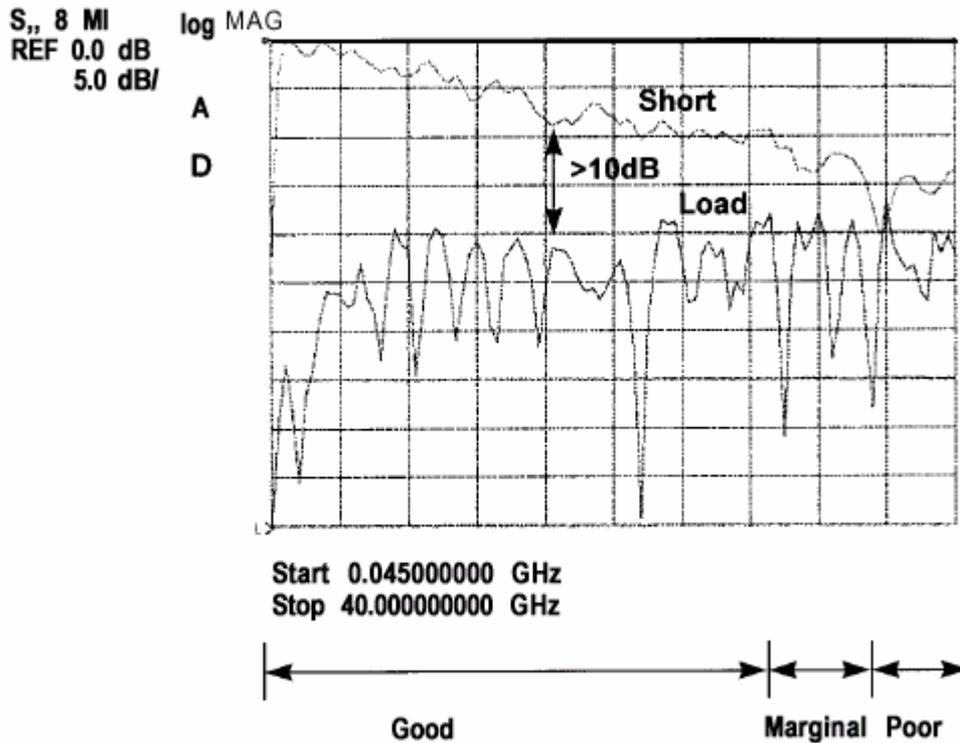


Figura 3.21. Magnitudes relativas de medidas no corregidas de short y load.

La medida de la línea thru mostrará las características de adaptación de la carga y también mostrará un incremento en la medida del parámetro de transmisión S_{21} . Unos pocos experimentos darán una buena idea de lo que se puede esperar del *fixturing* y del sistema de medidas del VNA.

3.14.1. Verificación de la calibración.

La verificación de un adecuado kit de calibración y la calibración se pueden demostrar midiendo un circuito abierto largo y/o una línea de transmisión larga. El coeficiente de reflexión del circuito abierto largo debería exhibir una espiral interior monótona suave en la carta de Smith. Se busca fase lineal en la respuesta de transmisión del estándar de verificación de la línea de transmisión larga. Bobinas o condensadores de alto factor Q pueden ser usados similarmente para verificación de la calibración. Es una buena práctica realizar uno o más de estos métodos de verificación después de terminar cada calibración.

La verificación es especialmente importante con la calibración SOLT para asegurarse un adecuado kit de calibración de entrada y unas medidas estándar de calibración de sonda válidas. No se debe medir de nuevo el estándar de calibración como una verificación, porque lo único que se revelará es la repetibilidad de la medida. Si el sistema es repetible, entonces medir de nuevo simplemente mostrará lo que se ha introducido en el kit de calibración para ese estándar. Un VNA no puede reconocer los errores causados por usar estándares de impedancia incorrecta. Una resistencia de carga de valor incorrecto no se reconocerá: se aceptará como si fuera de 50 ohmios. El VNA

incluso aceptará los estándares open y short intercambiados sin quejarse. Cada fallo puede resultar un error de medida significativo.

La medida de estándares de calibración para las calibraciones avanzadas donde los estándares no tienen que ser especificados es útil para verificación. Examinando el open que se usa para el estándar reflect en una calibración TRL o LRM puede identificar problemas. Después de la calibración, el open puede no tener pérdida de retorno perfectamente cero. La sonda al aire tendrá en realidad ligeramente menos pérdidas que la sonda en contacto con la oblea, así que además de alguna capacitancia negativa, una pequeña cantidad de ganancia de retorno del open calibrado puede ser observada normalmente. La fuerza específica de este efecto depende mucho del diseño de la sonda y variará para diferentes tipos de sonda y pérdidas del thru.

La línea thru estándar es un elemento de verificación útil para una calibración SOLT. De nuevo, la verificación debería reflejar el comportamiento esperado, así que esto sólo es útil cuando el comportamiento es predecible. El SOLR puede calibrar con éxito incluso con una respuesta en frecuencia altamente reactiva y complicada del thru recíproco que no será predecible. Sin embargo, un buen estándar line mostrará una atenuación, dependiente con la raíz de la frecuencia, consistente con las líneas de transmisión de ancho pelicular. Excesiva longitud de línea más allá de los contactos con la sonda actuará como *stubs* capacitivos dando lugar a un incremento de la atenuación a más altas frecuencias. Se esperará fase de transmisión lineal a menos que el estándar tenga características dispersivas.

Un dispositivo estándar ideal (un dispositivo que ha sido caracterizado usando un sistema de prueba bueno conocido) es otra forma de validar un sistema de prueba. De todas formas, es difícil validar un método de calibración y medida de esta forma. Pequeñas diferencias en los planos de referencia de calibración pueden dar lugar a errores significativos. Diferencias en las *bias* del circuito o en los alimentadores pueden provocar también errores en la medida de microondas. Un estándar ideal puede, sin embargo, ser una efectiva y simple prueba para calificar un nuevo sistema que usa los mismos métodos y el mismo equipo como sistema de medida de referencia.

3.14.2. Precisión de un VNA calibrado.

Como con cualquier medida corregida, la precisión absoluta de una medida de un VNA calibrado está determinada por las técnicas y la compleción del modelo de error usado, la precisión de la descripción de los dispositivos de referencia (estándares de calibración) y la repetibilidad del sistema de medida.

Si se realiza de manera inadecuada, la calibración puede introducir errores. Las impedancias usadas en la calibración deben ser conocidas de forma precisa e introducidas. Dar por supuesto el comportamiento ideal de los estándares es un error, pero peores cosas pueden ocurrir. Por ejemplo, la introducción de manera inadecuada de la descripción de un estándar de un circuito short o de un open conducirá a resultados inútiles que no siempre serán obviamente malos. El VNA se creará todo lo que se le diga. La descripción precisa del comportamiento eléctrico de los estándares de calibración debe ser proporcionada al VNA.

Las medidas correctas presuponen la repetibilidad del sistema de medidas. Un VNA no puede corregir errores aleatorios como el ruido o el rango dinámico, repetibilidad del cable, o la deriva del instrumento. Cualquier cambio en la medida debido a, por ejemplo, deriva del equipo de prueba del VNA, cambios en la longitud del cable inducido térmicamente, o incluso los efectos del ruido debido al rango dinámico del VNA pueden invalidar la corrección. Sensibilidad del comportamiento eléctrico del cable (como retraso de fase) a cambios del medio es un elemento significativo de la calidad y el ajuste del uso del VNA.

Los modelos de error del VNA están basados en el uso de representaciones de parámetros-S. Los parámetros-S están basados en el flujo de señal y en las líneas de transmisión. Se asume solamente un modo de propagación simple en los terminales del dispositivo. Las situaciones que violan este supuesto, como usar guías de onda que pueden propagar modos múltiples, radiación o acoplamiento parásito entre redes o en los terminales del dispositivo, no se manejan de forma adecuada.

Si un segundo modo, radiación, o parásitos extra no cambian para alguno o todos los dispositivos que se miden, entonces se separará de la calibración. Sin embargo, normalmente estos modos extra tienen un comportamiento que es dependiente del DUT y la calibración del VNA no tendrá en cuenta los efectos. Un sistema de prueba limpio y bien diseñado con buena calidad en las interconexiones minimizará estos errores lo máximo posible.

3.15. KIT DE CALIBRACIÓN.

La precisión en la medida depende mucho de los estándares de calibración, y un conjunto de estándares de calibración se proporciona normalmente como un kit de calibración. Cada estándar tiene una respuesta, como una función de la frecuencia, en magnitud y fase conocida de forma precisa y predecible. Para que el analizador de redes use los estándares del kit de calibración, la respuesta de cada estándar debe estar definida matemáticamente y luego organizada en una clase estándar que se corresponde con el modelo de error usado por el analizador de redes. Normalmente, los fabricantes incluyen kits de calibración para la mayoría de componentes coaxiales. Sin embargo, cuando se miden componentes no coaxiales es necesario crear y definir los estándares que se usarán con el *fixture*. Un ejemplo de un kit de calibración se ve en la Figura 3.22.

