CAPÍTULO 6.

RESULTADOS EXPERIMENTALES Y COMPARACIÓN CON LAS SIMULACIONES.

Ya tenemos todos los circuitos diseñados, construidos y caracterizados. Ahora habrá que comprobar que todo este laborioso trabajo no ha sido en vano, es decir, que los dispositivos funcionan correctamente. Para ello, las medidas realizadas en el analizador vectorial de redes habrá que representarlas en algún programa que lo permita (en nuestro caso, el programa de diseño ADS), y comparar dichos resultados, que son los obtenidos experimentalmente al medir las placas, con los resultados teóricos obtenidos con las simulaciones de los circuitos del capítulo cuarto. Si las conclusiones obtenidas como consecuencia de la comparación son satisfactorias, podremos decir que los circuitos se comportan de la manera esperada, con lo cual se habrá cumplido el objetivo del proyecto.

Finalmente, con el objetivo de mejorar la precisión de las medidas realizadas, construiremos nuestro propio juego de calibración, basándonos en los fundamentos teóricos previamente establecidos, y haremos de nuevo medidas de los circuitos para comprobar realmente la efectividad de dicho kit de calibración. Para ello, haremos un análisis comparativo entre los resultados obtenidos con los estándares de calibración del propio analizador de redes y los obtenidos con nuestro juego de calibración, y se obtendrán unas conclusiones al respecto.

6.1. FILTRO DE LÍNEAS.

6.1.1. Comparación de datos experimentales con datos simulados.

La última fase del proceso, tras haber construido y caracterizado el circuito, consiste en comprobar que realmente el dispositivo funciona, es decir, que la respuesta real del dispositivo, medida con el analizador vectorial de redes, coincide con la respuesta simulada en el programa de diseño ADS. Por supuesto, partimos de la base que la respuesta real no será exactamente igual a la respuesta simulada, ya que durante el proceso de fabricación y medición de los valores se producen una serie de pérdidas e imprecisiones (que se asumen de antemano) que degradan la respuesta real del circuito. Sin embargo, sí se exigirá que el comportamiento del dispositivo siga unas pautas mínimas que sirvan para acreditar que el funcionamiento del circuito es, cuando menos, aceptable, si bien, como comprobaremos posteriormente, algunos dispositivos tiene una respuesta realmente muy cercana a la respuesta ideal simulada.

A los datos que hemos medido, para poder representarlos en el ADS y que éste los entienda, hay que darles un formato adecuado. Dicho formato viene especificado en las librerías del propio programa de diseño, que además incluye ejemplos para que veamos cuál debe ser el aspecto o el formato que debe tener el fichero para que el software lo entienda y los pueda mostrar en una gráfica.

Este proceso, aunque sencillo en su concepto, es bastante engorroso debido a la gran cantidad de información que hay que manejar, ya que se han tomado muestras de un gran número de puntos, y cada punto lleva información de magnitud y fase de cada uno de los parámetros-S. Para adaptar esta gran cantidad de información al formato adecuado que exige el software de diseño, conviene hacer uso de las diversas herramientas de procesamiento de texto disponibles en el mercado, tales como *Microsoft Word, Microsoft Excel*, Bloc de notas de *Microsoft Windows*, etc.

El proceso es difícil de automatizar en su totalidad. Sin embargo, hemos creado una *macro* en *Microsoft Excel* para aliviar parte del trabajo, de manera que una de las partes más correosas del proceso se ejecute de manera automática, ahorrando gran cantidad de tiempo y esfuerzo. El código de la *macro* aparece listado en el ANEXO I. Además, dicha *macro* es adaptable al número de puertos que tenga el dispositivo, ya que los formatos de los ficheros que hay que introducirle al ADS varían en función del número de puertos del circuito, lo cual hace que el trabajo sea aún más engorroso y más difícil de automatizar en su conjunto.

Para nuestro dispositivo de 2 puertos, la librería del programa ADS nos permite elegir entre diversos formatos para representar los datos que hemos medido experimentalmente. Nosotros nos hemos decantado por el formato de extensión s2p, aunque la elección de otro formato no afecta al resultado final. Ahora vamos a proceder a representar los datos experimentales en el programa. Para ello, tenemos que seleccionar en el ADS un módulo genérico de 2 puertos, que se encuentra en la librería *Data Items*, al que tendremos que añadir terminaciones de 50 ohmios en cada uno de sus puertos, y asociar el fichero de texto que hemos generado con el formato adecuado para que lo entienda el programa. Dicho fichero debe ser ubicado en la carpeta *Data*, y tendrá una extensión *s2p*. En la Figura 6.1 podemos ver el aspecto del módulo de 2 puertos.

		<u> </u>	
		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
·		a la la servició de la	•
•	Term	Term S_Param	
	S lermi	S Num=2 Start=0.5 GHz	
·	> > Num=1	11 S2📥 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1 📫 🚺 Z=50 Ohm - Stop=115 GHz 1 - 1 - 1 - 1 - 1	•
		^m SNP1 · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
	at the second	. File="2puertos.s2p"	
	- 1 💳 - 1 - 1 - 1		

Figura 6.1. Módulo de 2 puertos

Una vez hecho esto, hacemos una simulación de parámetros-S, y los datos obtenidos los comparamos con los obtenidos en la simulación que hicimos inicialmente del modelo teórico. En la Figura 6.2 se muestra una comparación de dichas simulaciones. La curva continua se corresponde con los valores teóricos, mientras que la curva punteada se corresponde con los valores experimentales medidos.



Figura 6.2. Comparación de datos reales con datos simulados.

