

# TEMA 1

## Introducción teórica a las prácticas de Laboratorio de Microondas

*El objetivo de este tema introductorio es describir cómo se va a estructurar el trabajo a llevar a cabo por parte de los alumnos y dar un somero repaso de lo que ya se vio en la asignatura Laboratorio de Medidas e Instrumentación, puesto que el entorno de instrumentación en el que se van a desenvolver las prácticas es, básicamente, el mismo. Además describiremos los principales accesorios y componentes que van a ser necesarios para las mismas: circuitos impresos, conectores, componentes SMD, cajas, etc.*

### **1. PLAN DE TRABAJO DURANTE EL CURSO**

La idea es, tal y como hemos dicho en el prólogo, la ejecución de un ciclo de diseño de producto en el campo de la RF y  $\mu$ W, de forma que se trabaje tanto la simulación como la ejecución real y el contraste de ambas. Por tanto, habrá un calendario general para todas las prácticas que se tendrá que cumplir por parte de los alumnos, con una evaluación más o menos continua en el tiempo, basada en el análisis de resultados en determinados hitos a lo largo del curso.

En las tablas siguientes podemos observar el plan de trabajo estándar que tendrán que seguir los diferentes grupos de prácticas. Como vemos, se trata de dos prácticas iniciales teóricas en las que se basa la posterior realización de la práctica propiamente dicha. La primera tarea consistirá en la confección de los grupos de trabajo, que deberán formarse por propia iniciativa de los alumnos. Serán grupos de 2 personas, numerados del 1 en adelante tanto para el día A de trabajo (1er. día de la semana) como para el día B (2º día).

El plazo para que los grupos de trabajo se formalicen lo delimita la tarea 9, en la que ya se comienza a trabajar individualmente, cada grupo en un día determinado y en un puesto de simulación. Cada grupo deberá enviar un 1er. Correo a los profesores de la asignatura indicando la formación del mismo, y su composición.

Se mantienen publicadas en la Intranet ADI de la asignatura la lista de prácticas a disposición de los grupos y sus guiones, además de la documentación adicional necesaria para la ejecución de la práctica, caso de haberla.

Cada práctica tiene una valoración diferente según sea su grado de dificultad de ejecución. Ese valor será la máxima nota a la que podrán aspirar los alumnos que las escojan. Los trabajos que tengan una nota máxima menor, podrán aspirar a un 10 si se ejecuta algún apartado extra de común acuerdo con los profesores de la asignatura: por ejemplo la implementación de una simulación en MOMENTUM, simulador electromagnético 2,5D de ADS.

La asignación de la práctica se hará, en principio, por orden de llegada a la elección de la misma, a no ser que los profesores entiendan que algún otro criterio prevalece. El sistema de reserva consistirá en un correo enviado a los profesores de la asignatura que, a continuación,

## Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas

comunicarán al resto qué prácticas han sido ya reservadas por medio de una actualización en la información disponible en ADI.

	horas	días	Sem	Creds	Hitos	Valoración
<b>práctica1: Introducción teórica</b>						
1. Explicación del Plan de Trabajo	0,5		1		Entrega	
2. Instrumentación y calibración	3,5		1			
2a. Medidas diferenciales	1		1			
3. Conectores RF y Microondas	0,25		1			
descanso	0,25		1			
4. Circuitos impresos: materiales, fabricación y acabados	0,25		1			
5. Mecanización de cajas y operaciones asociadas	0,25		1			
total 1	6	1,5	1	0,6		
<b>práctica2: Simulador ADS</b>						
6. Seminario ADS	2		1,2			
7. Simulación a nivel de circuito	5		1,2			
8. Simulación a nivel de sistema	3		1,2			
total 2	10	2,5	2	1		
<b>práctica3 : Estudio, diseño y medida de un circuito de <math>\mu</math>W</b>						
9. Simulación con componentes ideales y reales	6	1,5	3 a 12		E1	V1:Simulación
10. Diseño del Layout	6	1,5	3 a 12			
11. Simulaciones post-Layout	8	2	3 a 12		E2	V2:Post-Layout
12. Montaje y comprobación	4	1	3 a 12			
13. Medidas	4	1	3 a 12			
14. Medidas final (en común)	4	1	3 a 12			
15. Simulación del bloque diseñado formando parte de un sistema	2	0,5	3 a 12			
16. Extracción de resultados y documentación	2	0,5	3 a 12		E3	V3,V4,V5
total 3	36	9	12	3,6		V3:Montaje V4:Medidas V5:Sistema
<b>práctica4: Simulador Momentun</b>						
17. Seminario Momentum	4					
total 4	4	1	13	0,4		
<b>práctica5: Exposición</b>						
18. Exposición documentada de la práctica	4				Exposición	V6:Exposición
total 5	4	1	14	0,4		
<b>TOTAL</b>	<b>60</b>	<b>15</b>		<b>6</b>		
	<b>horas</b>			<b>Creds</b>		

### NOTAS IMPORTANTES:

- Nota Final sobre la valoración de la práctica elegida: 65% de (V1+V2+V3+V4+V5) + 35% de V6. Caso de ser un grupo de una sola persona, la valoración será diferente: 75% de (V1+V2+V3+V4+V5) + 25% de V6
- E3 debería incluir todos los resultados fundamentales de E1 y E2
- Los entregables serán documentos electrónicos en formatos .sxw de Open Office o .doc de Word

Tabla 1

Como vemos en esta primera TABLA –corresponde al año 2006- y en la siguiente – corresponde al año 2008-, la asignatura está prácticamente estructurada y se recomienda a todos los grupos que intenten cumplir el plan esbozado, sobretodo en lo que se refiere a las fechas de los entregables electrónicos que son la base de EVALUACIÓN. El no cumplir esto supondrá el suspenso en la asignatura, ya que no está contemplada la realización de un examen final, salvo en casos excepcionales.

Las primeras sesiones son comunes para los dos grupos –caso de existir-, aunque la especificidad del calendario anual de la signatura puede hacer variar esta planificación genérica. Este calendario anual estará en la intranet de la asignatura en ADI.

Aula Miramón		Laboratorio Diseño Electrónico		Laboratorio Diseño Electrónico	
<b>1 A y B Martes</b> 23/09/2008 5 horas	<b>2 A, B Martes</b> 30/09/2008	<b>2 A, B Miércoles</b> 01/10/2008 5 horas	<b>3 A, B Miércoles</b> 06/10/2008 5 horas	<b>4 A Martes</b> 14/10/2008 4 horas	<b>5 B Miércoles</b> 22/10/2008 4 horas
<b>A y B Introducción</b>	<b>A y B Semin ADS</b>	<b>A y B Semin ADS</b>	<b>A y B. Semin ADS</b>	<b>A Práctica 3</b>	<b>B Práctica 3</b>
1.PlandeTrabajo	7. ADScircuito(5h)	7. ADScircuito(1h)	7. ADScircuito(1h)	9. Simulación	9. Simulación(2h)
2. Calibración		7a. ADS sistema (2h)	7a. ADS sistema (2h)	10. DiseñoLayout (2h)	10. DiseñoLayout (2h)
2a. MedidasDiferenciales		8. Momentum(2h)	8. Momentum(2h)		
3. Cables/Conectores					
4. Circ. Impresos					
5. Componentes/Modelos					
6. Soldadura y Herramientas					
OPCION 17 a 19:30	OPCION 17:00 a 19:30	OPCION 17:00 a 19:30	OPCION 17:00 a 19:30		
<b>Laboratorio Diseño Electrónico</b>		<b>Laboratorio RF</b>		<b>Laboratorio Diseño Electrónico</b>	
<b>6 A Martes</b> 28/10/2008 4 horas	<b>7 A Martes</b> 04/11/2008 4 horas	<b>7 B Miércoles</b> 05/11/2008 4 horas	<b>8 A Martes</b> 11/11/2008 4 horas	<b>9 A Martes</b> 18/11/2008 4 horas	<b>10 B Miércoles</b> 26/11/2008 4 horas
<b>A Práctica 3</b>	<b>A Práctica 3</b>	<b>B Práctica 3</b>	<b>A Práctica 3</b>	<b>A Práctica 3</b>	<b>B Práctica 3</b>
10. DiseñoLay(2h)	10. DiseñoLay (2h)	10. DiseñoLayout (2h)	11. Simul.post-lay2 (4h)	12. Montaje	13. Medidas
11. Sim.post-lay1 (2h)	11. Simul.post-lay2 (2h)	11. Simul.post-lay2 (2h)			
			<b>VºBº</b>		
			<b>Entregable E2</b>		
<b>Laboratorio RF</b>		<b>Laboratorio Diseño Electrónico</b>		<b>NOTAS IMPORTANTES 2008:</b>	
<b>11 A Martes</b> 02/12/2008 4 horas	<b>12 A Martes</b> 09/12/2008 4 horas	<b>12 B Miércoles</b> 10/12/2008 4 horas	<b>Aula Miramón</b>	1. Es muy probable que el día de clase se limite al Miércoles, por tanto con un único grupo, dado que se calcula un máximo de alumnos de 22.	
<b>A Práctica 3</b>	<b>A Práctica 3</b>	<b>B Práctica 3</b>	<b>13 A Martes</b> 16/12/2008 4 horas	2. La etapa inicial de clases comunes (color naranja) es para los dos grupos y hay una opción de utilizar el horario de 17:00 a 19:30 de la tarde del Miércoles para la misma si al final son necesarias las 5 horas que faltarían para completar las 60.	
13. Medidas	15. Simul. Sistema	15. Simul. Sistema	<b>A Práctica 3</b>		
	17. Document	17. Document			
	<b>Entregable E3</b>	<b>Entregable E3</b>			
	Horas Comunes	Total			
	Horas Comunes Opcionales	5			
	Horas Grupo A	40			
	Horas Grupo B	40			

Tabla 2

El soporte documental de la asignatura son estas Notas de Clase, disponibles en Reprografía, y los Guiones de las prácticas individuales, que estarán en la Intranet ADI. En esta misma se colocarán también las transparencias utilizadas en alguno de los Seminarios.

## !!!NOTAS MUY IMPORTANTES!!!!

- La asistencia a estas primeras clases conjuntas es fundamental para abordar sin problemas el desarrollo de la práctica.
- El ser una asignatura eminentemente práctica NO SIGNIFICA que no se deba PREPARAR LA PRÁCTICA antes de entrar en el Laboratorio en la Tarea 9 a simular. De ahí que sea IMPRESCINDIBLE leer atentamente el Tema 3 de estas Notas y respetar las instrucciones que afectan a todo el proceso de Simulación + Fabricación + Ejecución de Medidas + Entregables + Archivado Final.
- Es fundamental leer el guión y entender el significado de las especificaciones para no cometer errores que signifiquen pérdidas de tiempo y, consiguientemente, tiempo extra de dedicación.
- Cumplir con la planificación facilitará el trabajo de evaluación en tiempo real que deben llevar a cabo los profesores de la asignatura.
- Caso de ser necesaria la realización de un examen, consistirá en desarrollar una práctica comprimida en el tiempo (pequeño proyecto ADS + medidas) que se evaluará con el mismo sistema que la práctica normal.
- Al final de este Tema 1 hay un Cuestionario que todos los grupos deberán contestar en el Entregable 1, referido a los conceptos de calibración y medidas que se van a explicar a continuación.