3.16. PROCEDIMIENTO DE MODIFICACIÓN DEL KIT DE CALIBRACIÓN.

La modificación del kit de calibración proporciona la capacidad de adaptar las calibraciones de medida a otros tipos de conectores o para generar modelos de error más precisos para los kits existentes. Partiendo de que los estándares apropiados están disponibles, la modificación del kit de calibración se puede usar para establecer un plano de referencia en el mismo medio de transmisión que los dispositivos de prueba y en un punto específico, generalmente el punto de conexión / inserción del dispositivo.

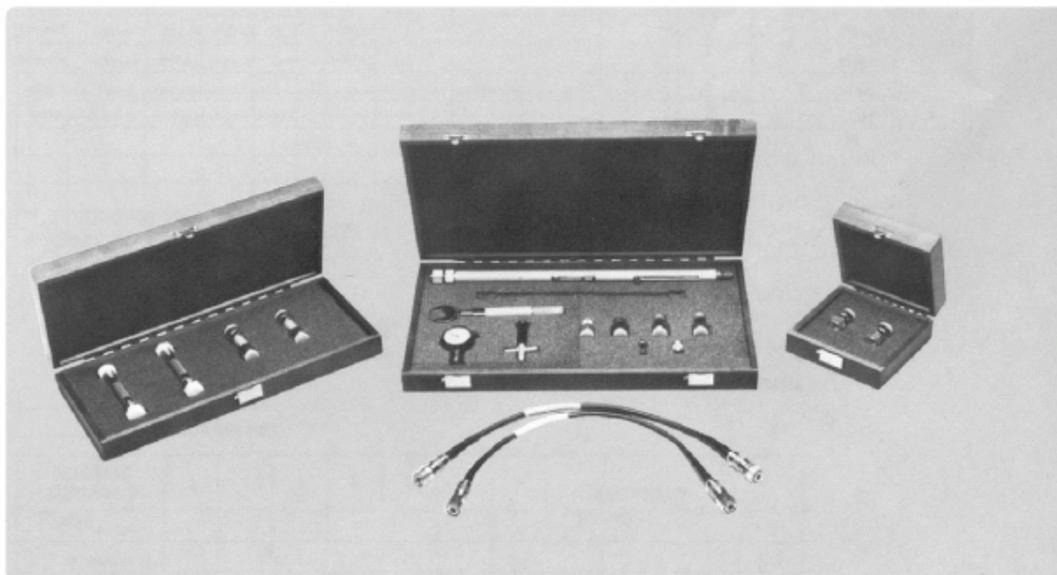


Figura 3.22. Kit de calibración

Después de la calibración, el sistema de medida resultante incluidos cualquier tipo de adaptador que reduzca la directividad del sistema, se corrige completamente y los errores de medida sistemáticos son eliminados matemáticamente. Además, la función de modificación permite al usuario meter más definiciones físicas precisas para los estándares en un kit de calibración dado. El proceso de modificar o crear un kit de calibración consiste en los siguientes pasos:

1. Seleccionar los estándares.
2. Definir los estándares.
3. Asignar clases.
4. Meter los estándares/clases.
5. Comprobar el funcionamiento.

3.16.1. Seleccionar los estándares.

Determinar qué estándares son necesarios para la calibración y están disponibles en el medio de transmisión de los dispositivos de prueba.

Los estándares de calibración de eligen basándose en los siguientes criterios:

- Una respuesta bien definida, la cual es mecánicamente repetible y estable en condiciones y temperaturas ambientales típicas. Los estándares coaxiales más comunes son el short de longitud eléctrica cero, el open blindado y las terminaciones de carga adaptadas que idealmente tienen magnitud fija y respuesta de fase de banda ancha. Como los circuitos abiertos de guía de onda no se pueden modelar generalmente, los tipos de estándares típicamente usados para calibraciones de guías de onda son un par de shorts con offset y un load fijo o móvil.

- Una respuesta en frecuencia inequívoca y única. Para calibrar completamente cada puerto de prueba (es decir, proporcionar los estándares necesarios para la calibración a un puerto de S_{11} o S_{22}), se requieren tres estándares que exhiban fase y/o magnitud distinta en cada frecuencia particular en la banda de calibración. Por ejemplo, en coaxial, un short de longitud cero y un open blindado tienen 180 grados de separación de fase mientras que un load adaptado tendrá 40 o 50 dB de separación de magnitud con respecto al short y al open. En guías de onda, un par de shorts con offset de longitud correcta proporcionan separación de fase.
- Cobertura de frecuencia de banda ancha. En aplicaciones de banda ancha, es normalmente difícil encontrar estándares que exhiban una respuesta conocida y adecuada en toda la banda. Un juego de estándares con banda de frecuencia del mismo tipo se pueden seleccionar para caracterizar toda la banda de medida.
- La calibración TRL a dos puertos requiere solamente un único estándar de impedancia precisa – una línea de transmisión. Un dispositivo de alta reflexión desconocido y una conexión thru son suficientes para completar esta técnica.

3.16.2. Definir los estándares.

En esta sección se incluye un glosario de parámetros de definición de estándares. Cada parámetro se describe y las conversiones adecuadas se listan para la implementación con el analizador de red. Para ilustrarlo, un kit de calibración para la guía de onda rectangular WR-62 (cuyo rango de frecuencias de operación es de 12.4 a 18 GHz) será definido como se muestra en la Tabla 1. En las siguientes secciones se continuará con el desarrollo de este ejemplo de guía de onda.

Los modelos matemáticos se desarrollan para cada estándar en concordancia con los parámetros de definición de estándar proporcionados por el analizador de red. Estos parámetros de definición de estándar se muestran en la Figura 3.23.

Cada estándar se describe usando la Tabla de Definición de Estándar en concordancia con el modelo de uno o dos puertos. La Tabla de Definición de Estándar para un kit de calibración de guía de onda se muestra en la Tabla 1. Cada tipo de estándar (short, open, load, thru e impedancia arbitraria) deben ser definidos por los parámetros como se especifica abajo.

- Número del estándar y tipo del estándar.
- Capacitancia del borde de un open, o inductancia del short, especificado por un polinomio de tercer orden.
- Un load o una impedancia arbitraria, que se especifican como fijos o móviles.
- Resistencia terminal de una impedancia arbitraria.
- Offsets que se especifican por el retraso, Z_0 , R_{loss} .
- Rango de frecuencias.
- Tipo de conector: coaxial o guía de onda.
- Etiqueta (hasta 10 caracteres alfanuméricos).

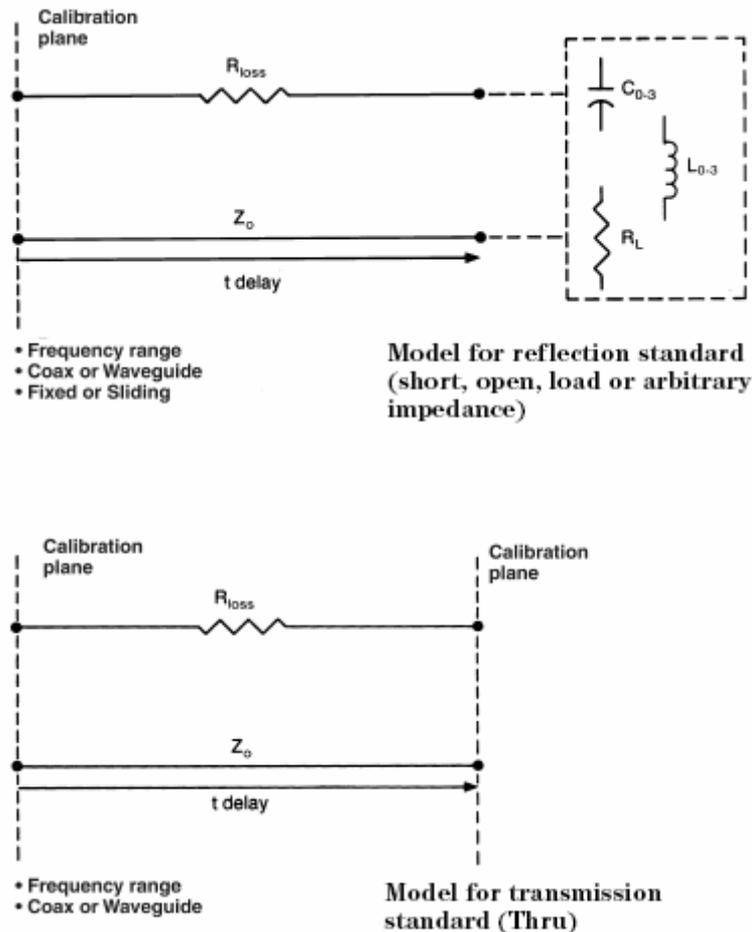


Figura 3.23. Modelos de definición de estándares.

3.16.3. Número del estándar.

Un kit de calibración puede contener hasta 21 estándares (ver Tabla 1). El número de estándares requerido dependerá de la cobertura de frecuencia y de si se necesitan adaptadores thru para conectores con sexo.

Para el ejemplo de la guía de onda WR-62, serán suficientes cuatro estándares para realizar una calibración completa a dos puertos. Tres estándares de reflexión se requieren, y un estándar de transmisión (un thru) será suficiente para completar este kit de calibración.