6.1.2. Conclusiones.

Para el caso del filtro paso de bajo, podemos comprobar que el comportamiento real del dispositivo es realmente bueno, siendo su respuesta muy cercana a la respuesta teórica. Además, puesto que la respuesta teórica que simulamos era bastante mejor que la que aparecía en el Pozar en cuanto a rizado y pérdidas de inserción, podemos asegurar que el comportamiento de este filtro es excelente, con lo cual se puede afirmar que el proceso de creación ha sido un éxito.

6.2. DIVISOR DE WILKINSON.

6.2.1. Comparación de datos experimentales con datos simulados.

Después de haber construido y caracterizado el circuito, ahora vamos a comprobar que el dispositivo funciona realmente, es decir, que la respuesta real del dispositivo, medida con el analizador vectorial de redes, coincide con la respuesta simulada en el programa de diseño ADS.

Así, recuperamos del disco los datos obtenidos con el analizador de redes y les damos el formato adecuado. Para ello, habrá que usar herramientas de procesado de texto y la *macro* que hemos creado para tal fin, de forma que los datos queden con un formato que entienda el ADS.

El divisor de Wilkinson es un dispositivo de tres puertos. Para este tipo de redes de 3 puertos, la librería del programa ADS nos permite elegir entre diversos formatos para representar los datos que hemos medido experimentalmente. Nosotros nos hemos decantado por el formato de extensión *s3p*, aunque la elección de otro formato no afecta al resultado final.

Ahora vamos a proceder a representar los datos experimentales en el programa. Para ello, tenemos que seleccionar en el ADS un módulo genérico de 3 puertos, que se encuentra en la librería *Data Items*, al que tendremos que añadir terminaciones de 50 ohmios en cada uno de sus puertos, y asociar el fichero de texto que hemos generado con el formato adecuado para que lo entienda el programa. Dicho fichero debe ser ubicado en la carpeta *Data*, y tendrá una extensión *s3p*. En la Figura 6.3 podemos ver el aspecto del módulo de 3 puertos.



Figura 6.3. Módulo de 3 puertos

Una vez hecho esto, hacemos una simulación de parámetros-S, y los datos obtenidos los comparamos con los obtenidos en la simulación que hicimos inicialmente del modelo teórico. En la Figura 6.4 se muestra una comparación de dichas simulaciones. La curva continua se corresponde con los valores teóricos, mientras que la curva punteada se corresponde con los valores experimentales medidos.



Figura 6.4. Comparación de datos reales con datos simulados.



Figura 6.5. Parámetros-S reales frente a los simulados.

En la Figura 6.5 se muestra una gráfica con los parámetros-S reales del dispositivo (representación punteada) frente a los parámetros simulados teóricos (representación continua).

6.2.2. Conclusiones.

Al ver el comportamiento real del circuito en comparación con las simulaciones podemos comprobar que, aunque la respuesta no es tan buena como la teórica simulada, sí cumple los criterios de diseño que habíamos impuesto inicialmente. En este caso, sin embargo, la diferencia entre las curvas reales y teóricas queda más patente que en el caso de, por ejemplo, el filtro de líneas. Ello puede ser debido a múltiples causas que provocan la degradación de la respuesta experimental: geometría del diseño, desgaste de las herramientas, líneas de trazado de los cortes, tamaño de la placa, adición de dispositivos de montaje superficial, etc.

6.3. ACOPLADOR DE LÍNEAS ACOPLADAS.

6.3.1. Comparación de datos experimentales con datos simulados.

Tras haber construido y caracterizado el dispositivo en el capítulo anterior, vamos a ver si la respuesta real del acoplador, medida en el analizador de redes, coincide con la simulada en el ADS, que vimos en el capítulo cuarto. De esa comparación podremos concluir si el proceso llevado a cabo ha sido válido, o si por el contrario habrá que repetir todo el procedimiento.

Así, recuperamos del disco los datos obtenidos con el analizador de redes y les damos el formato adecuado. Para ello, habrá que usar herramientas de procesado de texto y la *macro* que hemos creado para tal fin, de forma que los datos queden con un formato que entienda el ADS, para poder plasmar los datos experimentales en dicho programa.

El acoplador de líneas acopladas es un dispositivo de cuatro puertos. Para este tipo de redes de 4 puertos, la librería del programa ADS nos permite elegir entre diversos formatos para representar los datos que hemos medido experimentalmente. Nosotros nos hemos decantado por el formato de extensión s4p, aunque la elección de otro formato no afecta al resultado final.

Así pues, vamos a representar en el ADS los datos que hemos medido con el analizador vectorial de redes. Para ello, tenemos que seleccionar en el ADS un módulo genérico de 4 puertos, que se encuentra en la librería *Data Items*, al que tendremos que añadir terminaciones de 50 ohmios en cada uno de sus puertos, y asociar el fichero de texto que hemos generado con el formato adecuado para que lo entienda el programa. Dicho fichero debe ser ubicado en la carpeta *Data*, y tendrá una extensión *s4p*. En la Figura 6.6 podemos ver el aspecto del módulo de 4 puertos.



Figura 6.6. Módulo de 4 puertos.

Ahora simulamos los parámetros-S, y los datos obtenidos los comparamos con los obtenidos en la simulación que hicimos inicialmente del modelo teórico. En la Figura 6.7 se muestra una comparación de dichas simulaciones. La curva continua se corresponde con los valores teóricos, mientras que la curva punteada se corresponde con los valores medidos.



Figura 6.7. Comparación de datos reales con datos simulados.

En la Figura 6.8 se muestra una gráfica con los parámetros-S reales del dispositivo (representación punteada) frente a los parámetros simulados teóricos (representación continua).