## 2. INSTRUMENTOS DE ALTA FRECUENCIA Y PRECISIÓN DE LA MEDIDA

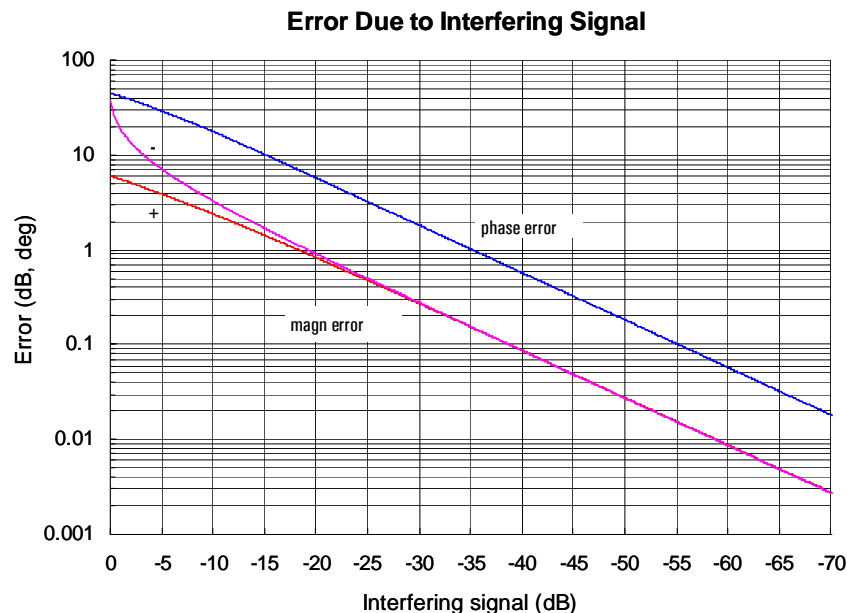
Esta asignatura se basa en los conocimientos adquiridos en LABORATORIO DE MEDIDAS E INSTRUMENTACIÓN del 2º semestre de 3º. En la misma, se manejaron los mismos instrumentos que se van a utilizar ahora: Analizador de Redes, Analizador de espectros, Generadores de Señal e instrumentación auxiliar como fuente de alimentación, polímetro, etcétera. Estos instrumentos y su proceso de calibración básico se consideran conocidos y por tanto se aconseja acudir a las transparencias de esa asignatura si queremos refrescar conocimientos. Especialmente interesantes son las transparencias del Analizador vectorial de Redes en los que se habla de la Calibración del instrumento.

De todas formas, en pocos pasos vamos a ver las principales causas de imprecisión en las medidas, para que seamos conscientes de que el ejecutar una medida con precisión (¿cuánta?) en RF y  $\mu\text{W}$  no es una cuestión sencilla.

### 2.1 Margen Dinámico

El principal factor para poder medir con precisión es tener el suficiente margen dinámico, de forma que podamos distinguir la respuesta propia del dispositivo de las señales espurias y ruido procedente tanto del propio instrumento como del exterior. Es evidente, tal y como vemos en la gráfica siguiente, que si queremos minimizar el error en la medida, las señales interferentes, sean ruido o de otro tipo, deberán estar a una distancia considerable en dB.

El error de magnitud se calcula como  $20 \cdot \text{Log} [1 \pm \text{señal interferente}]$  y el error de fase como arc-tangente [interferente-señal], donde la señal interferente se expresa en unidades lineales. Se ve como una señal interferente de 0dB resulta en + 6dB de error cuando se suma en fase con la señal deseada y  $-\infty$  dB cuando se cancelan.



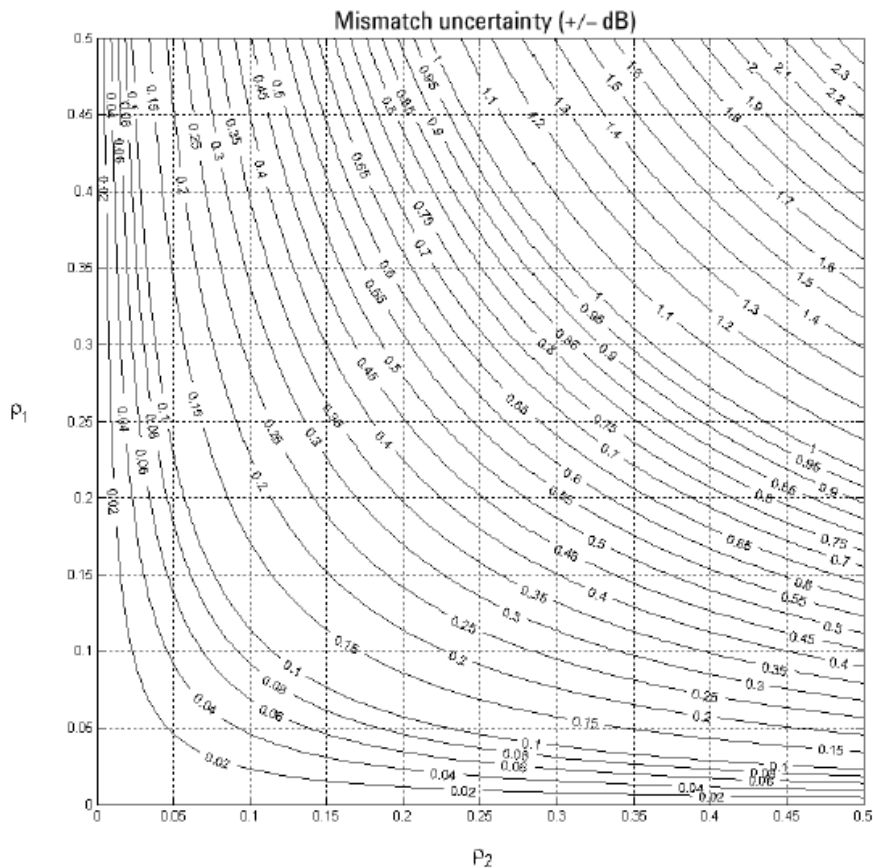
Veámoslo con un ejemplo numérico: para conseguir un error de magnitud  $< 0,1\text{dB}$  y un error de fase  $< 0,6^\circ$ , el piso de ruido debe estar a más de 39dB de la potencia de señal deseada medida, donde el piso de ruido puede estar formado por más señales que meramente ruido: p. ej. el residuo de la fuente de señal que se cuela al receptor a través de la directividad no infinita del

acoplador direccional de entrada al analizador. Es decir, que para conseguir este nivel de exactitud al medir un rechazo de 80dB necesitaremos un margen dinámico de 119dB en el instrumento. Esta cifra nos define (con otras que la complementan) la calidad del instrumento de medida.

## 2.2 Desadaptación de impedancias

Es otro de los factores importantes a la hora de mantener una correcta precisión en las medidas. Tanto la fuente de la señal de medida (cuando exista) como la carga que termina el acceso de salida del DUT (Device Under Test) deben ser de gran calidad para obviar la influencia de la instrumentación en la medida a realizar. También tendremos que controlar la impedancia y calidad de los cables de interconexión si no queremos falsear completamente la medida del DUT.

Si las propias pérdidas de retorno del DUT son bajas, del orden de < 10dB, darán lugar a medidas no muy fiables → Se ve claro con la siguiente gráfica, en la que se representa el error de medida máximo o incertidumbre que ocurre cuando una señal se encuentra un punto con dos coeficientes de reflexión, uno de generador y otro de carga → así, si  $\rho$  es 0,1 en ambos casos, la incertidumbre de medida sería de aproximadamente 0,09dB.



Esta gráfica está extraída de la Nota de Aplicación:

*Agilent Fundamentals RF and Microwave Power Measurement Part3, Application Note 1449-3*, que podemos encontrar en la Web de Agilent, uno de los líderes en instrumentación de RF y  $\mu$ W.

Observamos en la figura, que si uno de los coeficientes de reflexión ( $\rho_1$ ) es muy bajo, por ejemplo 0,05 (pérdidas de retorno de -26dB, SWR = 1,11), vemos siguiendo la línea horizontal que incluso cuando  $\rho_2$  es del orden de 0,5 la incertidumbre en la medida debida a la desadaptación es < 0,2dB. Si asociamos estos números al caso de un generador y su carga,

demostraría la importancia de trabajar con un buen generador, con la mejor especificación posible en cuanto a SWR en su salida.

Un caso muy concreto de esto sería, por ejemplo, la medida de características de transferencia de un filtro con bajas pérdidas de retorno de 6dB → si el instrumento de medida es bueno, con una VSWR de 1,1 el error máximo que se me produciría en la medida sería del orden de 0,2 dB en la respuesta  $S_{21}$  → es, en principio, asimilable a no ser que la precisión exigida sea mayor, en cuyo caso habría que ir a instrumentos de mayor calidad aún.

Si la aplicación es la de medida de señal con un Sensor de Potencia, la especificación de Relación de Onda Estacionaria de éste se vuelve fundamental a la hora de medir con exactitud la potencia entregada por un dispositivo generador, oscilador, emisora, etc.

En la tabla siguiente vemos resumida la relación numérica entre módulo de coeficiente de reflexión, SWR, Pérdidas de Retorno y Potencias Transmitida y Reflejada (proporcional a  $|\rho|^2$ ). Existen en la red calculadoras que facilitan la generación de esta Tabla. Una de ellas la podemos descargar de la dirección <http://www.vnahelp.com/products.html>

COEFICIENTE DE REFLEXIÓN	PERDIDAS DE RETORNO	VSWR	POTENCIA REFLEJADA	POTENCIA TRANSMITIDA
0,00	$-\infty$	1,0	0 %	100 %
0,024	-32,26	1,05		
0,048	-26,44	1,1		
0,05	-26,02dB	1,105	0,25%	99,75%
0,1	-20dB	1,222		
0,111	-19,8dB	1,25	1.2 %	98.8 %
0,15	-16,48dB	1,353		
0,20	-13,98dB	1,5	4.0 %	96.0 %
0,25	-12,04dB	1,667	6.25%	93.75
0,273	-11,9dB	1,75		
0,3	-10,46	1,857	9 %	91 %
0,333	-9,54dB	2,0		
0,50	-6,02dB	3,0	25.0 %	75.0 %
0,71	-2,9dB	6,0	51.0 %	49.0 %
1,00	0dB	-	100 %	0 %

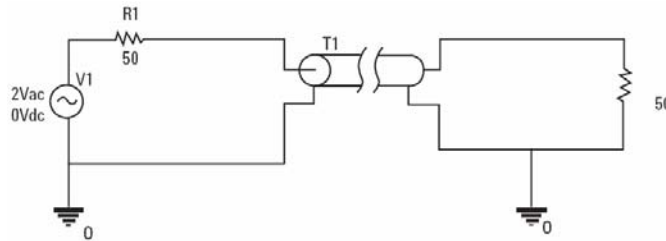
Todo esto nos lleva a la principal conclusión: tener bajo control la incertidumbre por desadaptación significa reducir al máximo los coeficientes de reflexión de todas las líneas de transmisión e instrumentos que forman parte de nuestro sistema de medida. Como 1ª Regla, por tanto, tendremos que deberemos utilizar la instrumentación con el más bajo VSWR posible. También los cables deberán ser de buena calidad para las frecuencias en las que trabajemos.

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

Vamos a ver un ejemplo concreto para ver el orden de magnitud de los errores que se puede producir en la realidad de un laboratorio de RF y dar una lista de medidas que podemos tomar para minimizar los riesgos.

**EJEMPLO1:** Sean un generador de  $50\Omega$  y un sensor o medidor de potencia, también de  $50\Omega$ , que se conectan por error mediante un cable ideal de  $75\Omega$  con conectores BNC → son mecánicamente compatibles, por lo tanto es una caso que se puede dar diariamente en un Laboratorio de RF.

Tenemos que ver el efecto que produce sobre la potencia medida, y ver el error que se comete en función de la frecuencia.



Si consideramos frecuencias bajas, el cable será de longitud despreciable y la tensión de generador se repartirá entre dos  $R$  de  $50\Omega$  → habrá  $V_{ac}$  en la carga → a medida que suba la frecuencia la potencia que se disipa fluctuará alrededor de ese valor con un valor máximo y un valor mínimo.