3.16.4. Tipo de estándar.

Un tipo de estándar debe ser clasificado como un short, open, load, thru, o impedancia arbitraria. Los modelos asociados para los estándares de reflexión (short, open, load e impedancia arbitraria) y los estándares de reflexión (thru) se muestran en la Figura 3.24.

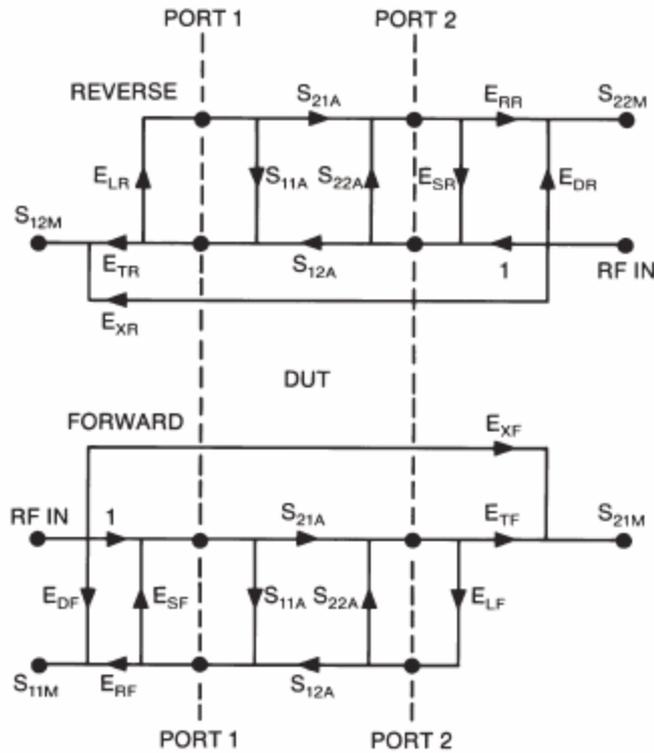


Figura 3.24. Estándares de calibración.

Standard Definitions

System $Z_0^a =$ _____ Calibration Kit Label: _____

Disk File Name: _____

STANDARD ^b	NO.	TYPE	C0 ^c $\times 10^{-18}$ F	C1 ^c $\times 10^{-27}$ F/Hz	C2 ^c $\times 10^{-36}$ F/Hz ²	C3 ^c $\times 10^{-45}$ F/Hz ³	FIXED ^c SLIDING or OFFSET	TERM ^d IMPED Ω	OFFSET			FREQ (GHz)		COAX or WG	STND LABEL
									DELAY s	Z ₀ Ω	LOSS dB	MIN	MAX		
1															
2															
3															
4															
5															
6															
7															
8															

^aEnsure system Z_0 of network analyzer is set to this value.
^bOpen, short, load, delay thru, or arbitrary impedance.
^cLoad or arbitrary impedance only.
^dArbitrary impedance only, device terminating impedance.
^eOpen standard types only.

Tabla 1. Tabla de definiciones de estándares.

Standard Class Assignments

Calibration Kit Label: _____

Disk File Name: _____

Class	Standard Reference Numbers								Standard Class Label
	1	2	3	4	5	6	7	8	
S ₁₁ A									
S ₁₁ B									
S ₁₁ C									
S ₂₂ A									
S ₂₂ B									
S ₂₂ C									
Forward Transmission									
Reverse Transmission									
Forward Match									
Reverse Match									
Response									
Response and Isolation									
TRL thru									
TRL reflect									
TRL line or match									

Tabla 2. Asignación de clases de estándares.

Para el kit de calibración de la guía de onda WR-62, los cuatro estándares son un par de shorts de offsets $1/8 \lambda$ y $3/8 \lambda$, un load adaptado fijo, y un thru. Los tipos de estándares se introducen en la Tabla de Definición de Estándar con los números de estándar del 1 al 4 como short, short, load y thru, respectivamente.

3.16.5. Capacitancia de circuito abierto: C₀, C₁, C₂ Y C₃.

Si el tipo de estándar seleccionado es un open, los coeficientes de C₀ a C₃ se especifican y luego se usan para modelar matemáticamente el desplazamiento de fase provocado por la capacitancia de borde como una función de la frecuencia.

Como un estándar de reflexión, un open ofrece la ventaja de cobertura de frecuencia de banda ancha, mientras que los shorts con offset no se pueden usar más de un octavo. El coeficiente de reflexión (Γ) de un open perfecto de longitud cero es 1 a 0° para todas las frecuencias. Sin embargo, en frecuencias de microondas, la magnitud y la fase de un open se ven afectados por las pérdidas por radiación y los campos de borde capacitivo, respectivamente. En medios de transmisión coaxiales, técnicas de blindaje son efectivas para reducir las pérdidas por radiación. La magnitud (p) de un open de longitud cero se asigna para ser 1 (pérdidas por radiación nulas) para todas las frecuencias al usar el tipo de estándar open del analizador de red.

No se puede eliminar la capacitancia de borde, pero el desplazamiento de fase resultante se puede modelar como una función de la frecuencia usando de C_0 a C_3 ($C_0 + C_1*f + C_2*f^2 + C_3*f^3$, con unidades de F (Hz), C_0 (fF), C_1 (10^{-27} F/Hz), C_2 (10^{-36} F/Hz²) y C_3 (10^{-45} F/Hz³), que son los coeficientes para un polinomio cúbico que mejor encaja la capacitancia real del open.

Varios métodos pueden ser usados para determinar la capacitancia de borde del open. Tres técnicas, descritas aquí, conllevan una medida del coeficiente de reflexión calibrado de un estándar open y el consecuente cálculo de la capacidad efectiva. El valor de la capacitancia de borde puede ser calculado de la fase medida o la reactancia como una función de la frecuencia de la siguiente forma:

$$C_{\text{eff}} = \frac{\tan\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)}{2\pi f Z_0} = \frac{1}{2\pi f X}$$

C_{eff} – effective capacitance

$\Delta\phi$ – measured phase shift

f – measurement frequency

F – farad

Z_0 – characteristic impedance

X – measured reactance

Esta ecuación asume un open de longitud cero. Al usar un open con offset el retraso del offset debe ser extraído del desplazamiento de fase medido para obtener buenos coeficientes C_x .

Esta capacitancia puede ser entonces modelada eligiendo los coeficientes que mejor se adecuen a la respuesta medida al usar las medidas de los métodos dos o tres descritos abajo.

1. *Un puerto completamente calibrado.* Establecer un plano de referencia calibrado usando tres estándares independientes (esto es, dos juegos de shorts con offset y un load). Medir la respuesta de fase del open y resolver la función de la capacitancia.
2. *TRL a dos puertos.* Cuando los estándares de las líneas de transmisión están disponibles, este método se puede usar para una calibración completa a dos puertos. Con corrección de errores aplicada, la capacitancia del open se puede medir directamente.
3. *Gating* (separación o protección). Usar *gating* en el dominio del tiempo para corregir la respuesta medida del open aislando la reflexión debida al open de la reflexión de adaptación de fuente y la pérdida del camino de la señal (directividad). La Figura 3.25 muestra la respuesta en el dominio del tiempo del open al final de una línea al aire. Medir la respuesta de fase protegida del open al final de la línea al aire y resolver de nuevo la función de la capacitancia.

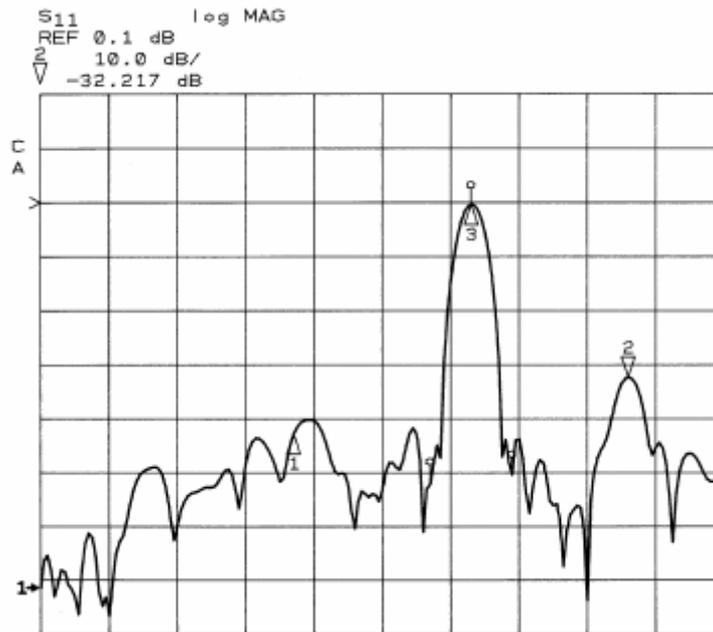


Figura 3.25. Respuesta en el dominio del tiempo del open al final de una línea al aire.

Nota: en algunos casos (cuando la respuesta de fase es lineal con respecto a la frecuencia) la respuesta de un open puede ser modelada como una longitud incremental equivalente:

$$\Delta\phi(\text{radians}) = \frac{2\pi f (\Delta\text{length})}{c}$$

Este método servirá sólo como una aproximación de primer orden, pero puede ser útil cuando los datos o los estándares de las técnicas de modelado de abajo no están disponibles.