Figura 6.8. Parámetros-S reales frente a los simulados.

6.3.2. Conclusiones.

En este caso, de forma similar al caso del anillo híbrido, que veremos posteriormente, podemos ver que el comportamiento real del circuito, aunque no es tan bueno como el teórico simulado, es bastante fiel con respecto a éste. Sin embargo, la diferencia entre las curvas reales y teóricas es más acusada que en el caso del filtro de líneas, que se puede utilizar como modelo de referencia a seguir por su fidelidad al original. Como ya hemos comentado en varias ocasiones, esto puede ser debido a múltiples causas relacionadas con el proceso de fabricación del dispositivo, que hacen que la respuesta real quede degradada con respecto a la simulada en el programa de diseño.

6.4. ANILLO HÍBRIDO.

6.4.1. Comparación de datos experimentales con datos simulados.

Veamos si la respuesta real del anillo medida en el analizador de redes coincide con la simulada en el ADS.

Así, recuperamos del disco los datos obtenidos con el analizador de redes y les damos el formato adecuado. Para ello, habrá que usar herramientas de procesado de texto y la *macro* que hemos creado para tal fin, de forma que los datos queden con un formato que entienda el ADS.

El anillo híbrido es un dispositivo de cuatro puertos. Para este tipo de redes de 4 puertos, la librería del programa ADS nos permite elegir entre diversos formatos para representar los datos que hemos medido experimentalmente. Nosotros nos hemos decantado por el formato de extensión s4p, aunque la elección de otro formato no afecta al resultado final.

Así pues, vamos a representar en el ADS los datos que hemos medido con el analizador vectorial de redes. Para ello, tenemos que seleccionar en el ADS un módulo genérico de 4 puertos, que se encuentra en la librería *Data Items*, al que tendremos que añadir terminaciones de 50 ohmios en cada uno de sus puertos, y asociar el fichero de texto que hemos generado con el formato adecuado para que lo entienda el programa. Dicho fichero debe ser ubicado en la carpeta *Data*, y tendrá una extensión *s4p*. En la Figura 6.9 podemos ver el aspecto del módulo de 4 puertos.

	•		· ·	•	•	•	•	•	Ē	Term		 	Ø		S-F	PAF	RAN	ΛE ⁻	TEF	₹S	1		•
									١Ł	Term4 Num=4			- S	Pa	ram								
•		•	• •						15	Z=50 Oh	m	· ·	S	eri Start=	0.5	GHz				•			•
					+				- ['					Stop= Step=	1.5 (0.00	GHZ I1 G	Hż						
·	•	·		•	·	•	·	•		· · ·	·			· ' ·		·	·	·	•	•	÷	•	•
	in The	'n	· · ·		t.	•		·	r+		·	Ē		÷	In			•	•	•	÷	•	·
•	UI.		Ť ori	~~~	Ľ				, , , , ,	<u>н</u>		Ł			1								
·	•		Terr	n1;	·				S4B	÷ <u>∑</u> ÷	·	· j	erm2	2.						·	·	•	•
•			Z=5	1=1 1 Oh	nm -				SNP4	niuohof.c	din#	· P	lum=: (=50	2 Ohm	· ·						÷		:
										prueba i .5	4h			•									
•		•	• •						्रि	Term		· ·	•		· ·	•	:			•			•
									ΙŞ	Num=3													
		•					•	•	4	.Z=50 OF	m			•			•	•	•	•	•	•	
									ਂ ㅗ														

Figura 6.9. Módulo de 4 puertos.

Ahora simulamos los parámetros-S, y los datos obtenidos los comparamos con los obtenidos en la simulación que hicimos inicialmente del modelo teórico. En la Figura 6.10 se muestra una comparación de dichas simulaciones. La curva continua se corresponde con los valores teóricos, mientras que la curva punteada se corresponde con los valores medidos.



Figura 6.10. Comparación de datos reales con datos simulados.



Figura 6.11. Parámetros-S reales frente a los simulados.

En la Figura 6.11 se muestra una gráfica con los parámetros-S reales del dispositivo (representación punteada) frente a los parámetros simulados teóricos (representación continua).

6.4.2. Conclusiones.

Al ver el comportamiento real del circuito, podemos comprobar que, aunque la respuesta no es tan buena como la teórica simulada, tiene un comportamiento bastante fiel con respecto a ésta. Sin embargo, la diferencia entre las curvas reales y teóricas es más acusada que en el caso del filtro de líneas, que se puede tomar como modelo de referencia por su gran parecido entre la respuesta experimental y la respuesta simulada en el programa de diseño ADS. Ello puede ser debido a múltiples causas, que hacen que la respuesta quede degradada con respecto a lo que cabría esperar: geometría del diseño, desgaste de las herramientas, líneas de trazado de los cortes, tamaño de la placa, adición de dispositivos de montaje superficial, etc.

6.5. CALIBRACIÓN SOLT.

6.5.1. Fundamentos teóricos.

Caracterizando los estándares de calibración para la calibración SOLT.

La mayoría de analizadores de redes ya contienen archivos de definición de kit de calibración estándar, que describen las características de una gran variedad de estándares de calibración. Estas definiciones de kits de calibración normalmente cubren la mayoría de tipos de conectores coaxiales usados para medidas de circuitos y componentes, como por ejemplo Tipo-N, 7mm, 3.5mm y 2.4mm. La mayoría de analizadores de redes de alta gama permiten al usuario modificar las definiciones de los estándares de calibración. Esta capacidad es especialmente para medidas basadas en *fixtures*, porque los estándares de calibración en el *fixture* raramente tienen los mismos atributos que los estándares coaxiales. La calibración de los estándares a medida, como aquellos usados en los *fixtures*, requiere que el usuario caracterice los estándares y meta las definiciones en el analizador de redes. La definición del kit de calibración debe encajar con los estándares reales para medidas precisas. Las definiciones de los estándares de calibración en el *fixture* pueden ser almacenados en el analizador como un kit de calibración definido por el usuario a medida.