Según se demuestra en la Nota de Aplicación citada anteriormente las cotas de la incertidumbre de desadaptación, expresada en dB, son:

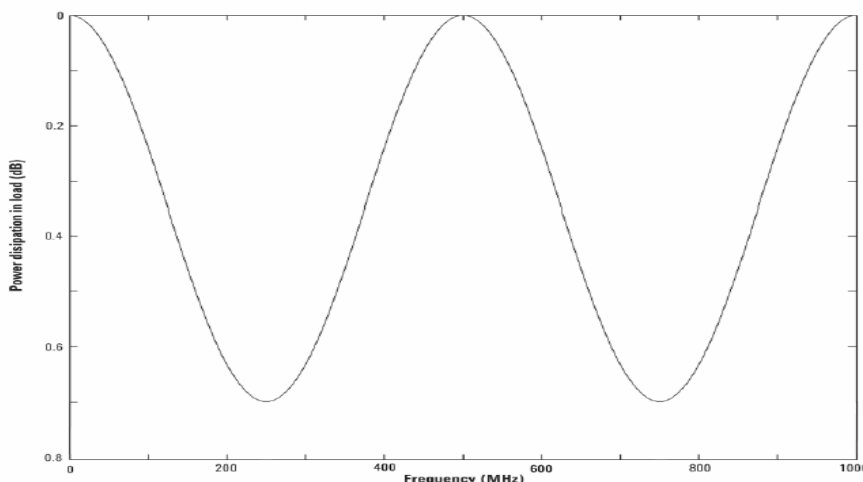
$$M_{u \max} = 10 \log (1 + \rho_g \rho_\ell)^2$$

$$M_{u \min} = 10 \log (1 - \rho_g \rho_\ell)^2$$

, que son dos valores ligeramente diferentes pero con muy poca diferencia. Por eso en la gráfica anterior se maneja una sola cota, la del caso peor. En este caso y para  $|\rho|: 0,2$  tanto para el generador como la carga, las cotas de la incertidumbre de desadaptación de impedancias son:

$$+0,341\text{dB} \geq M_u \geq -0,355\text{dB}$$

Como vemos en la gráfica anterior la curva para  $0,2$  daba el caso peor de  $0,35\text{dB}$ . Por tanto la magnitud de la potencia en la carga oscilara entre estos límites y tendrá un valor de  $0,7\text{dB}$  pico a pico, tal y como vemos en la Nota de Aplicación para un cable de un retardo de  $1\text{ns}$  o de longitud  $200\text{mm}$  en un cable práctico de  $75\Omega$ :

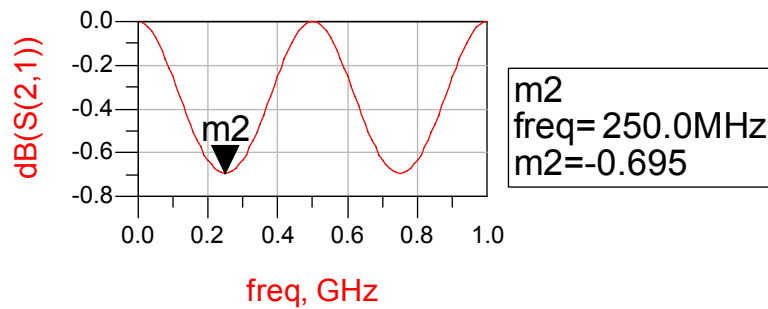




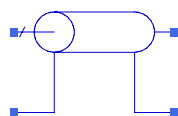
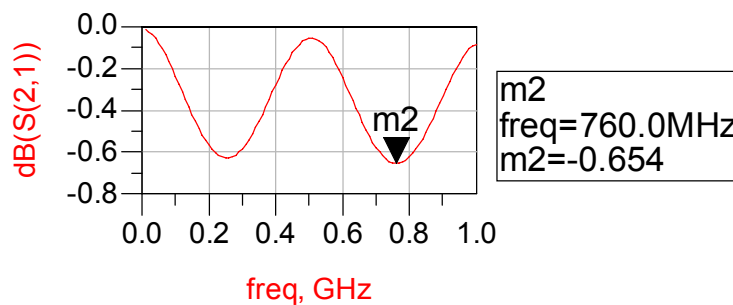
Es fácil intuir que estas condiciones de desadaptación también van a producir un error en la medida de las fases, tanto de los coeficientes de reflexión como de los parámetros de transmisión. En este caso, la calculadora citada nos dice que el error en la medida será, como máximo, de:

$\text{Ang.}(M_u) \leq \pm \sin^{-1}(\rho_s \rho_l) \leq \pm 2,292^\circ$ , con lo que vemos que las desadaptaciones pueden tener efectos importantes también sobre los modernos sistemas de modulación digital → recordad los ejemplos del TEMA 1 de la asignatura de Microondas en 4º, donde veíamos el efecto que producían las reflexiones sobre los pulsos transmitidos.

Si este caso lo simulamos en ADS, obtenemos lo siguiente:



Hemos considerado una línea ideal de longitud eléctrica 90° en 250MHz y vemos que, efectivamente la incertidumbre de medida producida por la desadaptación tiene 0,695dB pico a pico. Si lo hacemos con una línea real, por ejemplo un coaxial de 75Ω tipo RG-59:



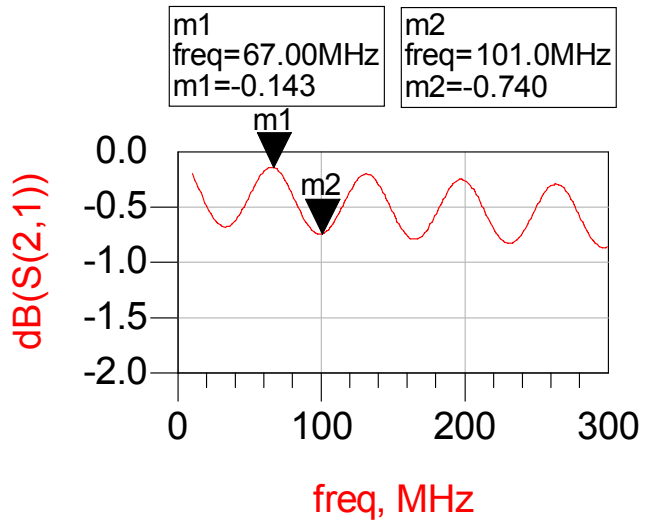
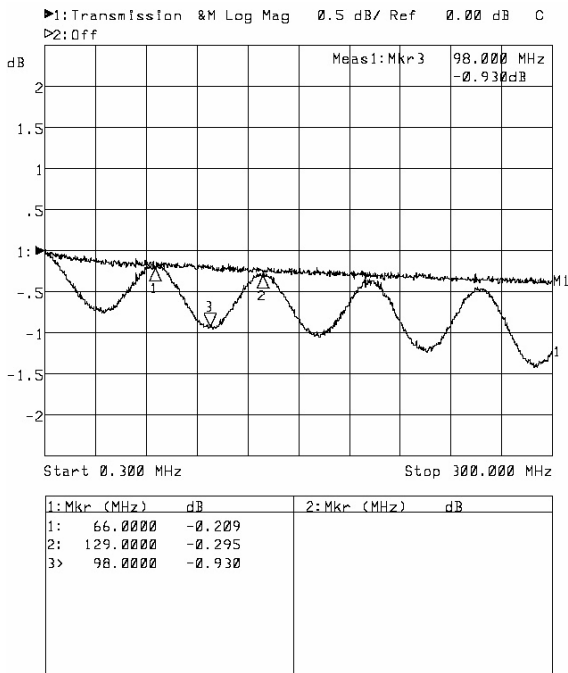
COAX  
TL5  
Di=0.58 mm  
Do=3.64 mm  
L=195 mm  
Er=2.2957  
TanD=0.0005  
Rho=1

Frequency (GHz)	Nom. attenuation (dB / m) sea level 25° C ambient temperature
0.15	0.137
0.30	0.199
0.45	0.248
0.60	0.291
0.75	0.330
0.90	0.366
1.05	0.399

, donde vemos que las pérdidas del cable apenas influyen y que la impedancia del mismo no es exactamente 75Ω puesto que los dB pico a pico de incertidumbre han bajado. De todas formas, la aproximación es buena.

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

Si ahora pasamos a la realidad de verdad → lo medimos en el Laboratorio con el Analizador de Redes de 50Ω y un cable de 75Ω con conectores F y de longitud aproximadamente de 1,5m → comparamos los resultados de simulación y medida.



El resultado real se ajusta bastante a la simulación, con la salvedad de que las pérdidas son ligeramente superiores debido al uso de una transición F-BNC que no se incluye en el calibrado y también la incertidumbre es mayor debido a la desadaptación causada por esta transición. Lo cual nos lleva a un error de 0,5dB, que es grande para esta medida en concreto.

La línea continua de la medida corresponde a un cable de 50Ω de una longitud algo menor.

La conclusión es que cuando queramos hacer medidas que lleguen a la décima de dB de precisión deberemos ser muy conscientes de si el montaje de medida que realicemos va a ser capaz de asumirlo y lo haremos a través del control de la incertidumbre de medida. Vamos a dar una serie de **CONSEJOS PRACTICOS** para minimizar los errores de medición.

1. Seleccionar el equipo de pruebas que tenga la menor ROE posible
2. Minimizar la longitud de los cables y que sean de buena calidad
3. Seleccionar conectores adecuados y mantenerlos limpios
4. Evitar los conectores deformados mecánicamente. Calibrarlos periódicamente
5. Sustituir inmediatamente cualquier cable o conector averiado, desgastado o deteriorado
6. No fabricarse sus propios cables para altas frecuencias, a menos que se prueben antes de utilizarlos
7. Utilizar el menor número posible de adaptadores
8. Si es posible, usar cables semi-rígidos para las conexiones que deban quedar permanentemente establecidas
9. Atenerse a las recomendaciones del fabricante del cable en cuanto al radio mínimo de curvatura
10. Fijar el equipo de medida al banco de trabajo si es posible (o apilarlo en un bastidor)

11. No apretar demasiado los conectores ni dejar que se aflojen. Utilizar para ello una llave dinamométrica adecuada
12. No combinar familias de conectores dispares, aunque encajen (¡¡¡N50 → N75!!!)
13. Evitar las temperaturas extremas

En resumen, debemos tener bajo control, las características de RF (muy ligadas en este caso a un buen comportamiento mecánico) de todos los instrumentos y accesorios del sistema de medida.

Si con todo esto no conseguimos la suficiente calidad para realizar la medida que pretendemos, deberemos echar mano de **técnicas avanzadas** para mejorar la precisión. De entre ellas podemos destacar las más utilizadas:

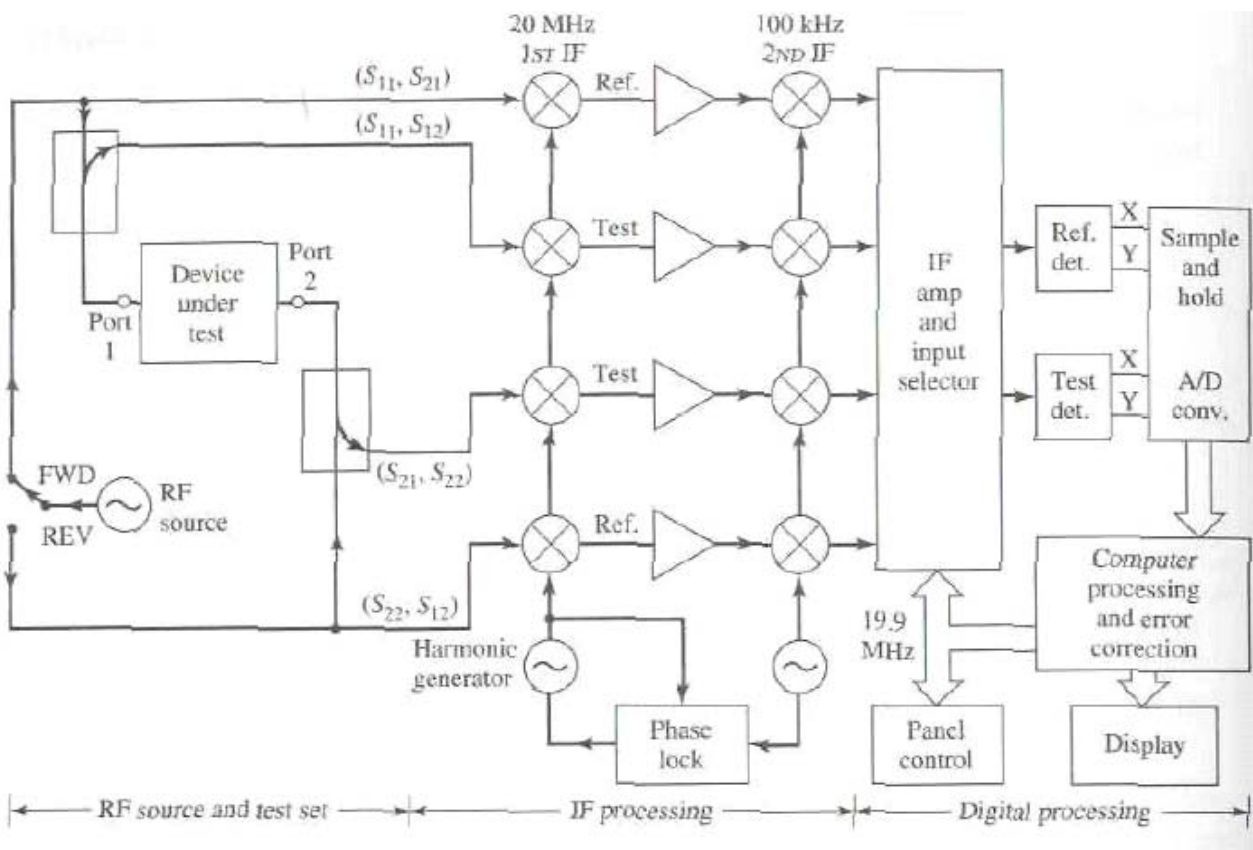
- Utilización de un ATENUADOR: es la más común, mejoramos la ROE del sistema de medidas a costa de una merma en el margen dinámico, pero sin reducir (en principio) el ancho de banda. Se suele colocar en el extremo del sistema que peores pérdidas de retorno presenta y se emplea para potencias medias.
- Utilización de AISLADORES en lugar de atenuadores, de forma que reducimos las señales indeseadas reflejadas en puntos de desadaptación sin mermar apenas el margen dinámico. El inconveniente está en que los aisladores son dispositivos de banda estrecha y, por lo tanto, limitamos la banda. Se usan sobretodo con potencias altas, donde el atenuador es contraproducente y en potencias muy bajas donde las bajas pérdidas evitan el enmascaramiento de la señal por el ruido térmico.
- Realización de MEDIDAS RELATIVAS en lugar de medidas absolutas: en muchas ocasiones es suficiente comparar bajo el mismo sistema nuestro equipo con otro que sabemos que cumple ciertos requisitos → evitamos la necesidad de instrumentación muy precisa, que puede llegar a ser muy cara.

### 2.3 Calibración

La calibración de los modernos equipos de RF y  $\mu W$  nos permite obviar los errores sistemáticos que se producen debido a la no idealidad de dichos equipos: respuesta no uniforme en frecuencia, aislamiento no infinito entre accesos, adaptaciones no ideales, etc.  $\rightarrow$  es imposible fabricar hardware perfecto y aunque lo fuera el coste económico de hacerlo sería prohibitivo  $\rightarrow$  el calibrado es la solución para tener una gran exactitud de medida manteniendo el equilibrio entre costo del equipo y sus prestaciones.

El instrumento típico que hace uso extensivo de la calibración es el Analizador de Redes, por ser el que más posibilidad tiene de errores sistemáticos. Veamos un diagrama genérico simplificado de este tipo de instrumento. Eso nos ayudará a entender mejor el significado de la calibración.




La idea es poder medir los parámetros S de elementos pasivos y activos, para lo cual la fuente de señal se suele hacer barrer en un ancho de banda determinado adecuado para el DUT. A continuación hay un gran bloque que es un reflectrómetro de 4 accesos, en el que con unos acopladores direccionales de alta calidad y gran ancho de banda, conseguimos discriminar los parámetros de transmisión y reflexión. La conmutación de la fuente permite analizar tanto los parámetros de entrada como de salida.



Las señales son procesadas con una doble conversión a FI y posteriormente digitalizadas para hacer el procesado matemático y la visualización. La gran potencia de cálculo existente hoy en día permite convertir fácilmente los parámetros S a ROE, Pérdidas de Retorno (lo más habitual), retardo de grupo, impedancia, etc. Y además, poder hacer la Transformada Inversa de Fourier de forma que los datos de frecuencia los podamos transformar en datos en el dominio del tiempo.

La calibración nos permite tener bajo control los errores de desadaptación de los acopladores, su directividad limitada y las respuestas no constantes con la frecuencia. Veámoslo en la figura siguiente.

## Measurement Error Modeling

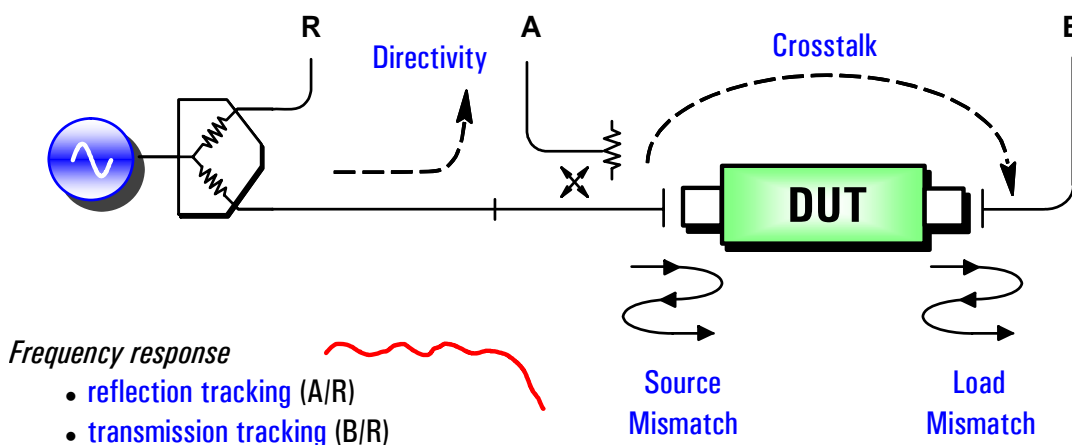
-  **Systematic errors**
  - due to **imperfections** in the analyzer and test setup
  - assumed to be **time invariant** (predictable)
-  **Random errors**
  - **vary** with time in random fashion (unpredictable)
  - main contributors: instrument **noise**, switch and connector **repeatability**
-  **Drift errors**
  - due to system performance changing **after** a calibration has been done
  - primarily caused by **temperature variation**



Los errores sistemáticos son los que podemos minimizar con el proceso de calibración, mientras que los aleatorios no se verán mejorados. Con la re-calibración periódica conseguiremos compensar las fluctuaciones del estado del instrumento en el tiempo, sobre todo debidas a los cambios de Temperatura. Por tanto la periodicidad de la re-calibración dependerá de la estabilidad del entorno en el que se hace la medida.

Veamos un resumen de los errores sistemáticos:

## Systematic Measurement Errors



**Six forward and six reverse error terms yields 12 error terms for two-port devices**

## Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas

Los errores debidos a las imperfecciones en los aislamientos son la directividad y el acoplo entrada-salida (Crosstalk o Diafonía). Los debidos a las desadaptaciones o reflexiones que se producen en la entrada y salida del DUT y en los accesos (puertos) 1 y 2. Y los que se deben a una respuesta no constante en los receptores son dos: el seguimiento de reflexión y el de transmisión o respuestas en frecuencia. Todo ello da lugar a 6 errores principales que en el caso de los Analizadores de parámetros S con conmutación de fuente (medidas directa e inversa) se convierten en los 12 errores sistemáticos que corrige un sistema de calibración estándar.

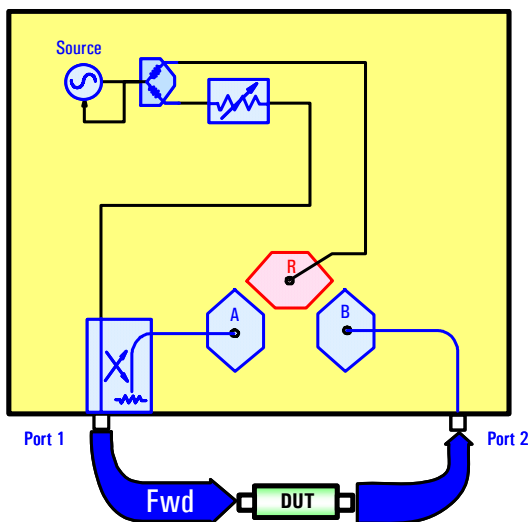
Tenemos dos sistemas principales para la calibración de los equipos:

- La Normalización o RESPONSE, sólo compensa los errores de respuesta frecuencial → se conecta la salida y entrada del analizador con un THRU y se memoriza la traza de referencia → cualquier medida posterior se divide (se resta en dB) por esa memoria. Un método más avanzado de esta calibración es el método de la media en las medidas de reflexión, donde se hace la media entre un corto y un abierto del puerto calibrado.
- La corrección vectorial de errores, que necesita un analizador que sea capaz de medir módulo y fase. Necesitamos un KIT de calibración, y permite la eliminación de todos los errores sistemáticos. La conocida calibración short-open-load-through o SOLT es de este tipo y se trata de medir los errores producidos por estándares conocidos y luego eliminarlos matemáticamente de las medidas

Esta última calibración se subdivide en **1-puerto** cuando solo calibramos lo que tiene que ver con el coeficiente de reflexión de entrada (directividad, adaptación fuente y respuesta frecuencial reflexión) y **2-puertos o FULL 2-PORT**, donde realizamos la calibración de los dos accesos y controlamos los 12 errores sistemáticos. En los ejemplos siguientes veremos una síntesis de estas dos calibraciones.

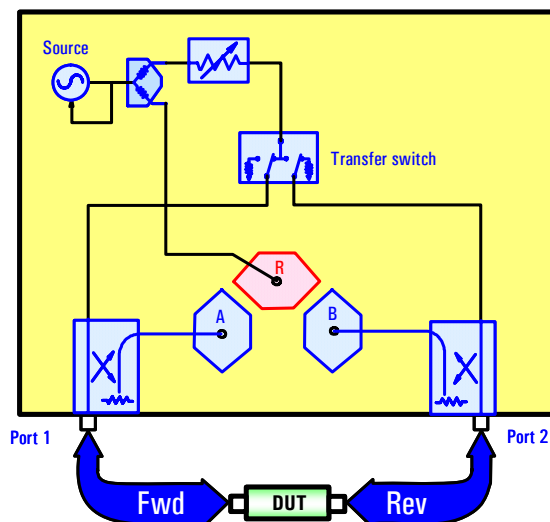
Los analizadores que permiten la calibración completa y la medida completa en ambos sentidos (SET de Parámetros S) son, evidentemente, mucho más caros que los que sólo permiten la medida en un sentido (T/R).