Para el ejemplo de la guía de onda, este parámetro no está referido porque los open no se pueden hacer estándares válidos en guía de ondas, debido a la excesiva pérdida por radiación y fase indeterminada.

3.16.6. Impedancia de cortocircuito L_0 , L_1 , L_2 Y L_3 .

Si el tipo de estándar seleccionado es un short. Los coeficientes $L_0...L_3$ se especifican para modelar el desplazamiento de fase provocado por la inductancia residual del estándar como una función de la frecuencia. El coeficiente de reflexión de un short ideal de longitud cero es magnitud 1 con fase 180° par todas las frecuencias. A frecuencias de microondas, sin embargo, la inductancia residual puede provocar desplazamiento de fase adicional. Cuando la inductancia es repetible y conocida, este desplazamiento de fase debe ser tenido en cuenta durante la calibración.

La inductancia como una función de la frecuencia puede ser modelada especificando los coeficientes de un polinomio de tercer orden ($L_0 + L_1*f + L_2*f^2 + L_3*f^3$), con unidades de F (Hz), L_0 (nH), L_1 (10^{-24} H/Hz), L_2 (10^{-33} H/Hz²) y L_3 (10^{-42} H/Hz³).

Para el ejemplo de la guía de onda, la inductancia de los circuitos de short con offset es despreciable. Los L_x se establecen a cero.

3.16.7. Fijo o móvil.

Si el tipo de estándar se especifica para ser un load o una impedancia arbitraria, entonces debe ser especificado como fijo o móvil. La selección de móvil proporciona un sub-menu en la secuencia de calibración para múltiples posiciones móviles y medidas. Esto permite el cálculo del vector de directividad mediante la eliminación matemática de la respuesta debida a una impedancia terminal no ideal.

3.16.8. Impedancia terminal.

La impedancia terminal se especifica solamente para estándares de impedancia arbitraria. Esto permite la definición de sólo la parte real de la impedancia terminal en ohmios. La selección como el tipo de estándar short, open o load automáticamente asigna que la impedancia terminal sea 0, ∞ o 50 ohmios respectivamente.

3.16.9. Retraso de offset.

Si el estándar tiene longitud eléctrica (relativa al plano de calibración), un estándar se especifica para que tenga retraso de offset. El retraso de offset se introduce como el tiempo de un viaje en un sentido a través de un offset que se puede obtener de la longitud física usando la velocidad de propagación de la luz en espacio libre y la constante de permitividad apropiada. La velocidad de propagación efectiva es igual a $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

$$\text{Delay (seconds)} = \frac{\ell \sqrt{\epsilon_r}}{c}$$

ℓ = precise measurement of offset length in meters

ϵ_r = relative permittivity (= 1.000649 for coaxial
airline or air-filled waveguide in standard lab
conditions)

$c = 2.997925 \times 10^8$ m/s

En líneas de transmisión coaxiales, el retraso de grupo es constante sobre la frecuencia. Sin embargo, en guía de onda, la velocidad de grupo varía con la frecuencia debido a que la dispersión es función de la frecuencia de corte.

La definición del retraso de offset in guía de onda requiere la entrada del retraso asumiendo que no hay dispersión. Para la línea de transmisión de guía de onda, el analizador de red calcula los efectos de la dispersión como una función de la frecuencia, de la siguiente manera:

$$\text{Actual delay} = \frac{\text{Linear delay}}{\sqrt{1 - (f_{co}/f)^2}}$$

f_{co} = lower cutoff frequency

f = measurement frequency

Nota: para asegurar una definición precisa del retraso de offset, se recomienda una medida física de la longitud del offset.

La longitud real de los shorts con offset variará según el fabricante. Por ejemplo, la longitud física de un offset de $1/8 \lambda$ depende de la frecuencia central elegida. En guía de onda esto debe corresponderse a la frecuencia media aritmética o geométrica. La frecuencia media aritmética es simplemente $(F1 + F2)/2$, donde F1 y F2 son las frecuencias de operación mínimas y máximas del tipo de guía de onda. La frecuencia media geométrica se calcula como la raíz cuadrada de $F1 * F2$. La correspondiente (λ_g) se calcula entonces de la frecuencia media y de la frecuencia de corte del tipo de guía de onda. Los offsets de las guías de onda fraccionales se especifican con respecto a esta guía de onda.

3.16.10. Offset Z_0 .

El offset Z_0 es la impedancia característica en la longitud de offset. Para los estándares de offset de tipo coaxial, especifica la parte real (resistiva) de la impedancia característica en el medio de transmisión. La impedancia característica en medios de transmisión coaxiales sin pérdidas puede calcularse a través de su geometría física como sigue.

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) = 59.9585 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right)$$

μ_r = relative permeability constant of the medium
(equal to 1.0 in air)

ϵ_r = relative permittivity constant of the medium
(equal to 1.000649 in air)

D = inside diameter of outer conductor

d = outside diameter of inner conductor

La impedancia característica de otro medio de transmisión no se determina fácilmente por medio de las dimensiones mecánicas. La impedancia de la guía de onda. Por ejemplo, varía con la frecuencia. En tales casos, se hacen típicamente medidas de impedancia normalizada. Al calibrar en guía de onda, la impedancia de un load adaptado se usa como la referencia de impedancia. La impedancia de este load se adapta a la de la guía de onda a lo largo de la frecuencia.

3.16.11. Las pérdidas de offset.

Las pérdidas de offset se usan para modelar las pérdidas de magnitud debido al efecto superficial que se produce sólo en los estándares de tipo coaxial con offset. El valor de pérdida se introduce en la tabla de definición de estándar como gigaohmios/segundo u ohmios/nanosegundo a 1 Ghz.

Las pérdidas de offset en gigaohmios/segundo se pueden calcular de las pérdidas medidas a 1 Ghz y la longitud física del estándar particular mediante la siguiente ecuación:

$$\text{Offset loss} \left(\frac{\text{G}\Omega}{\text{s}} \right) \Big|_{1\text{GHz}} = \frac{\text{dB}_{\text{loss}} \Big|_{1\text{GHz}} c Z_0}{10 \log_{10}(e) \ell \sqrt{\epsilon_r}}$$

donde:

$$\begin{aligned} \text{dB}_{\text{loss}} \Big|_{1 \text{ GHz}} &= \text{measured insertion loss at 1 GHz} \\ Z_0 &= \text{offset } Z_0 \\ \ell &= \text{physical length of the offset} \end{aligned}$$

Las pérdidas superficiales se calculan como una función de la frecuencia como sigue:

$$\text{Offset loss} \left(\frac{\text{G}\Omega}{\text{s}} \right) = \text{Offset loss} \left(\frac{\text{G}\Omega}{\text{s}} \right) \Big|_{1\text{GHz}} \times \sqrt{f(\text{GHz})}$$

3.16.12. La frecuencia más baja/mínima.

La frecuencia más baja define la mínima frecuencia a la que el estándar se va a usar para propósitos de calibración.

Nota: al definir los estándares de offset coaxiales, puede ser necesario usar shorts en bandas con offset para especificar una clase de estándar simple. Los parámetros de las frecuencias más baja y más alta deberían ser usados para indicar el rango de frecuencias de la respuesta deseada. Se debería tener en cuenta que las frecuencias más alta y baja tienen un propósito dual de separar los estándares en bandas que se componen de una clase simple y de definir el rango de frecuencia aplicable sobre el que un kit de calibración se puede usar.

En guías de onda, este debe ser la frecuencia de corte más baja del modo principal de propagación. Las frecuencias de corte de las guías de onda se pueden encontrar en la mayoría de los textos de guías de onda. La frecuencia de corte del modo fundamental de propagación (TE₁₀) en guías de onda rectangulares se define como sigue:

$$f = \frac{c}{2a}$$

$$c = 2.997925 \times 10^{10} \text{ cm/sec.}$$

$$a = \text{inside width of waveguide, larger dimension in cm}$$

Como se referencia en el retraso de offset, la frecuencia mínima se usa para computar los efectos de dispersión en guías de onda.

3.16.13. La frecuencia más alta/máxima.

Esto especifica la frecuencia máxima a la que el estándar es válido. En aplicaciones de banda ancha, un juego de estándares en bandas es necesario para dar respuesta constante. Por ejemplo, los estándares de offset coaxiales (i.e., un short de offset $\frac{1}{4} \lambda$) se especifican normalmente sobre anchos de banda de un octavo o menos.

Las especificaciones de ancho de banda de los estándares, usando la mínima y la máxima frecuencia, permiten al analizador de red caracterizar sólo la banda especificada durante la calibración. Además, se habilita un submenú para los estándares en bandas, el cual requiere que el usuario caracterice completamente el rango de frecuencia de medida actual. En guía de onda, esta es la frecuencia de corte más alta para la clase de guía de onda y el modo de propagación. Para el modo de propagación fundamental en guía de onda rectangular, la frecuencia de corte más alta es el doble de la frecuencia de corte más baja y se calcula como sigue:

$$F(\text{más alta}) = 2 * F(\text{más baja})$$

La frecuencia más alta de un estándar de guía de onda debe ser también especificada como la máxima frecuencia de operación como aparece en los libros de texto.