Aunque hay muchas características usadas para describir los estándares de calibración, sólo unos pocos tienen que ser modificados para la mayoría de aplicaciones del *fixture*. Para un *fixture* de PCB correctamente diseñado, solo la capacitancia de borde del estándar open y el retraso del estándar short deben ser caracterizados.

Características de la calibración SOLT.

La calibración SOLT es atractiva para fixtures de radiofrecuencia

- Estándares y fixtures más simples y menos caros.
 - Es relativamente fácil hacer estándares de calibración de banda ancha.
 - Los estándares short y thru son los más fáciles.
 - El estándar open requiere una caracterización.
 - El estándar load es el más crítico, ya que su calidad determina una directividad correcta.



Figura 6.12. SOLT

Caracterizando un Short.

La definición eléctrica de un short ideal es reflexión unidad (Γ =1) con 180 grados de desplazamiento de fase. Toda la energía incidente es reflejada hacia la fuente, perfectamente fuera de fase con la referencia. Un simple cortocircuito de un único conductor a tierra sirve como un buen estándar short. Por ejemplo, el short pueden ser unas cuantas vías (hechas a través de agujeros) a tierra al final de una línea de transmisión *microstrip*. Si se usan líneas de transmisión coplanares, el short debería ir a ambos planos de tierra.

Para reducir la inductancia del short, se debe evitar una longitud excesiva. Una buena tierra de RF debería estar cerca del trazo de señal. Si el short no está exactamente en el plano de contacto del DUT, se puede introducir una longitud de offset (en términos de retraso eléctrico) como parte del kit de calibración definido por el usuario.

Caracterizando un Open.

El estándar open se realiza normalmente como una línea de transmisión sin terminar. La definición eléctrica de un open ideal es reflexión unidad (Γ =1) sin desplazamiento de fase (fase 0°). El modelo real del open, sin embargo, tiene cierto desplazamiento de fase debido a la capacitancia de borde.

Cómo determinar la capacitancia del open.

Determinar la capacitancia de borde del open sólo es necesario para frecuencias a partir de 300 Mhz aproximadamente. La capacitancia de borde del open se puede medir de la siguiente manera:

- 1. Hacer una calibración a un puerto al final del cable de prueba. Usar un tipo de conector compatible con el *fixture*. Por ejemplo, usar estándares APC de 3.5mm para un *fixture* que use conectores SMA.
- 2. Conectar el *fixture* y medir el estándar load. Este dato debería ser guardado en memoria y cambiar la representación a "*data minus memory*". Este paso extrae la reflexión del conector del *fixture* (asumiendo buena consistencia entre conectores), para que podamos caracterizar el open. (una alternativa es usar *gating* en el dominio de la frecuencia para eliminar el efecto del conector).

Determining Open Capacitance

- perform one-port calibration at end of test cable
- measure load, store data in memory, display data-mem
- measure short, add port extension until flat 180° phase
- measure open, read capacitance from admittance Smith chart
- enter capacitance coefficient(s) in cal-kit definition of open



watch out for "negative" capacitance (due to long or inductive short) adjust with negative offset-delay in open <or> positive offset-delay in short



- 3. Medir el estándar short. Establecer la extensión del puerto para conseguir una respuesta en fase plana de 180 grados. Para ajustar correctamente el valor de la extensión del puerto, establecer el valor de ajuste de *phase-off* para el trazo a 180 grados y expandir la escala de grados por división. La desadaptación y las reflexiones de directividad pueden causar un pequeño rizado, así que se debe ajustar según el propio criterio para determinar el trazo más plano, o usar las estadísticas del marcador (establecer el valor medio a cero).
- 4. Establecer el formato de la pantalla del analizador de redes a la carta de Smith, la función del marcador al formato de la carta de Smith G+jB (admitancia) y luego medir el estándar open. Los marcadores ahora leen G+jB en vez de R+jX, que es la impedancia de la carta de Smith. La admitancia debe ser usada porque la capacitancia de borde se modela como un elemento paralelo, no como un elemento serie. La capacitancia de borde (típicamente entre 0.03 y 0.25 pF) se puede leer directamente a la frecuencia de interés usando un marcador de trazo. A radiofrecuencia, un valor de capacitancia único (Co) es adecuado generalmente para la definición del kit de calibración del open. En algunos casos, un único valor de capacitancia puede no ser adecuado, ya que la capacitancia puede variar con la frecuencia. Esto es típicamente cierto para las medidas que se extienden hasta el rango de frecuencias superiores a 3 Ghz es mejor usar las calibraciones TRL/LRM.

Al medir la capacitancia de borde, puede surgir un problema si el estándar short es eléctricamente más largo que el estándar open. La impedancia medida del circuito abierto parece entonces un condensador negativo, indicado por un trazo que rota hacia atrás (sentido de las agujas del reloj) en la carta de Smith. Este problema es resultado de usar un estándar short eléctricamente más largo como referencia de fase de 180 grados. El open eléctricamente más corto parecerá entonces que tiene fase positiva. La solución a esto es decrementar la extensión del puerto hasta que la fase sea monotónicamente negativa. El modelo para el open tendrá entonces un valor de capacitancia normal (positivo).