### Transmission/Reflection Test Set



- RF always comes out port 1
- port 2 is always receiver
- response, one-port cal available

### S-Parameter Test Set



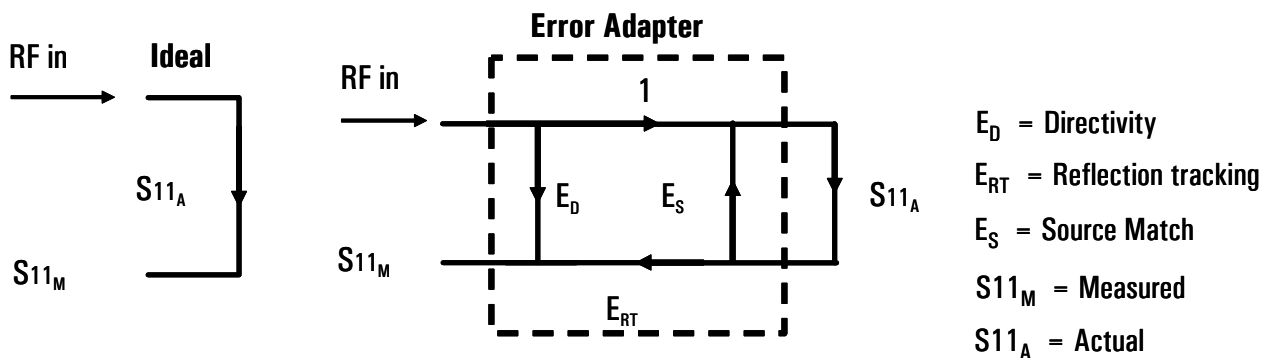
- RF comes out port 1 or port 2
- forward and reverse measurements
- two-port calibration possible

La respuesta típica de los estándares que se utilizan está almacenada en el interior del instrumento, de esta forma éste siempre sabe cual es su estado actual por comparación con los datos medidos del KIT. Por tanto, **para alcanzar la mayor precisión deberemos hacer coincidir el fichero de calibración al que va a acudir el instrumento con el KIT usado en la calibración real. Si usamos KIT-s de calibración propios (de usuario), como es el caso de este Laboratorio, estos deben ser caracterizados y almacenados en un fichero de KIT de usuario: en nuestro caso será el User Cal Kit B.**

Debemos tener muy en cuenta que la calibración puede ser contraproducente en algunos casos, pues nos puede obviar problemas de nuestro sistema de medidas → el caso más típico es el de los **cables defectuosos** → la calibración puede considerar un cable defectuoso como un error sistemático y por lo tanto lo va a englobar en los coeficientes de error, pero esto puede suponer un empeoramiento claro en la precisión, margen dinámico, ancho de banda,...y sobretodo en la **repetitividad** de las medidas.

Un caso bastante habitual y que produce enorme frustración y enojo cuando ocurre, es cuando se produce una pérdida de días e incluso semanas de trabajo debido al uso de un cable defectuoso en el sistema de medidas y la calibración nos camufla la existencia del mismo.

**EJEMPLO 2:** veamos el caso más sencillo de calibración vectorial, el de 1-puerto. En la figura vemos lo que se denomina como un Diagrama de Flujo de Señal (Signal Flow Graphs), herramienta muy utilizada para analizar las redes de Microondas en términos de señales reflejadas y transmitidas → en el diagrama observamos que los errores sistemáticos los englobamos en un cuádrupolo de error que hace que la medida  $S_{11M}$  no coincida con la  $S_{11A}$  real. Este Adaptador de Error engloba los tres errores sistemáticos que afectan a la entrada: directividad del acoplador  $E_D$ , respuesta en frecuencia del receptor de reflexión  $E_{RT}$  y desadaptación del acceso  $E_S$



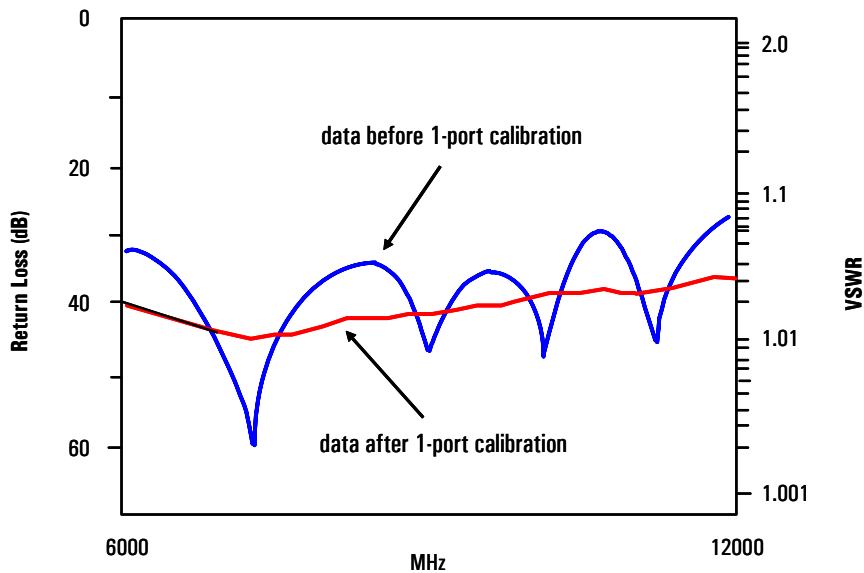
Contamos con una ecuación que se deriva del diagrama de flujo de la figura:

$$S_{11M} = E_D + E_{RT} \left[ \frac{S_{11A}}{1 - E_S S_{11A}} \right]$$

, y con tres conocidos estándares de calibración, el corto, el abierto y la carga, que dan lugar a tres ecuaciones con tres incógnitas → permiten la resolución de las ecuaciones, deducir los términos de error sistemático y calcular el coeficiente de reflexión del dispositivo a partir del medido.

La deducción de la ecuación la podemos encontrar en la referencia [1.1], en el apartado 4.5, donde tenemos una explicación exhaustiva de los diagramas de flujo de señal y sus reglas.

En cuanto al resultado de la calibración en la figura podemos ver las respuestas antes y después de la calibración.



¿Cómo afecta la calibración de 1-puerto a las medidas de un 2-accesos? Si existe aislamiento salida-entrada, como en los amplificadores, la terminación del acceso 2 no tendrá consecuencias en la medida. Pero si el aislamiento es bajo, como en los filtros o cables, la calidad de la terminación es determinante y la necesidad de una calibración de 2-puertos empieza a estar clara.

Si contamos exclusivamente con un analizador tipo T/R como es el 8714ET de AGILENT, la solución más sencilla puede ser utilizar un atenuador que aumente la exactitud como carga del puerto de transmisión del analizador. Lo vemos en el ejemplo siguiente.

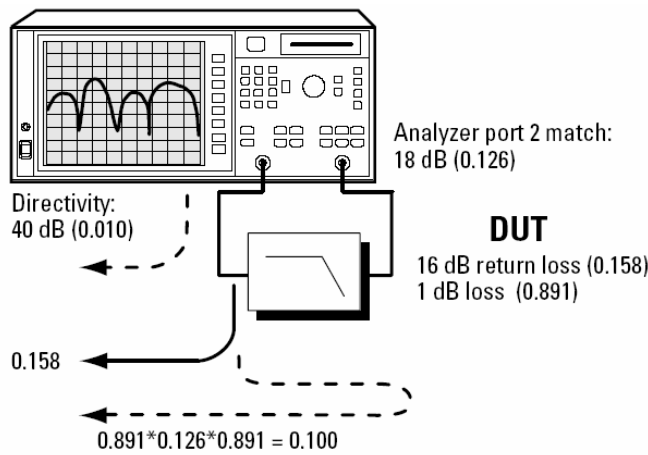
**EJEMPLO 3:** Calcularemos las cifras de incertidumbre en la medida del coeficiente de reflexión de entrada en un analizador tipo Transmisión/Reflexión (T/R), tipo 8714ET, para un filtro pasivo con las siguientes características: 16dB de pérdidas de retorno y 1dB de pérdidas de paso.

Si queremos medir con la máxima exactitud las pérdidas de retorno de entrada del filtro con el 8714ET, la calibración que vamos a realizar es la de 1-puerto. Tendremos dos opciones para medir:

1. Medir exclusivamente S11, con lo que podemos cargar la salida del filtro con una carga de gran calidad (la del KIT bastaría) y así no afectaríamos la entrada con la incertidumbre provocada por la salida.
2. Medir simultáneamente la transmisión S21, con lo que la S11 quedará afectada por la calidad del puerto 2 como carga, que sabemos no es muy buena → la vía más eficiente para aumentar la precisión es colocar un atenuador justo en el puerto 2 con lo que mejoraremos su comportamiento como carga → la cifra de mejora será justo el doble del valor del atenuador.

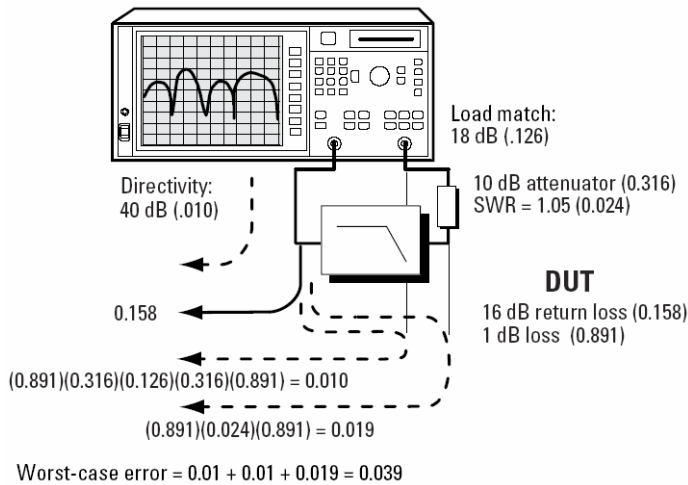
Veamos los números de este 2º caso, con la contribución de todos los coeficientes de reflexión presentes, tal y como vemos en la figura. Los coeficientes de reflexión se suman en unidades lineales. Se considera también el efecto debido a la directividad finita del acoplador de entrada del analizador, aunque su contribución sería prácticamente despreciable. La contribución de las pérdidas de retorno del puerto 2 se ven afectadas dos veces por las pérdidas de inserción del filtro, una de ida y otra de vuelta.





**Measurement uncertainty:**  
 $-20 * \log (.158 + 0.100 + 0.010)$   
 $= 11.4 \text{ dB } (-4.6 \text{ dB})$   
 $-20 * \log (0.158 - 0.100 - 0.010)$   
 $= 26.4 \text{ dB } (+10.4 \text{ dB})$

El resultado es bastante llamativo: ¡las pérdidas de retorno pueden oscilar 15dB (+10,4/-4,6dB) alrededor del valor central de 16dB! → Esto puede tener como consecuencia que el filtro no pase la especificación deseada y sea rechazado como filtro no válido, cosa que no sería cierta. Veamos ahora la mejora que se produce por añadir un atenuador de calidad, de 10dB y con ROE =1,05 (-32,26dB RL) en el puerto 2.



**Measurement uncertainty:**  
 $-20 * \log (0.158 + 0.039)$   
 $= 14.1 \text{ dB } (-1.9 \text{ dB})$   
 $-20 * \log (0.158 - 0.039)$   
 $= 18.5 \text{ dB } (+2.5 \text{ dB})$

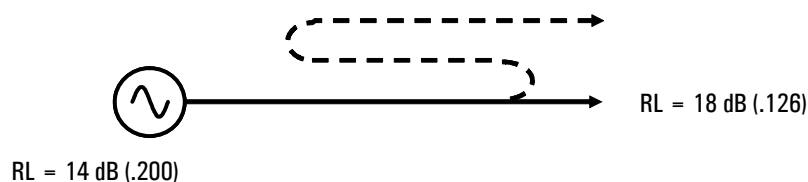
La adaptación efectiva del Puerto 2 ha mejorado hasta:

$$28,6 \text{ dB} = -20 * \text{Log}[10 \exp(-32.3/20) + 10 \exp(-(2 * 10 + 18)/20)]$$

, que como vemos es la combinación de los 32,3dB del atenuador y los 38dB del analizador con el Atenuador.

La incertidumbre mejora a +2,5dB/ -1,9dB, una cifra mucho más razonable y que sólo podremos mejorar si pasamos a utilizar la calibración como sistema de eliminar parte de los errores que tiene nuestro sistema de medida.

**EJEMPLO 4:** Veremos ahora, con las transparencias de este tema, una comparación entre las incertidumbres de medida resultantes para el filtro del ejemplo anterior en **transmisión**, para las calibraciones RESPONSE y ENHANCED RESPONSE.