3.16.14. Coaxial o guía de onda.

Es necesario especificar si el estándar seleccionado es coaxial o guía de onda. La línea de transmisión coaxial tiene una respuesta en fase lineal de la siguiente manera:

$$\phi(\text{radians}) = \frac{2\pi\ell}{\lambda} = 2\pi f(\text{delay})$$

La línea de transmisión por guía de onda exhibe respuesta en fase dispersiva como sigue:

$$\phi(\text{radians}) = \frac{2\pi\ell}{\lambda g}$$

donde:

$$\lambda g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{co})^2}}$$

La selección de guía de onda computa el retraso de offset usando la respuesta dispersiva, sólo de guía de onda rectangular, como una función de la frecuencia del siguiente modo:

$$\text{Delay (seconds)} = \frac{\text{Linear delay}}{\sqrt{1-(f_{co}/f)^2}}$$

Esto enfatiza la importancia de introducir f_{co} como la frecuencia más baja.

La selección de un coaxial asume respuesta lineal del retraso de offset.

Nota: las operaciones matemáticas en las medidas (y los datos mostrados) después de la calibración no están corregidos en dispersión.

3.16.15. Asignar clases.

En la sección previa, Definir los Estándares, se obtenían las características de los estándares de calibración. La asignación de clases organiza estos estándares para la computación de los modelos de error usados en la calibración. El analizador de red requiere un número fijo de clases de estándares para resolver los n términos usados en los modelos de error ($n = 1, 3$ o 12). Esto es, el número de términos de error de calibración requeridos por el analizador de red para caracterizar el sistema de medida (un puerto, dos puertos, etc.) debe ser igual al número de clases usado.

3.16.16. Las clases de estándares.

Una única clase de estándar es un estándar o grupo de estándares (hasta 7) que comprende un único paso de calibración. Los estándares dentro de una única clase se asignan a las localizaciones A hasta G como se lista en la tabla de asignación de clases. Es importante realzar que una clase debe ser definida sobre el rango completo de frecuencias en el que se hace la calibración, aunque muchos estándares separados se requieran para cubrir en rango completo de frecuencias de medida. En el proceso de calibración de medida, el orden de la medida del estándar dentro de una clase dada no es importante a menos que exista solape importante de frecuencias entre los estándares usados. Cuando dos estándares tienen bandas de frecuencias solapadas, el último estándar en ser medido será usado por el analizador de red. El orden de medida del estándar entre clases diferentes no está restringido, aunque el analizador de red requiere que todos los estándares que se usen dentro de una clase dada sean medidos antes de proceder a la siguiente clase. Los estándares se organizan en clases específicas que se definen en una Tabla de Asignación de Clases de Estándares. Ver la Tabla 2 para la tabla de asignación de clases para el kit de calibración de la guía de onda.

3.16.17. Verificar el funcionamiento.

Una vez que la calibración de medida usando un kit de calibración particular ha sido generada, su funcionamiento debería ser comprobado antes de hacer medidas del dispositivo. Para comprobar la precisión que se puede obtener usando un nuevo kit de calibración, un dispositivo con una respuesta en frecuencia bien definida (no utilizar preferiblemente ninguno de los estándares de la calibración) debería ser medido. Es importante realzar que el dispositivo de verificación no debe ser ninguno de los estándares de calibración. La medida calibrada de uno de los estándares de calibración es meramente una medida de repetibilidad.

Una comprobación del funcionamiento de los kits de calibración de la guía de ondas se realiza normalmente midiendo un short de longitud cero al final de una sección recta de guía de onda. La respuesta medida de este dispositivo en una representación polar debería ser un punto de magnitud 1 y fase 180° . La desviación respecto de la respuesta conocida es una indicación de la precisión. Para asegurar una verificación más completa de una calibración de medida particular, (incluyendo precisión dinámica) se deberían usar estándares de verificación conocidos de forma precisa con una respuesta en magnitud y fase variada. Además, se recomienda que se usen los estándares de verificación con respuesta en magnitud y fase conocida pero diferente que cualquiera de los estándares de calibración que se usan para verificar la respuesta del analizador de red.

3.16.18. Modelado de un estándar de impedancia arbitraria.

El estándar de impedancia arbitraria permite al usuario modelar la respuesta real de cualquier dispositivo pasivo de un puerto para usarlo como estándar de calibración. La calibración se deriva matemáticamente comparando la respuesta medida con la respuesta conocida, la cual se modela a través de la tabla de definición del estándar. Sin embargo, cuando la respuesta conocida de un estándar de un puerto no es puramente reflectiva (short / open) o está perfectamente adaptada (load) pero la respuesta tiene una impedancia real fija, entonces se puede modelar como una impedancia arbitraria. Un estándar de tipo load tiene una impedancia terminal asignada igual a la del sistema Z_0 . Si un load dado tiene una impedancia distinta a la del sistema Z_0 , el propio load provocará un error sistemático al resolver la directividad del sistema de medida durante la calibración. Una parte de la señal incidente se reflejará de la carga desadaptada y se sumará a la pérdida entre los canales de referencia y prueba dentro del sistema de medida. Sin embargo, como la reflexión es sistemática y predecible (debido a que la impedancia terminal es conocida) puede ser eliminado matemáticamente. La calibración se puede mejorar si la impedancia terminal del estándar se introduce en la tabla de definición como una impedancia arbitraria en vez de cómo un load.

Un procedimiento similar a este usado para la medida de la capacitancia de un circuito abierto se podría usar para hacer una medida de calibración de la impedancia terminal.

3.17. FIXTURES PARA I+D FRENTE A LA FABRICACIÓN.

Los *fixtures* diseñados para aplicaciones de fabricación tiene un aspecto diferente que aquellos usados en I+D (Investigación y Desarrollo), ya que los objetivos de diseño básicos son diferentes. En la fabricación, una gran cantidad es la preocupación primordial. Se necesita un *fixture* que permita rápida inserción, alineamiento y sujeción. Debe ser fuerte, ya que muchas miles de partes se insertarán en el *fixture* a lo largo de su vida. Los *fixtures* diseñados para uso de fabricación tienden a ser mecánicamente sofisticados. Para aplicaciones de I+D los *fixtures* pueden ser mucho más simples y menos fuertes. Pueden estar hechos en PCB, y como normalmente sólo se prueban sobre unos pocos dispositivos, nos bastará con soldar partes dentro y fuera del *fixture*.

Fixtures en I+D contra Fabricación

Fabricación

- rápida inserción, alineamiento, sujeción.
- fuerte para uso a gran escala
- contactos fiables.
- normalmente mecánicamente sofisticados

I+D

- partes soldadas en el *fixture*.
- fortaleza no es un objetivo para pequeños volúmenes.
- asas soldadas a partes con/sin cables.
- usualmente simples (i.e., PCB con conexiones).

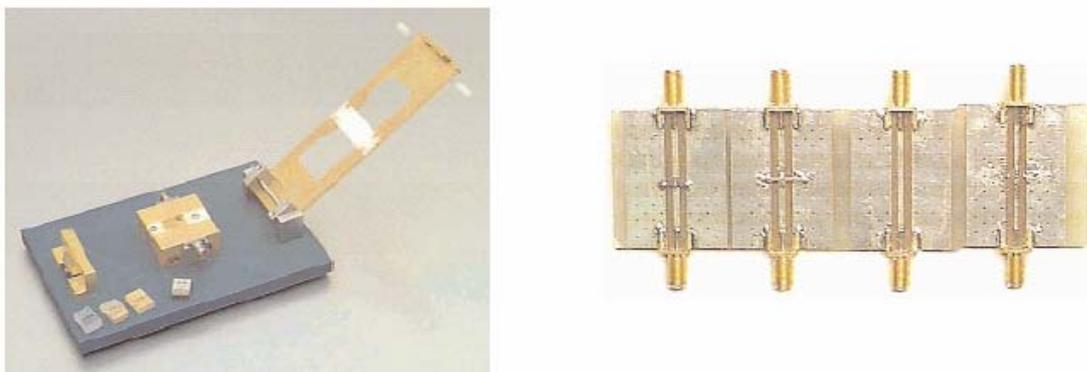


Figura 3.26. Fixtures I+D frente a fabricación.

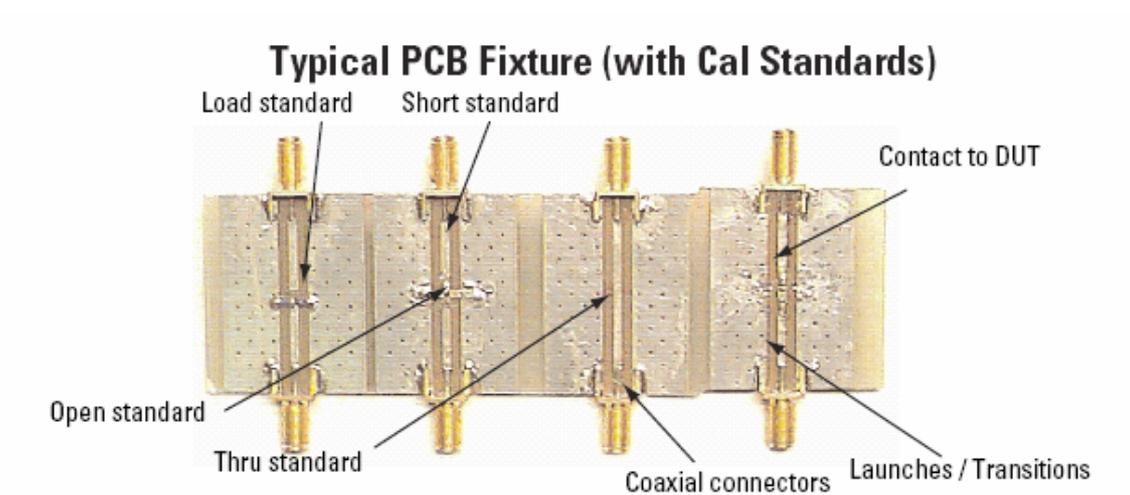


Figura 3.27. Fixture en PCB.