El valor de retaso de offset negativo que tiene que ser incluido en la definición del estándar open es simplemente la cantidad en la cual la extensión del puerto fue reducido (por ejemplo, la diferencia en los valores de extensión del puerto entre el corto y el open). En efecto, ahora hemos establecido el plano de referencia en el short. Alternativamente, el retraso de offset del open puede establecerse a cero, y un pequeño retraso de offset positivo se puede añadir al modelo del estándar del short. Esto establecerá un plano de referencia efectivo en el open.

Port Extensions

- port-extension feature of network analyzer removes linear portion of phase response
- accounts for added electrical length of fixture
- doesn't correct for loss or mismatch
- mismatch can occur from
 - launches
 - variations in transmission line impedance



Figura 6.14. Extensiones del puerto.

Caracterizando un load.

Una carga ideal no refleja nada de la señal incidente, proporcionando así una terminación perfecta sobre un amplio rango de frecuencias. Sólo se puede aproximar una carga ideal con una terminación real porque siempre se produce algo de reflexión a alguna frecuencia, especialmente con estándares reales no coaxiales.

A radiofrecuencia, podemos construir una buena carga usando resistencias de montaje superficial estándares. Normalmente, es mejor usar dos resistencias de 100 ohmios en paralelo en vez de una única resistencia de 50 ohmios, debido a que así la inductancia parásita se reduce a la mitad. Por ejemplo, las resistencias SMT de tamaño 0805 tienen sobre 1.2 nH de inductancia serie y 0.2 pF de capacitancia paralelo. Dos resistencias 0805 de 100 ohmios en paralelo tienen cerca de 20 dB de mejor adaptación que una única resistencia de 50 ohmios.

Caracterizando un thru.

El estándar thru es normalmente una simple línea de transmisión entre dos conectores coaxiales en el *fixture*. Un buen thru debería tener desadaptación mínima al principio de los conectores y mantener una impedancia constante en toda su longitud (que es generalmente el caso de los thru en PCB). La impedancia del thru debería adaptarse a la impedancia de la línea de transmisión usada en los otros estándares (la cual debería ser en todos de 50 ohmios).

Como se aprecia en la Figura 8.5, la placa PCB es más ancha para la línea de transmisión donde se soldará el DUT. Como queremos que las dos mitades de línea tengan igual longitud eléctrica que la línea del thru, el PCB debe ser ensanchado tanto como la longitud del DUT.





ideal: zero reflection at all frequencies

can only approximate at best (usually somewhat inductive)

• two 100-ohm resistors in parallel better than a single 50-ohm resistor

Figura 6.15. Estándar load.

Con un adecuado diseño del *fixture* en PCB, el short (u open) define un plano de calibración para estar en el centro del *fixture*. Esto significa que el thru tendrá una longitud cero (el cual no es normalmente el caso para los *fixtures* usados en aplicaciones de fabricación, donde un juego de estándares de calibración se inserta en un único *fixture*). Como la longitud es cero, no hay que preocuparse de caracterizar las pérdidas del thru o su desplazamiento de fase.





6.5.2. Realización práctica.

Una vez visto los fundamentos teóricos de la calibración SOLT, vamos a realizar la implementación física de nuestro propio kit de calibración, que usaremos para medir los dispositivos creados en los capítulos anteriores. Puesto que el procedimiento que vamos a seguir para crear este kit de calibración es similar al seguido para crear el resto de circuitos, y vamos a usar los mismos materiales, podemos reproducir con bastante exactitud las condiciones externas que influyen durante el proceso de medida de los circuitos, con lo cual las medidas tomadas tras la calibración del analizador vectorial de redes con este kit de calibración serán más precisas que las realizadas con el juego de calibración estándar que trae dicho analizador. Puesto que toda la teoría que acompaña a este razonamiento está expuesta en capítulos anteriores de forma muy clara y extensa, no vamos a profundizar más en este tema.

Así pues, vamos a empezar diseñando el kit de calibración con algún programa de diseño de *layouts*, como por ejemplo el ADS o el CircuitCAM. Tenemos, por tanto, dos opciones de diseño:

- 1) Crear el open, short, load y thru en línea *microstrip* con el programa de diseño ADS, metiendo los parámetros de diseño que necesitemos, y mediante la función *Generate/Update Layout* de que dispone el programa, generar dichos *layouts*, para exportarlos posteriormente al programa CircuitCAM, donde, una vez que tengamos los estándares de calibración, podemos darle forma a la placa que queremos crear, y dejarla perfectamente definida para implementarla físicamente.
- 2) Crear directamente los *layouts* de los estándares de calibración en el programa CircuitCAM, y ensamblarlos en la placa que queramos para posteriormente hacer su implementación física.

De nuevo nos decantaremos por la primera opción, ya que es un método conocido por nosotros, puesto que es el que hemos usado para construir el resto de dispositivos. Además, con este método nos resulta más sencillo introducir los parámetros de las líneas de *microstrip*.

Así pues, los parámetros que necesitamos definir son:

- Impedancia característica: 50Ω
- Longitud de la línea: 8mm en el caso del load, short y open, y 16mm en el caso del thru.
- Anchura de la línea: 2.8407mm, que es el ancho necesario para una impedancia característica de 50Ω .

Para el cálculo de la anchura de la línea *microstrip* en función de la impedancia característica, el programa de diseño ADS dispone de una herramienta, denominada *LineCalc*, que es capaz de determinar el ancho de la tira para una impedancia característica determinada o viceversa.