Si suponemos estas cifras típicas para el puerto 1 y 2 en la conexión del THRU vemos que ya los datos de calibración contarán con un rizado de:

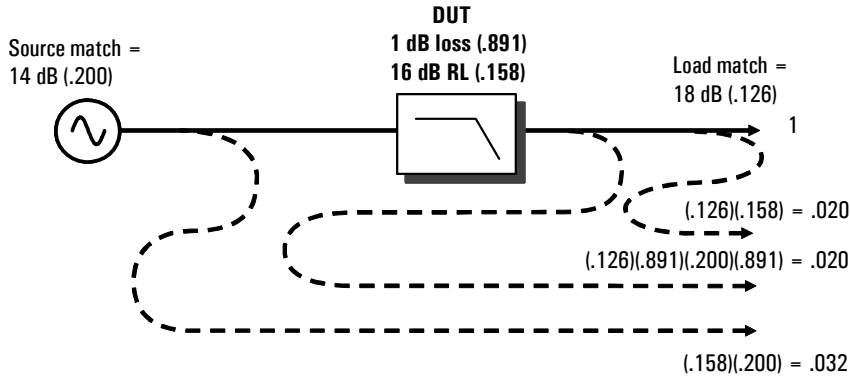
**Calibration Uncertainty**

$$= (1 \pm \rho_s \rho_l)$$

$$= (1 \pm (.200)(.126))$$

$$= \pm 0.22 \text{ dB}$$

Al insertar el filtro tendremos la siguiente situación, en cuanto a las ondas y coeficientes de transmisión:



Vemos las tres principales señales de error: desadaptación fuente-DUT, desadaptación DUT-carga, y reflexión de esta en la entrada del filtro que pasa dos veces y por tanto se atenúa dos veces.

La señal deseada está normalizada a 1 y las reflexiones contribuirán con signo + y – en el peor de los casos, cuando las fases coincidan o estén 180° desfasadas. Así, el valor de la incertidumbre de medida será:

**Measurement uncertainty**

$$= 1 \pm (.020 + .020 + .032)$$

$$= 1 \pm .072$$

$$= + 0.60 \text{ dB}$$

$$- 0.65 \text{ dB}$$

Si a este valor le sumamos (también caso peor) la incertidumbre de calibración:

$$+0.60 + 0.22 = + 0.82 \text{ dB}$$

$$-0.65 - 0.22 = - 0.87 \text{ dB}$$

, lo que da +-0,85 aproximadamente, un error considerable para un filtro de 1dB de pérdidas de paso.

Si ahora vemos la situación en el caso de ENHANCED RESPONSE → la principal diferencia es que vamos a obviar la desadaptación de la fuente en base a realizar una calibración del puerto 1 en reflexión, con el corto, abierto y carga, y el THRU para la transmisión → la principal consecuencia es que la adaptación de la fuente pasa a ser de 35dB ( $10^{(-35/20)} = 0,0178$ ) Así:

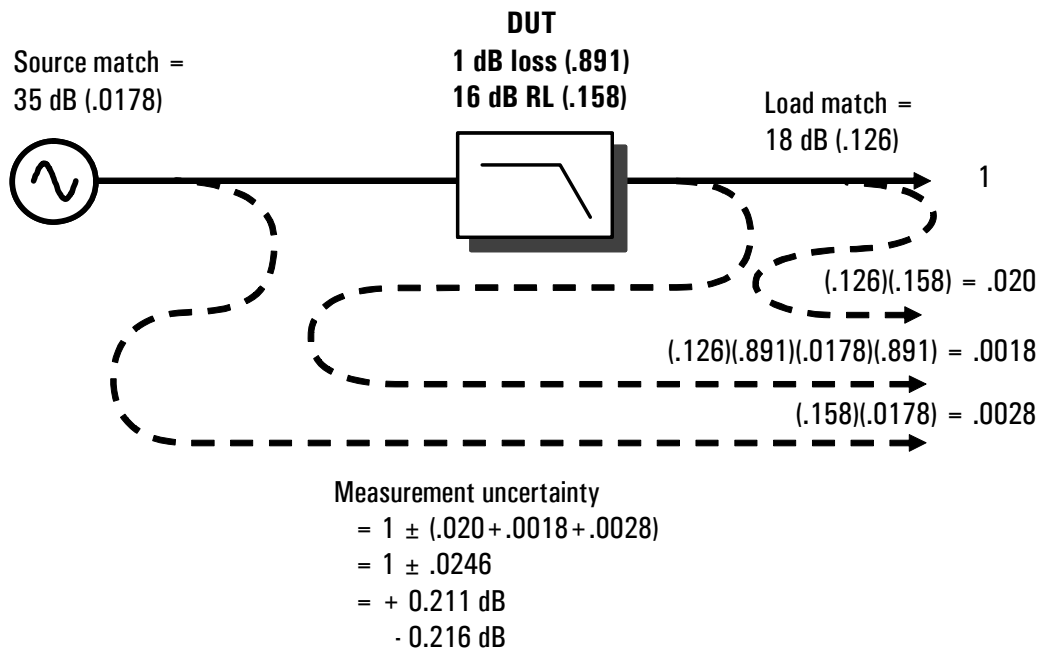
**Calibration Uncertainty**

$$= (1 \pm \rho_s \rho_l)$$

$$= (1 \pm (.0178)(.126))$$

$$= \pm .02 \text{ dB}$$

, hemos mejorado mucho la incertidumbre de la calibración. También mejoramos la de medida:

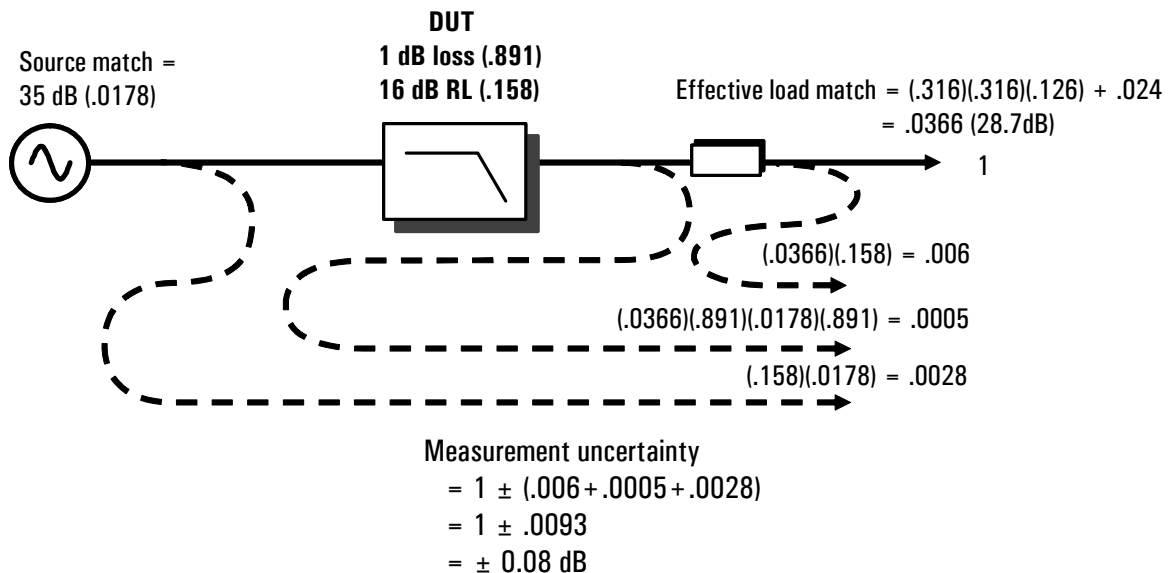


Sumando todo:

Total measurement uncertainty:  $0.22 + 0.02 = \pm 0.24\text{dB}$ , mejorando mucho la cifra anterior de  $\pm 0,85$ .

Si además introducimos el atenuador de calidad que hemos visto en el ejemplo anterior, conseguiremos aumentar la precisión al reducir el efecto de la cifra de adaptación en la carga:

10 dB attenuator (.316)  
SWR = 1.05 (.024 linear or 32.4 dB)  
Analyzer load match = 18 dB (.126)



Total measurement uncertainty:  $0.01 + 0.08 = \pm 0.09\text{dB}$ , que se acerca mucho a lo que se puede conseguir con la mejor de las calibraciones en FULL 2-PORT y da una precisión suficiente para medir elementos de bajas pérdidas de paso. Es lo que vamos a ver en el siguiente ejemplo.

**EJEMPLO 5:** La calibración de 2-puertos o FULL 2-PORT, sólo se podrá llevar a cabo en los analizadores que disponen del SET de Parámetros S, y que nos permiten realizar medidas simultáneas de todos los parámetros. No es el caso del 8714ET, pero si en los analizadores más avanzados (y más caros) de AGILENT tipo ENA y tipo PNA.

## Two-Port Error Correction

**Forward model**

**Reverse model**

ED = fwd directivity	EL = fwd load match
ES = fwd source match	ETT = fwd transmission tracking
ERT = fwd reflection tracking	EX = fwd isolation
ED' = rev directivity	EL' = rev load match
ES' = rev source match	ETT' = rev transmission tracking
ERT' = rev reflection tracking	EX' = rev isolation

- Each actual S-parameter is a function of all four measured S-parameters
- Analyzer must make forward *and* reverse sweep to update any one S-parameter
- Luckily, you don't need to know these equations to **use** network analyzers!!!

$$\tilde{S}_{11a} = \frac{(\frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}})(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}) - E_L (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}{(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} E_S)(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}) - E_L' E_L (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}$$

$$\tilde{S}_{21a} = \frac{(\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} (E_{S'} - E_L))}{(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} E_S)(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}) - E_L' E_L (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}$$

$$\tilde{S}_{12a} = \frac{(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} (E_S - E_L'))}{(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} E_S)(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}) - E_L' E_L (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}$$

$$\tilde{S}_{22a} = \frac{(\frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}})(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} E_S) - E_L' (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}{(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}} E_S)(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}) - E_L' E_L (\frac{S_{21m} - E_{X'}}{E_{TT}})(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}})}$$

En la figura observamos los 12 términos de error, 6 en el sentido directo y 6 en el inverso, de los cuales dependen los parámetros S reales que se calculan una vez conocidos los coeficientes de error. Cada parámetro S real depende de los 4 parámetros medidos, y el analizador realizará barridos directos e inversos alternativos para poder mantener actualizados los datos. Esta conmutación era antiguamente electromecánica (relé de alta frecuencia) pero hoy en día lo habitual es que sea un switch semiconductor.

Normalmente los errores causados por la falta de aislamiento,  $E_X$  y  $E_{X'}$  se suelen omitir sin una pérdida apreciable de la precisión. Sólo cuando vayamos a medir el aislamiento de dispositivos como los conmutadores en abierto o queramos conseguir el máximo Margen Dinámico (rechazo de filtros) se tienen en cuenta.

Veamos las cifras de incertidumbre de medida del filtro de los ejemplos, pero en este caso con la calibración de los dos puertos. Suponemos unas cifras de error típicas de un analizador de AGILENT para el caso de transmisión directa.