Este es un ejemplo de un *fixture* típico usado en aplicaciones de I+D. Incorpora estándares de calibración y tiene una sección donde el DUT puede ser colocado.

3.18. ELIMINACIÓN DE LOS ERRORES DEL FIXTURE.

Hay tres técnicas principales para eliminar los errores introducidos por el *fixture*: modelado, *de-embedding* (desempotramiento o desincrustación) y medición directa. Cada uno tiene versiones relativamente simples y otras más complicadas que requieren mayor trabajo pero consiguen medidas más precisas. El funcionamiento relativo del *fixture* comparada con las especificaciones del DUT que se va a medir determinará el nivel de calibración que se requiere para conseguir la precisión necesaria de la medida.

La calibración basada en el modelado usa correcciones matemáticas derivadas de un modelo preciso del *fixture*. Normalmente, el *fixture* se mide como parte del proceso de proveer un modelo preciso.

El modelado requiere que tengamos datos de las características del *fixture*. La manera más fácil de usar estos datos es con el funcionamiento de la extensión del puerto del analizador de redes. Primero se hace una calibración completa de dos puertos en los puntos indicados en la Figura 3.28. Esta calibración establece el plano de referencia en

la unión de los cables del puerto de prueba. El *fixture* se conecta entonces a los cables del puerto de prueba y el plano de referencia se ajusta matemáticamente al DUT, usando el funcionamiento de la extensión del puerto del analizador de redes. Si el funcionamiento del *fixture* es considerablemente mejor que las especificaciones del DUT, esta técnica debe ser suficiente.

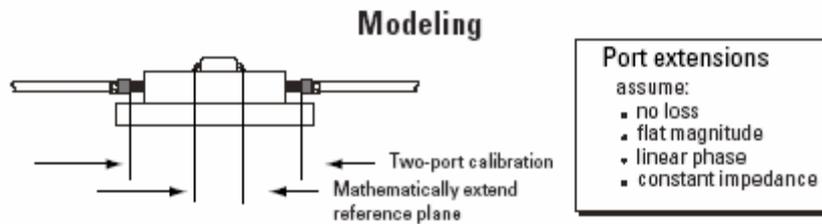


Figura 3.28. Modelado.

De-embedding requiere un modelo lineal preciso del *fixture*, o datos de los parámetros-S medidos del *fixture*. Un software externo se requiere para combinar los datos de error de una calibración hecha sin el *fixture* (usando estándares coaxiales) con el error del *fixture* modelado. Si los términos de error del *fixture* se generan solamente de un modelo, la precisión de la medida global depende de cómo de bien el funcionamiento del *fixture* encaja con la respuesta modelada. Para *fixtures* que no se basan en líneas de transmisión simples, determinar un modelo preciso es normalmente más difícil que usar el método de medición directo.

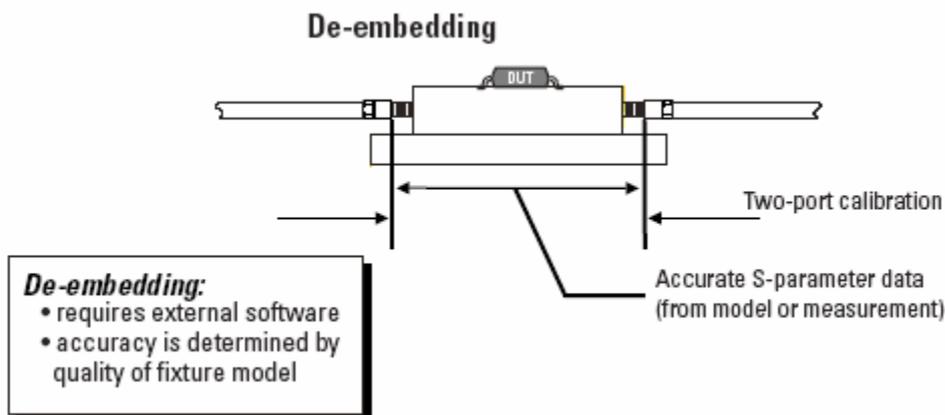


Figura 3.29. *De-embedding*.

La medición directa normalmente conlleva medir los estándares de calibración físicamente y calcular los términos de error. Este método se basa en la precisión con la que conocemos las características de nuestros estándares de calibración. El número de

términos de error que pueden ser corregidos varía considerablemente dependiendo del tipo de calibración usado. La normalización solamente quita un término de error, mientras que la corrección completa a 2-puertos elimina los 12 términos de error.

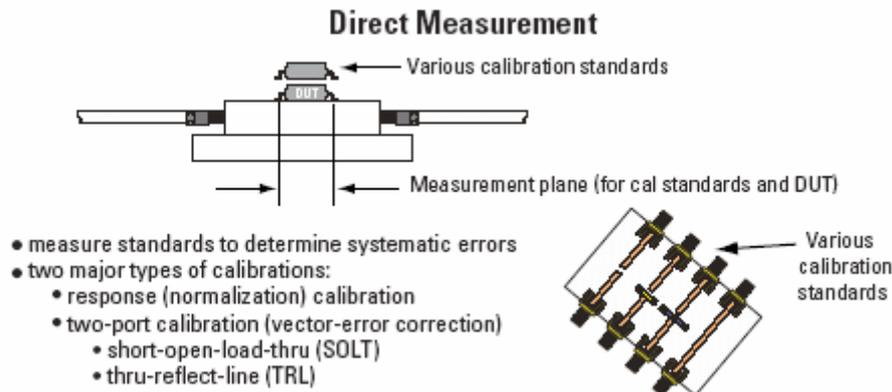


Figura 3.30. Medición directa.

La medición directa tiene la ventaja que las características precisas del *fixture* no tienen que ser conocidas de antemano. Se miden durante el proceso de calibración. La forma más simple de medición directa es una calibración de respuesta, que es una forma de normalización. Un trazo de referencia se coloca en memoria y trazos subsiguientes se muestran como datos divididos por la memoria. Una calibración de respuesta sólo requiere un estándar, uno para transmisión (un thru) y uno para reflexión (un short o un open).

Sin embargo, la calibración de respuesta tiene una debilidad importante inherente debido a la falta de corrección para la adaptación de carga y fuente, y la directividad del acoplador/puente. La desadaptación es especialmente problemática para medidas de transmisión de pérdidas pequeñas (como al medir un filtro paso de banda o un cable), y para las medidas de reflexión. Al usar la calibración de respuesta para medidas de transmisión en dispositivos de pérdidas pequeñas, puede dar lugar a una considerable imprecisión en la medida en forma de rizado. La precisión de la medida dependerá de la adaptación relativa del *fixture* de prueba y el analizador de redes comparado con el DUT.

Cuando se miden características de transmisión con *fixtures*, una considerable mejora en la precisión de las medidas se puede obtener haciendo una corrección a dos puertos en las terminaciones de los cables de prueba. Esta calibración mejora la adaptación efectiva de carga y fuente del analizador de redes, ayudando así a reducir el rizado de la medida, el resultado de las reflexiones del *fixture* y los puertos de prueba del analizador.

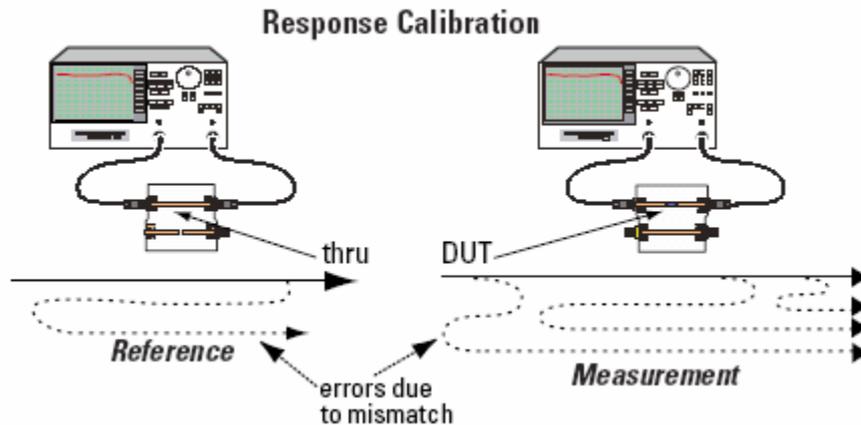


Figura 3.31. Calibración de respuesta.