Por tanto, una vez que hemos creado las líneas *microstrip* en el ADS, generamos los *layouts* de cada estándar mediante la herramienta *Generate/Update layout* que posee el programa, y luego los exportamos al CircuitCAM en un formato que entienda dicho programa, que como ya se ha comentado en múltiples ocasiones, usaremos el formato HPGL/2, que genera ficheros de extensión ".hgl". Así pues, generamos el fichero "solt.hgl". En el CircuitCAM importamos dicho fichero y agrupamos los estándares creados, de manera que formen una única placa con los cuatro estándares alineados, y con sus imágenes especulares correspondientes, excepto para el estándar thru. En la Figura 6.17 podemos ver el resultado final de este proceso de creación del kit de calibración.



Figura 6.17. Layout del kit de calibración.

Podemos observar que tanto el short como el load tienen una serie de "puntos azules" en el layout. Dichos puntos son vías a tierra que se hacen en la placa, siendo la tierra la zona de cobre de la cara opuesta de la placa de trabajo. Dichas vías se hacen en la capa *DrillPlated*, con la herramienta *Spiral Drill 0.8mm* del juego de herramientas *LpkfDrillingTolls*. El fichero resultante recibe el nombre de "solt.cam".

La separación que se deja entre los estándares de calibración es de 3 cm, que es una distancia suficiente para poner los conectores coaxiales en los bordes de la placa, aunque normalmente se recomienda dejar un espacio intermedio de al menos el doble del ancho de la línea *microstrip*.

Una vez que tenemos listo el layout, habrá que definir las zonas de corte y de fresado. Este proceso es igual al anteriormente comentado con el resto de los dispositivos, con la salvedad de que ahora estamos añadiendo vías a tierra, con lo cual aparece una capa nueva, la capa *DrillPlated*, como ya hemos comentado, y se hará uso a su vez de una herramienta nueva, que es la *Spiral Drill 0.8mm*, como también se ha comentado anteriormente. La Figura 6.18 muestra cómo queda el layout después de definir todos los cortes, direcciones de fresado y vías a tierra.



Figura 6.18. Regiones de corte y fresado del kit de calibración.

Siguiendo con el proceso, cogemos el fichero ".cam" que acabamos de caracterizar y lo exportamos al controlador software de la máquina LPKF Protomat C20, que es el programa *Boardmaster*. Dicho fichero tendrá un formato ".lmd" y será inteligible por dicho controlador. Ahora, una vez importado el fichero, colocamos el diseño del circuito en la zona de la placa de trabajo donde mejor se optimice el espacio y, después de comprobar que no se sale por ningún borde, procedemos a la implementación física del kit de calibración. Puesto que este proceso ya ha sido ampliamente descrito anteriormente en la memoria, no vamos a detallar minuciosamente el proceso, dejando como referencia dicho apartado anterior.

Una vez que haya finalizado el proceso, habrá que añadir los conectores coaxiales y los elementos de montaje superficial que lleve la placa. En este caso, el estándar load lleva dos resistencias de 100 Ω en paralelo, que harán las veces de una resistencia de 50 Ω , pero disminuyendo significativamente la inductancia parásita hasta menos de la mitad, como ya se ha comentado ampliamente en el desarrollo teórico previo. Dichas resistencias de 100 Ω son de montaje superficial, de aproximadamente 1 mm de anchura. También hay que unir las vías en el estándar short para que hagan contacto con la zona de tierra, que es el anverso de la placa, que también lleva cobre. Una vez que hayamos terminado el montaje de la placa, se rociará dicha placa con un spray especial para proteger la zona de cobre de las partículas de polvo, el agua, los roces y el contacto con el aire, que degradan seriamente las pistas, influyendo en su futuro funcionamiento.

En la Figura 6.19 se muestra una fotografía del resultado final del kit de calibración. En ella se pueden apreciar claramente las resistencias de montaje superficial en el estándar load y las uniones de las vías en el estándar short.

Capítulo 6. RESULTADOS Y COMPARACIÓN CON LAS SIMULACIONES



Figura 6.19. Fotografía del kit de calibración.

Ya tenemos los estándares de calibración. Ahora habrá que comprobar que dichos estándares funcionan correctamente haciendo con ellos alguna medida de algún dispositivo cuyo funcionamiento conozcamos y viendo cómo es la respuesta. Sin embargo, primero habrá que hacer algo muy importante, y es la caracterización de los estándares de calibración y su posterior inserción en la memoria del analizador vectorial de redes, de manera que cuando queramos recurrir a ellos para hacer alguna calibración con una placa de similares características, solamente tengamos que obtener los datos de los estándares caracterizados de la memoria del analizador, con lo cual ahorraremos bastante tiempo.

En principio, y según la teoría, habría que caracterizar los cuatro estándares. Si consultamos el manual de uso del analizador de redes, habría que hacer lo siguiente:

- Para los estándares load, short y thru, si queremos caracterizarlos hay que introducir tres parámetros para cada uno de ellos, que son: la impedancia característica, las pérdidas a la frecuencia de trabajo en ohmios por nanosegundo, y el retraso, que se calcula como el producto de la longitud física por el factor de velocidad, que es el recíproco de la constante dieléctrica. Por otro lado, dicho manual nos indica que el valor de pérdidas puede ser establecido a cero sin degradación apreciable.
- Para el estándar open, habrá que introducir los coeficientes C₀, C₁, C₂ y C₃ de la ecuación de tercer orden ya conocida:

$$C_0 + C_{1*}f + C_{2*}f^2 + C_{3}*f^3$$

Dicha ecuación, como ya sabemos del estudio teórico previo, nos da el valor de la capacitancia de borde del estándar open en función de la frecuencia.