**Corrected error terms:**

**(8753ES 30KHz-3GHz Type-N)**

Directivity	=	47dB (0, 0045)
Source match	=	36dB (0, 0158)
Load match	=	47dB (0, 0045)
Refl. tracking	=	0,019dB (0, 9978)
Trans. tracking	=	0,026dB (0, 997)
Isolation	=	100dB (0, 00001)

$E_D$	=	directivity error
$E_S$	=	source match
$E_L$	=	load match
$E_{RT}$	=	reflection tracking
$E_{TT}$	=	transmission tracking
$E_I$	=	crosstalk (transmission isolation)
a	=	actual   m = measured

### Reflection uncertainty

$$\begin{aligned}
 S_{11m} &= S_{11a} \pm (E_D + S_{11a}^2 E_S + S_{21a} S_{12a} E_L + S_{11a} (1 - E_{RT})) \\
 &= 0.158 \pm (.0045 + 0.158^2 * .0158 + 0.891^2 * .0045 + 0.158 * .0022) \\
 &= 0.158 \pm .0088 = 16 \text{ dB } \mathbf{+0.53 \text{ dB}, -0.44 \text{ dB (worst-case)}}
 \end{aligned}$$

### Transmission uncertainty

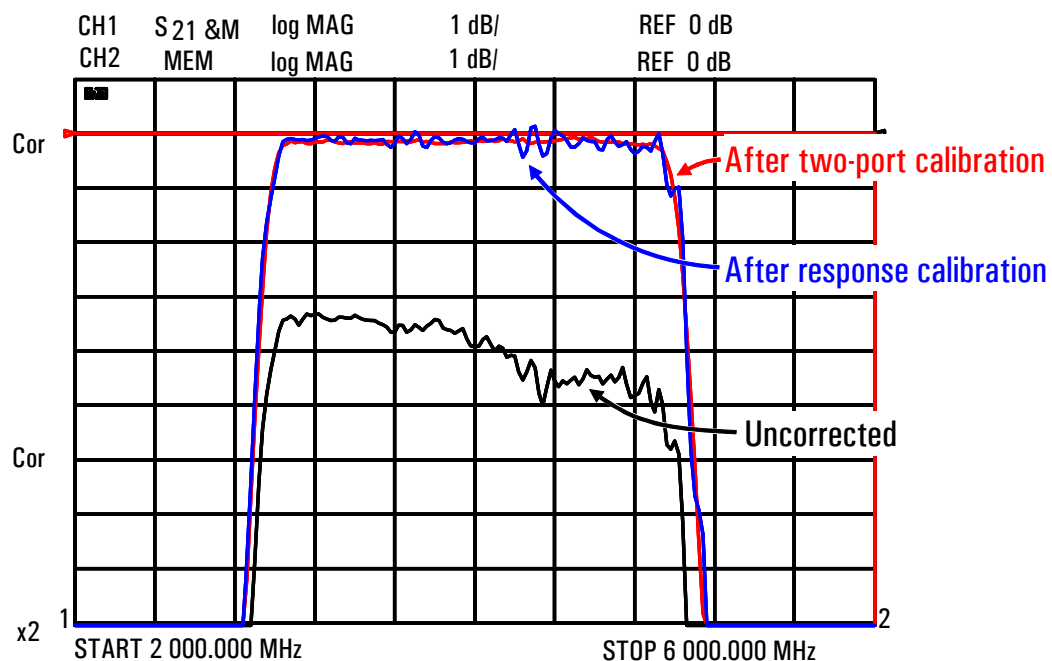
$$\begin{aligned}
 S_{21m} &= S_{21a} \pm S_{21a} (E_I / S_{21a} + S_{11a} E_S + S_{21a} S_{12a} E_S E_L + S_{22a} E_L + (1 - E_{TT})) \\
 &= 0.891 \pm 0.891(10^{-6} / 0.891 + 0.158 * .0158 + 0.891^2 * .0158 * .0045 + 0.158 * .0045 + .003) \\
 &= 0.891 \pm .0056 = 1 \text{ dB } \mathbf{\pm 0.05 \text{ dB (worst-case)}}
 \end{aligned}$$

Hemos mejorado las cifras del ejemplo anterior y estamos en errores realmente bajos, considerando además que estamos ante el caso peor, que no tiene por qué coincidir con la realidad → de hecho si consideramos que los errores no se tienen por qué sumar en fase, daremos un tratamiento estadístico a la incertidumbre de medida → pasaremos a hablar de funciones de distribución probabilidad y de límites  $3\sigma$ .

Del error en las fases no hemos dicho nada, pero podemos decir que serán del mismo orden de magnitud y por tanto pequeños.

En la gráfica siguiente vemos el efecto real de las calibraciones sobre la respuesta de un filtro, donde observamos que la respuesta no calibrada incluye las pérdidas de los cables de medida y desadaptaciones. Al hacer la calibración RESPONSE se obvian los cables y quedan las desadaptaciones → producen el rizado y que la respuesta se vaya incluso por encima del 0dB (!!!Ganancia en un filtro!!!) → hacemos el FULL 2-PORT y obtenemos la respuesta real del filtro.

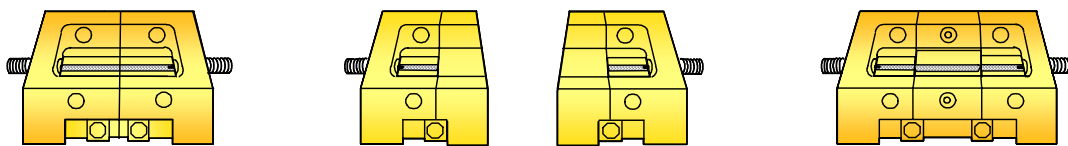
## Measuring filter insertion loss



### 2.3.1 Calibración TRL: Thru- Reflect-Line

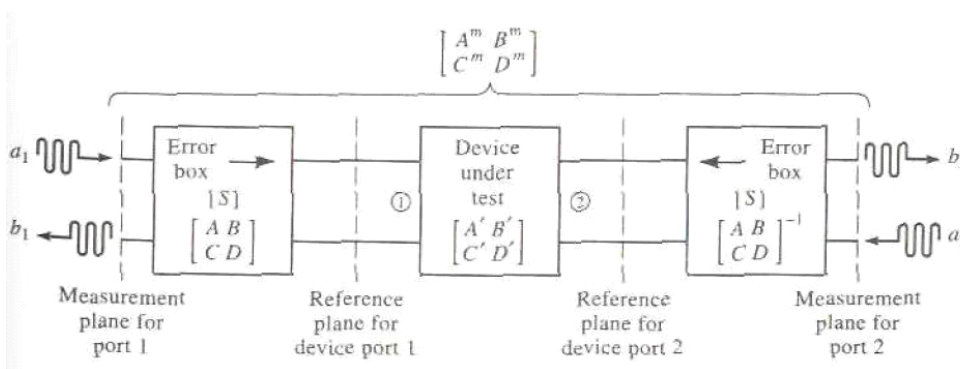
Si en lugar de conectores coaxiales, tenemos dispositivos abiertos como las guías, evidentemente la calibración SOLT pierde sentido. Para este tipo de situaciones se suele utilizar la calibración TRL, que también se aplica en las medidas directamente en chip (oblea). O en medidas con un accesorio de medida, habitualmente conocido por su acepción inglesa de *Test Fixture*. Conceptualmente todo lo que hemos dicho para la calibración hasta ahora es válido para TRL, de hecho también se trata de conocer los mismos 12 términos de error que hemos visto pero el modelo de error que se utiliza es ligeramente diferente.

Dada la dificultad de definir y diseñar una buena calibración SOLT en frecuencias de  $\mu W$ , el sistema TRL se basa en longitudes conocidas de líneas de transmisión con impedancia conocida para definir los estándares y la secuencia de calibración sería medir 1º un paso de longitud eléctrica prácticamente nula, 2º un estándar de alta reflexión sea tipo corto o abierto, que no debe estar necesariamente bien caracterizada (gran ventaja) pero si de la misma longitud en ambos puertos, y 3º una línea de longitud conocida y que debe cumplir la condición de ser significativamente más larga que el paso del punto 1.

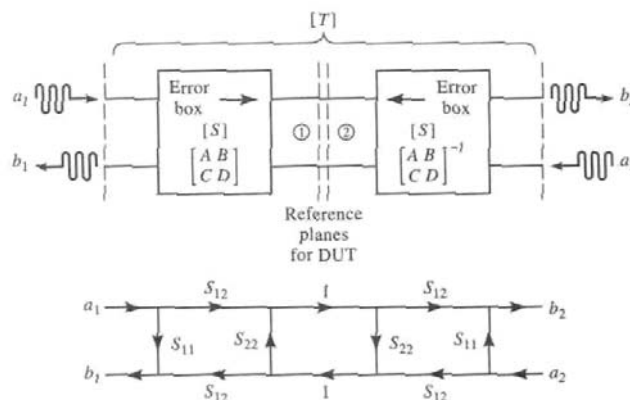


Como vemos en la figura, para el caso del *Test Fixture*, la necesidad de combinar paso y línea de longitud conocida complica bastante el diseño del accesorio.

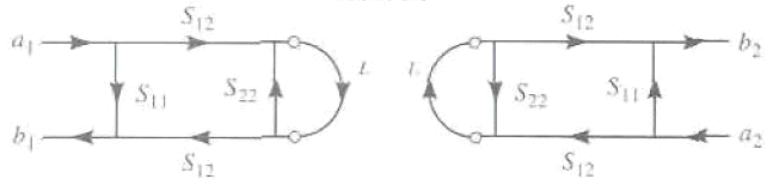
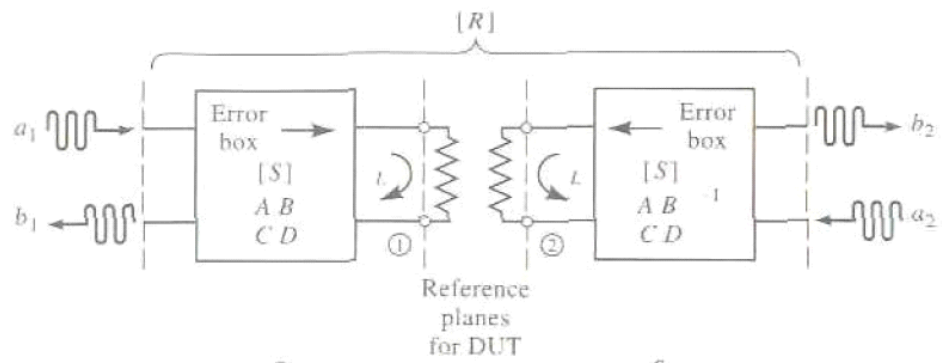
La idea básica que subyace en la calibración TRL es la misma que en SOLT: se trata de conocer los parámetros S de los cuádrupolos de error que agrupan todos los errores sistemáticos que estamos cometiendo. Lo vemos en la figura:



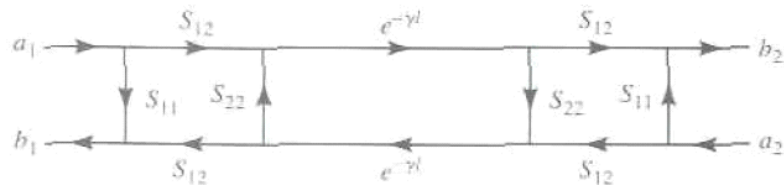
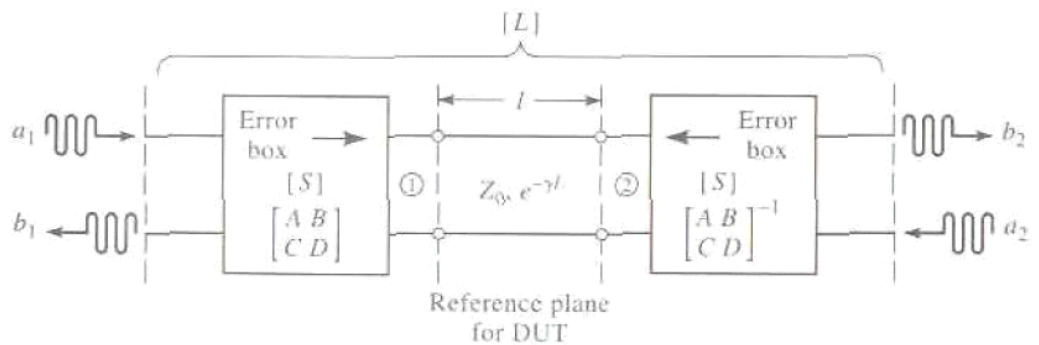
Posteriormente el instrumento sustraerá los cuádrupolos de error para conocer los parámetros del DUT. Los pasos a dar en la calibración serían los siguientes:



THRU



REFLECT



LINE

Se usan los diagramas de flujo de señal para derivar las ecuaciones que permitan hallar las matrices S de los cuadripolos de error. Suponiendo, como vemos en la figura, que  $S_{12} = S_{21}$ , tendremos 5 ecuaciones con 5 incógnitas:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ,  $\Gamma_L$  y  $e^{-\gamma l}$ . Vemos que no nos hace falta conocer el coeficiente de gran reflexión ni la longitud de la línea, porque el propio sistema de calibración nos los da.