La calibración a dos puertos proporciona mucha más precisión en las medidas que la calibración de respuesta. Existen dos tipos básicos de calibraciones a dos puertos: Short-Open-Load-Thru (SOLT) y la Thru-Reflect-Line (TRL). Se llaman como los tipos de estándares usados en los procesos de calibración.

Una calibración en los puertos coaxiales del analizador de redes elimina los efectos del analizador de redes y los cables y adaptadores antes del *fixture*; sin embargo, los efectos del propio *fixture* no se tienen en cuenta. Se prefiere una calibración *in-fixture*, pero los estándares SOLT de alta calidad no están disponibles fácilmente para permitir una calibración convencional a dos puertos del sistema en el plano de medida deseado del dispositivo. En *microstrip*, un cortocircuito es inductivo, un circuito abierto radia energía, y una carga puramente resistiva de alta calidad es difícil de producir en un rango de frecuencia amplio. La calibración TRL a dos puertos es una alternativa a la tradicional técnica de calibración SOLT completa a dos puertos que utiliza estándares más simples y más convenientes para medidas de dispositivos en entornos *microstrip*.

En todo entorno de medida, el usuario debe proveer los estándares de calibración para que se lleve a cabo la deseada calibración. La ventaja de TRL es que sólo tres estándares tienen que ser caracterizados frente a los cuatro en la calibración completa a dos puertos SOLT tradicional. Además, los requerimientos para caracterizar los estándares thru, reflect y line son menos restrictivos y por tanto estos estándares son más sencillos de fabricar.

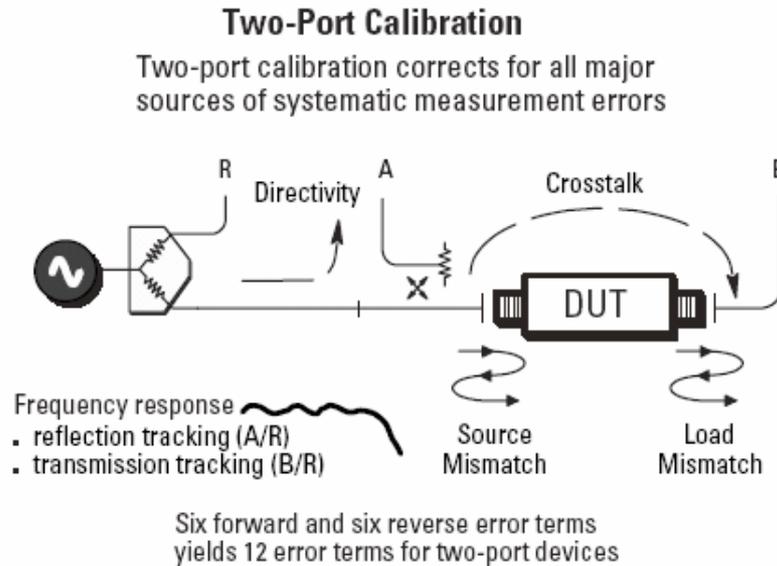


Figura 3.32. Calibración a dos puertos.

3.19. LOS CONECTORES EN EL FIXTURE.

Cuando se usan *fixtures* basados en PCB, el comportamiento en la transición del conector es importante, y la consistencia entre conectores es crítica. Para minimizar el efecto de la desadaptación en el conector cuando se usan múltiples conectores en un *fixture* (un par por cada estándar de calibración), debe haber consistencia entre los conectores y sus uniones mecánicas al *fixture*. Las medidas en el dominio del tiempo son útiles para analizar tanto el ajuste como la repetibilidad del conector (ver Figura 3.33).

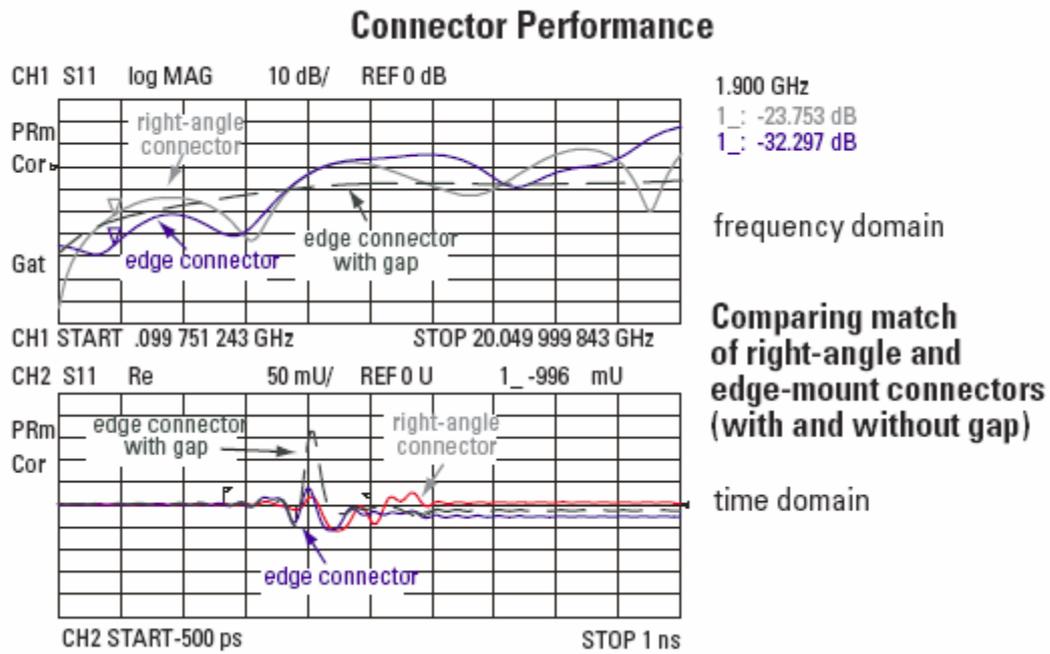


Figura 3.33. Respuesta del conector.

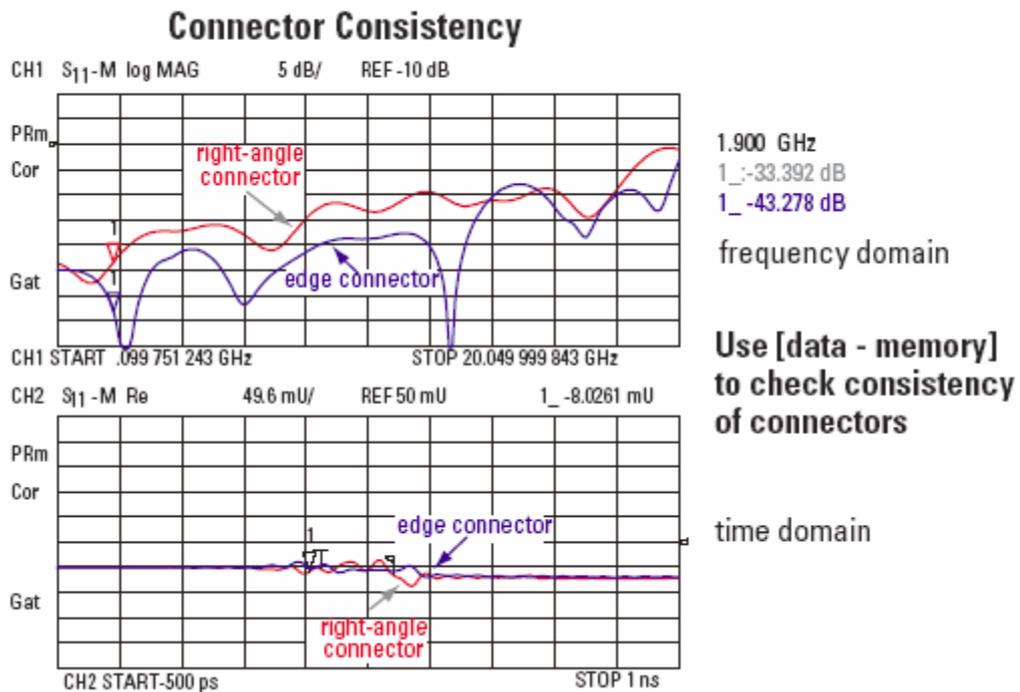


Figura 3.34. Consistencia del conector.

Datos a tener en cuenta:

- La transición en los bordes de los conectores provoca reflexión debido a la desadaptación.
- Cuando los estándares de calibración se insertan en el *fixture*, la adaptación del conector se elimina.
- Cuando cada estándar de calibración lleva conectores, la consistencia es muy importante.