Sin embargo, la frecuencia a la que nosotros estamos trabajando es relativamente baja (1Ghz), y la experiencia nos demuestra que la caracterización de los estándares load, short y thru apenas varían los resultados de las mediciones, con lo cual la caracterización de los estándares se reduce únicamente a la caracterización de la capacitancia de borde del estándar open. Así pues, pasamos a calcular dicha capacitancia.

Cálculo de los coeficientes C₀, C₁, C₂ Y C₃ del estándar open.

Para calcular los coeficientes que determinan la capacitancia de borde del estándar open hay que seguir los siguientes pasos:

- Conectamos todos los elementos al analizador vectorial de redes como si fuéramos a medir la placa, con todos los conectores y adaptadores coaxiales necesarios, de modo que posteriormente no haya que añadir otros nuevos que modifiquen los valores del entorno de trabajo.
- 2) Hacemos la calibración de reflexión en respuesta a un puerto. Para ello, el analizador de redes nos pedirá que insertemos los estándares short, load y open, así que pondremos los que vienen con el analizador por defecto. Así, ya tenemos calibrado el dispositivo justo al inicio de la placa, con todos los conectores y adaptadores pertinentes.
- 3) Conectamos el estándar open que viene por defecto en el kit de calibración del analizador de red, y vemos su comportamiento en la carta de Smith. Es muy importante que dicho comportamiento sea sin la extensión del puerto, es decir, con la opción *Port Ext's* en OFF. Puesto que es un estándar que viene con el propio analizador de redes, sabemos que su respuesta será buena, es decir, tendrá una respuesta capacitiva igual que la respuesta de un condensador. En la Figura 6.20 podemos ver dicho comportamiento. La zona marcada en rojo muestra el comportamiento capacitivo del estándar open, con lo cual vemos que dicho estándar funciona correctamente, ya que ésa es la respuesta esperada.



Figura 6.20. Respuesta del estándar open.

- 4) Ahora vamos a conectar el estándar open de nuestro kit de calibración, y vemos su respuesta en la carta de Smith. Probablemente su respuesta no sea la esperada, puesto que dicho estándar no está ajustado ni caracterizado, sino que seguramente tendrá una respuesta capacitiva negativa, como se puede apreciar en la Figura 6.21, o tenga una respuesta que da varias vueltas a la carta de Smith. En cualquier caso, no es la respuesta que buscamos, con lo que habrá que ajustar dicha respuesta.
- 5) Vamos pues a ajustar dicha respuesta. Para ello, pulsamos el botón CAL del panel frontal del analizador de redes, seleccionamos la opción *More Cal*, y activamos *Port Ext's* a ON. Lo que hemos hecho es activar la extensión del puerto, con lo cual podemos variar la respuesta del estándar open. Así, giramos la rueda del panel frontal del analizador de redes hasta que la respuesta del estándar open sea igual a la del open del propio analizador, es decir, que tenga un comportamiento similar al de un condensador.
- 6) Una vez que hemos conseguido la respuesta deseada, presionamos el botón MARKER del panel frontal, con lo que aparecerá un cursor en la pantalla que se irá desplazando a lo largo de la respuesta del open a medida que movamos la rueda, y nos dará una serie de valores, como la frecuencia, la impedancia o la capacitancia. Este valor de la capacitancia, junto con la frecuencia, son los valores que nos interesan, ya que nos permitirán obtener los coeficientes C₀, C₁, C₂ y C₃ necesarios para caracterizar el estándar open. Así, hacemos una tabla que recoja medidas tomadas de frecuencia y capacitancia de la respuesta del

estándar open. Cuantas más medidas tomemos, más precisa será la curva que obtengamos de extrapolar dichos valores.



Figura 6.21. Respuesta errónea del estándar open no caracterizado.

Por tanto, una vez que tengamos las medidas de los valores de capacitancia frente a la frecuencia, ya podemos obtener la curva que nos determine los coeficientes que buscamos. Para ello habrá que hacer una extrapolación cúbica, ya que el polinomio que buscamos es de tercer orden.

Dicha extrapolación se puede hacer diseñando un programa en algún lenguaje de programación conocido que resuelva dicho problema, o buscando en alguna librería de funciones de algún lenguaje de programación conocido (C, Visual Basic, Java, etc.) una función que realice dicho trabajo. El procedimiento es irrelevante. Lo importante es obtener dichos coeficientes.

En nuestro caso, hemos usado el programa *Matlab*, que es un programa muy potente y polivalente, con una librería de funciones muy extensa, y muy usado en el mundo de la ingeniería. En concreto, la función que nos resuelve el problema se llama *polyfit*. Dicha función es capaz de devolvernos los coeficientes C_x que buscamos introduciendo los valores de frecuencia y capacitancia que tenemos, y el orden del polinomio.

Una vez que tengamos los coeficientes C_x , habrá que introducirlos en el analizador vectorial de redes para caracterizar nuestro estándar open. Para ello, hay que crear un fichero en código ASCII que el analizador vectorial de redes sepa interpretar para poder volcar los datos en la memoria interna del dispositivo. Dicho fichero irá escrito en un lenguaje similar al IBASIC. En los manuales del analizador vectorial de redes se muestra un ejemplo del código a utilizar, con lo cual únicamente habrá que copiar dicho

código y variar los valores. En dicho fichero habrá que introducir los valores de impedancia característica Z_0 , retraso y pérdidas de cada uno de los cuatro estándares, y además introducir los valores de los coeficientes C_x para caracterizar el estándar open. En el ANEXO II aparece el código del fichero que hemos introducido en el analizador vectorial. Los valores de retraso y pérdidas de cada uno de los estándares se pueden calcular bien mediante el procedimiento explicado anteriormente, o bien realizando una calibración con dichos estándares, y viendo los valores que el analizador de redes da a dichos parámetros tras la calibración.