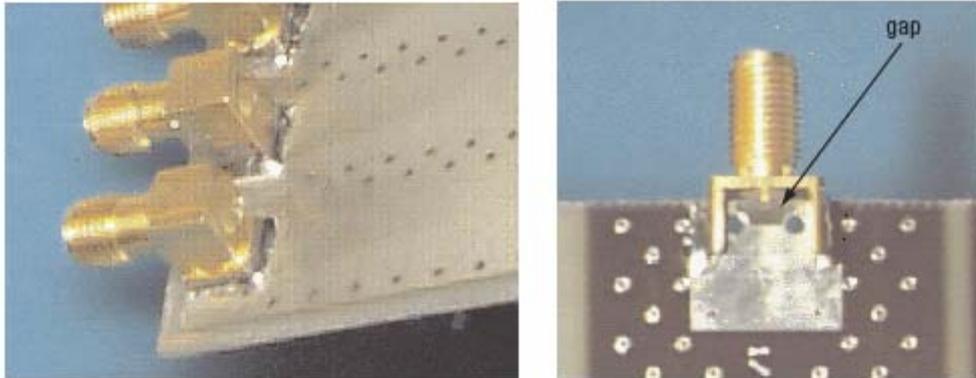


Figura 3.35. Detalle de los conectores.

3.20. USO DEL TDR PARA EVALUAR FIXTURES Y ESTÁNDARES.

El reflectómetro en el dominio del tiempo (*Time-Domain Reflectometry* o TDR) es una herramienta útil. Podemos distinguir entre desadaptaciones capacitivas e inductivas, y ver líneas de transmisión de valor distinto a Z_0 . El TDR nos ayuda a determinar la magnitud de las reflexiones del *fixture* y de los estándares de calibración, y la distancia a la que se producen dichas reflexiones. Una vez que se ha diseñado y fabricado el *fixture*, podemos usar el TDR para evaluar de forma efectiva cómo de bien se han minimizado las reflexiones.

Las medidas del TDR usando el analizador vectorial de redes empiezan con un barrido de banda ancha en el dominio de la frecuencia. La transformada inversa de Fourier se usa para transformar los datos en el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, dando medidas del TDR. La resolución espacial es inversamente proporcional al rango frecuencial de la medida. Cuanto más ancho sea el rango de frecuencias, menor será la distancia que puede ser resuelta. Por esta razón, normalmente es necesario hacer medidas de microondas en el *fixture* para conseguir suficiente resolución para analizar todas las transmisiones.

Using TDR to Evaluate Fixture and Standards

- what is TDR?
 - time-domain reflectometry
 - analyze impedance versus time
 - distinguish between inductive and capacitive transitions
- with gating:
 - analyze transitions
 - analyzer standards

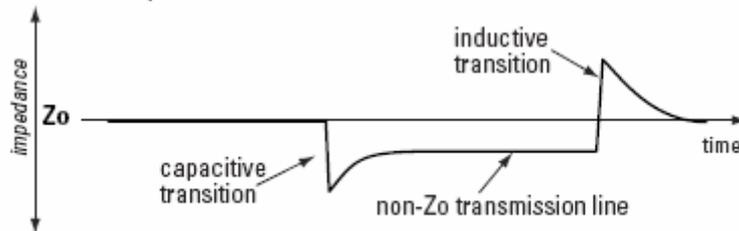


Figura 3.36. Uso del TDR para evaluar *fixtures* y estándares.

TDR Basics Using a Network Analyzer

- start with broadband frequency sweep (often requires microwave VNA)
- inverse FFT to compute time-domain
- resolution inversely proportionate to frequency span

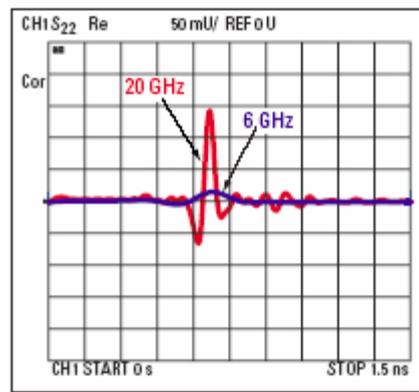


Figura 3.37. Fundamentos del TDR usando un analizador de red.

Mientras tengamos suficiente resolución espacial podemos ver las reflexiones del conector independientemente de las reflexiones de los estándares de calibración. Con el dominio del tiempo, podemos aislar varias secciones del *fixture* y ver los efectos en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, podemos elegir ver sólo los bordes de los conectores (sin la interferencia de las reflexiones de los estándares de calibración), o únicamente ver los estándares de calibración.

Time-Domain Gating

- TDR and gating can **remove** undesired reflections
only useful for **broadband** devices (a load or thru for example)
and broadband fixture
- define **gate** to only include DUT
- use two-port calibration
at **ends** of test cables

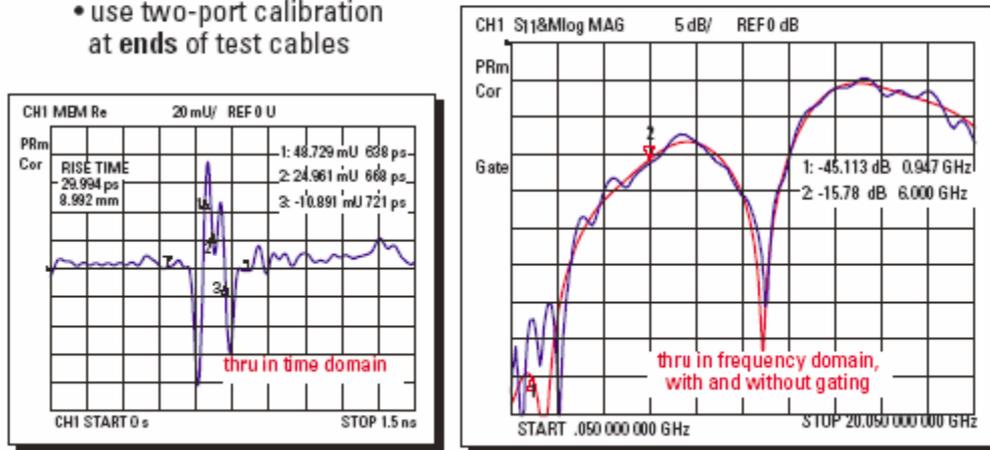


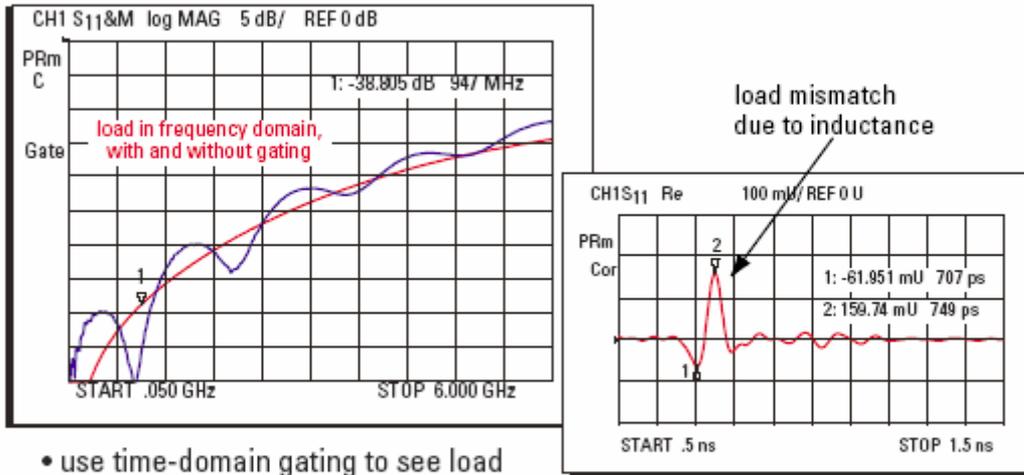
Figura 3.38. Gating en el dominio del tiempo.

La Figura 3.38 muestra el comportamiento de un estándar thru usado en un *fixture* que se pretende usar en fabricación. La gráfica en el dominio del tiempo, en la izquierda, muestra una desadaptación significativa en la entrada y salida del thru. La gráfica de la derecha muestra el desarrollo de un thru en el dominio de la frecuencia con y sin *gating* (separación o protección). Se puede ver una mejora de aproximadamente 7 dB en las pérdidas de retorno (a 947 Mhz) usando *gating* en el dominio del tiempo, dando lugar a unas pérdidas de retorno del thru de aproximadamente 45 dB. Las medidas *gated* proporcionan una caracterización más precisa del estándar thru.

El *gating* en el dominio del tiempo puede ser una herramienta muy útil para evaluar cómo de bien se comporta la carga. Podemos separar la respuesta del *fixture* y ver solamente las reflexiones debidas al estándar load, supuesto que tenemos suficiente resolución espacial (esto puede requerir el uso de analizadores vectoriales de redes de microondas). El trazo más suave en la gráfica de la izquierda muestra la respuesta *gated* de un estándar load, con una adaptación típica de aproximadamente 38 dB a 1 GHz, y alrededor de 30 dB a 2 GHz. La gráfica de la derecha muestra que el estándar load parece de alguna manera inductivo, lo cual es muy típico.

Es posible ajustar nuestro estándar load para compensar las características parásitas inevitables que degradan la respuesta de reflexión. El *gating* en el dominio del tiempo es una herramienta excelente para ayudar a determinar la compensación apropiada. Por ejemplo, vemos el efecto, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, de añadir una pequeña capacitancia para cancelar algo de la inductancia del estándar load.

Characterizing and Adjusting Load



- use time-domain gating to see load reflections independent from fixture
- use time domain to compensate for imperfect load (e.g. try to cancel out inductance)

Figura 3.39. Caracterizando y ajustando un load.