Así pues, una vez que esté el fichero creado, lo introducimos en la memoria interna del analizador vectorial y lo cargamos, con lo cual el analizador cambiará los valores que tenga anteriormente por estos nuevos, y se pondrá en un estado similar al que tendría tras realizar la calibración. Este proceso de cargar desde memoria es mucho más rápido y sencillo que realizar una calibración del dispositivo cada vez que vayamos a hacer una medición, además, al tener los datos en memoria, evitamos la degradación que sufre el kit de calibración con el paso del tiempo, que puede llegar a provocar cambios en su estructura y, por tanto, cambio en los valores de los coeficientes, mientras que los datos en memoria permanecerán invariables con el paso del tiempo.

6.6. ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE LA RESPUESTA REAL Y LA RESPUESTA SIMULADA.

Ya tenemos calibrado el analizador con el nuevo juego de calibración creado *ex profeso* para calibrar los circuitos que hemos creado. Ahora vamos a medir de nuevo los dispositivos con el nuevo juego de calibración, y vamos a comparar las respuestas de los circuitos con respecto a los resultados obtenidos al calibrar el analizador con el juego de calibración estándar de que dispone dicho dispositivo.

Para hacer dicho análisis comparativo, vamos a medir la respuesta del filtro de líneas y del acoplador de líneas acopladas. La razón de que hagamos la comparación con estos dos dispositivos es porque, por un lado, el filtro de líneas obtuvo con la calibración anterior la mejor respuesta de todos los circuitos medidos, es decir, una respuesta muy similar a la obtenida en la simulación teórica. Por el contrario, la respuesta del acoplador de líneas acopladas no fue tan buena como se esperaba, y presentaba una respuesta que distaba más de la respuesta simulada teórica. Así pues, queremos comprobar si con la nueva calibración se producen mejoras en las respuestas de los dispositivos.

En primer lugar, en la Figura 6.22 mostramos la respuesta del filtro de líneas. El trazo rojo corresponde a la respuesta después de haber sido calibrado con los estándares de calibración que trae el propio analizador de redes, mientras que el trazo azul corresponde a la respuesta del dispositivo tras la calibración con nuestros estándares de calibración SOLT. Podemos comprobar que dichas respuestas son muy similares. Sin embargo, la respuesta tras la calibración con nuestro kit de calibración es más estable, con menos fluctuaciones, y presenta menos picos.



Figura 6.22. Filtro de líneas.



Figura 6.23. Acoplador de líneas acopladas.

En la Figura 6.23 se muestra la respuesta del acoplador de líneas acopladas. Al igual que en la Figura anterior, el trazo rojo corresponde a la respuesta del circuito tras haber calibrado el analizador vectorial de redes con sus propios estándares de calibración, mientras que el trazo azul corresponde a la respuesta del acoplador de líneas acopladas después de haber calibrado el analizador con el kit de calibración SOLT creado para tal propósito. De nuevo podemos comprobar que ambas respuestas son bastante parecidas. Sin embargo, frente al caso del filtro de líneas, ahora la diferencia de las respuestas es mayor. Vemos, por ejemplo, que la respuesta del puerto *through* (S_{12}) ha ganado algunos decibelios tras la nueva calibración, al igual que el puerto *coupled* (S_{13}). Además, la respuesta del puerto *input* (S_{11}) es más estable, pues presenta un rizado menor y menos picos. Finalmente, vemos que el puerto *isolated* (S_{14}) presenta un pico más pronunciado, y que cae aproximadamente a la misma frecuencia que el pico máximo de puerto *input*, frente a la anterior calibración, donde el puerto *input* presenta varios picos y ninguno coincide con el del puerto *isolated*.

6.7. CONCLUSIONES.

Tras la nueva calibración, se pueden obtener una serie de conclusiones, de las cuales ya hemos hablado en gran medida. En primer lugar, conviene resaltar que las respuestas tras la calibración con los estándares propios del analizador de red y los estándares creados para la medida de dichos circuitos no presentan grandes diferencias. De hecho, las respuestas del filtro de líneas son muy parecidas. Esto indica que la calibración hecha con los estándares del analizador era bastante buena, ya que la mejora con el nuevo kit de calibración ha sido poco significativa. Por otro lado, puesto que la frecuencia de trabajo es relativamente baja y la complejidad de los circuitos no es elevada, el margen de error y variación no era excesivamente grande, de ahí que las diferencias sean tan pequeñas.

Sin embargo, aunque las diferencias sean pequeñas, existen dichas diferencias. Tanto en el caso del filtro de líneas como en el del acoplador de líneas acopladas, las respuestas obtenidas tras la nueva calibración son más suaves, con menos fluctuaciones y con menor rizado, lo cual muestra una respuesta más estable, y ello indica que se han corregido más errores que con la anterior calibración. Además, en el caso del acoplador de líneas acopladas, en el puerto *through* hemos ganado algunos decibelios, lo cual es bastante importante, pues se pierde menos energía al transmitir la señal.

En definitiva, aunque la diferencia ha sido relativamente pequeña, se ha producido una mejora, lo cual indica la utilidad del juego de calibración. Además, a mayores frecuencias de trabajo y con dispositivos de mayor complejidad, las diferencias se hacen más notables, con lo cual ratifica la importancia de una buena calibración.