Una vez conocidas las matrices de error, la medida será la de tres cuadripolos en cascada, por lo tanto es mejor pasar a parámetros ABCD, para de nuevo volver a parámetros S:

$$\begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}, \text{ donde hemos supuesto}$$

simetría en las matrices de error de entrada y salida.

Y la solución para el DUT:

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \text{ con lo que aplicando la}$$

equivalencia entre parámetros ABCD y S tendremos lo que va a representar el Analizador.

Existen variaciones de este sistema de calibración como son: Line-Reflect-Line (LRL), Line-Reflect-Match (LRM), Thru-Reflect-Match (TRM) y varias otras.

### 2.3.2 Calibración Electrónica → E-Cal

Todo lo que hemos visto se refiere a los estándares clásicos de calibración, basados en un KIT con los diferentes accesorios de calibración, en conectores de calidad y típicamente SOLT. Hoy en día se están viendo sustituidos por los estándares electrónicos cuya principal ventaja es la rapidez en la calibración al no necesitar las sucesivas conexiones-desconexiones que se realizan en el KIT clásico.

Como en el Laboratorio vamos a utilizar KIT-s clásicos, sólo nos limitamos a un breve apartado para saber de la existencia de este tipo de calibración.



Los dispositivos de E-Cal son diferentes según el rango de frecuencias: los de RF consisten en el clásico SOLT emulado electrónicamente y los de  $\mu$ W consisten en líneas de transmisión con diodos de conmutación que, gobernados electrónicamente y con un ancho de banda por rangos, dan lugar a varios estados de impedancia y coeficientes de reflexión conocidos, que han sido caracterizados previamente en fábrica, unitariamente, con sistemas de calibración clásicos prácticamente perfectos, como los coaxiales o TRL-airline (la mejor forma de calibración disponible).

Por lo tanto, los sistemas de E-Cal son estándares de transferencia (o indirectos, o por comparación) en lugar de estándares directos como los clásicos → contienen en una memoria interna la matriz de parámetros S individual que caracteriza cada módulo con un instrumento ideal → por comparación podemos saber los errores de nuestro instrumento concreto.

Normalmente, se usan cuatro estados diferentes de los diodos PIN para computar los términos de error en cada frecuencia de calibración, lo que da el mejor equilibrio entre exactitud y rapidez en la calibración. El alto aislamiento entre puertos a lo largo de la calibración se consigue utilizando diodos en paralelo para reducir la resistencia directa. Cuando no hay diodos conduciendo, el E-cal se comporta como una línea de transmisión de bajas pérdidas.

En la tabla vemos las características típicas de una kit E-cal en conectores 2,4mm para frecuencias hasta 50GHz.



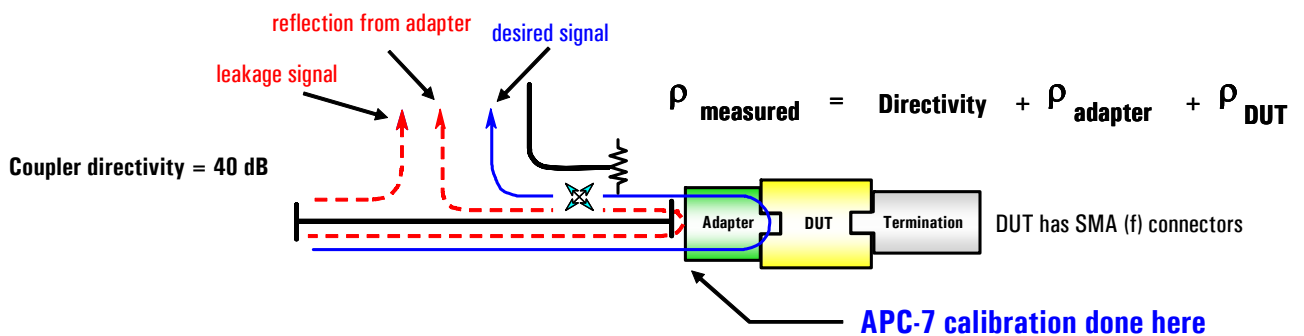
2.4 mm

N4693A (microwave)

Frequency range (GHz)	10 to 45 MHz, typical	45 MHz to 2 GHz	2 to 10 MHz	10 to 20 GHz	20 to 40 GHz	40 to 50 GHz
Directivity (dB)	32	55	49	45	43	41
Source match (dB)	25	46	42	37	35	30
Reflection tracking ( $\pm$ dB)	0.05	0.03	0.04	0.05	0.06	0.08
Transmission tracking ( $\pm$ dB)	0.10	0.06	0.08	0.11	0.13	0.17
Load match (dB)	24	45	42	40	38	36

2.3.3 Adaptadores y Cables en la Calibración

Es muy común cuando hacemos medidas de DUT que introduzcamos adaptadores para acoplar el puerto del analizador al conector del DUT  $\rightarrow$  esto se puede hacer, pero se ha de ser consciente del problema que nos puede causar en la precisión de la medida. Veamos el caso de una medida de reflexión.



Como vemos la reflexión del DUT puede ser camuflada por la reflexión del adaptador: la directividad teórica queda reducida a una directividad efectiva función de la calidad del adaptador  $\rightarrow$  si, como los más baratos, éste es de ROE 1,5, la directividad para el peor caso será:

$-20\text{Log}(\text{Corrected-coupler-directivity} + \rho_{\text{adapters}}) \rightarrow$  la directividad efectiva se queda en 13,5dB, lo que implica en la práctica que no podría medir las pérdidas de retorno del DUT a no ser que fueran  $< 4\text{dB}$  y aún así con errores.

Si optamos por obviar el adaptador barato incluyéndolo en la calibración NO evitaremos del todo los problemas  $\rightarrow$  la incertidumbre de la calibración será grande  $\rightarrow$  nuestro sistema de medida será mucho más susceptible a los errores de deriva.

En la transparencia observamos como diferentes adaptadores típicos (o una combinación de ellos, solución también utilizada según los casos) van degradando la directividad efectiva del sistema.

2.3.4 DUT no insertables o no enchufables

Este es otro problema muy común que se da cuando trabajamos con el analizador de redes y su calibración  $\rightarrow$  si tenemos DUT con conectores de igual sexo en ambos extremos a la hora de calibrar el THRU tendremos que insertar un adaptador que producirá un error en la respuesta. Para evitarlo tenemos diferentes opciones o métodos:

1. Calibración electrónica  $\rightarrow$  es la opción más sencilla, el accesorio de E-cal tendrá los mismos conectores que el DUT, por lo tanto no hay problema.
2. El más utilizado, usar un adaptador de paso (thru) no caracterizado pero corto y de buena calidad; puede ser una buena solución en bajas frecuencias, porque para despreciar el efecto de la longitud sobre la fase deberemos estar en el rango de  $< \lambda/100$ , pero esto no es fácil. De hecho para una frecuencia de medida de 1GHz, la longitud debería ser  $< 3\text{mm}$ . La longitud del adaptador de paso influye en la

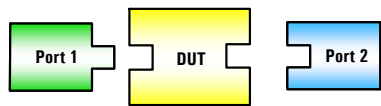
**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

cifra de adaptación de la carga y por tanto la fase de la impedancia que presenta el puerto 2 no será correcta.

P. Ej. si la longitud es del orden de  $\lambda/10$   $\rightarrow$  la cifra de adaptación calibrada del puerto 2 es del mismo orden que sin calibrar  $\rightarrow$  el uso del adaptador de paso y su no inclusión en la calibración hacen despreciable el efecto de la calibración sobre la cifra de adaptación del puerto 2.

Si la longitud es del orden de  $\lambda/4$   $\rightarrow$  la calibración puede empeorar hasta 6dB la cifra no calibrada.

- Usar un adaptador puente caracterizado, con su longitud y pérdidas caracterizadas  $\rightarrow$  implica una modificación del fichero del KIT de Calibración (o KIT de Usuario), introduciendo las pérdidas y el retardo producidos por el adaptador. Se puede hacer esto siguiendo el método del punto 4. Para modificar el fichero del KIT, se puede hacer en el mismo Analizador o en un ordenador editándolo como un fichero de texto.
- Método de Intercambio de Adaptadores Iguales**, lo vemos esbozado:



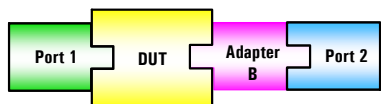
*Accuracy depends on how well the adapters are matched - loss, electrical length, match and impedance should all be equal*



1. Transmission cal using adapter A.



2. Reflection cal using adapter B.



3. Measure DUT using adapter B.

- Por fin, la solución más precisa es una calibración específica denominada como **Calibración con Eliminación de Adaptador** y también la vemos esbozada:



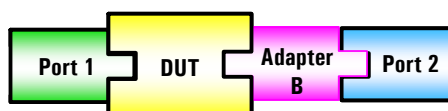
1. Perform 2-port cal with adapter on port 2. Save in cal set 1.



2. Perform 2-port cal with adapter on port 1. Save in cal set 2.

[CAL] [MORE] [MODIFY CAL SET]  
[ADAPTER REMOVAL]

3. Use ADAPTER REMOVAL to generate new cal set.



4. Measure DUT without cal adapter.

Como se ve, se trata de usar un Adaptador de Calibración con la misma configuración de conectores que el DUT, y con una longitud eléctrica especificada y menor que  $\lambda/4$  para cualquier frecuencia del rango de calibración: el adaptador está caracterizado y suele estar incluido en los Kits de Calibración.

Al introducirlo en una calibración FULL 2-PORT, una vez en cada puerto, el Analizador puede por cálculo matemático eliminar completamente su efecto y llevar a efecto la medida del DUT.

### 2.3.5 Calibración: RESUMEN y CONCLUSIONES

La calibración puede ser compleja y laboriosa, sobretodo si debemos realizarla con Kit típico y en FULL 2-PORT donde se nos exigen múltiples conexiones y desconexiones. Por eso, vamos a citar resumidos los puntos críticos que nos ayudarán a minimizar el coste de las calibraciones.

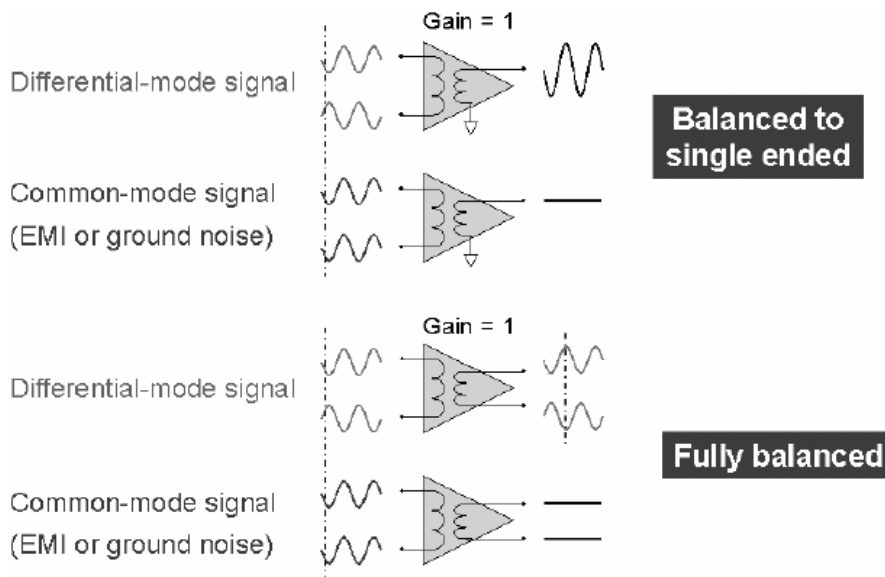
- Valen todas las instrucciones que se han citado previamente: instrumental de calidad, cables de calidad y con el mínimo de movimientos, ojo con las radios de las curvaturas de los mismos y con las torsiones, mantenimiento de los conectores, etc.
- Reducir al mínimo las variaciones de temperatura. La regla básica para esto es dejar un tiempo suficiente de estabilización del instrumento antes de realizar la calibración. Normalmente ese tiempo es del orden de los 15'.
- Antes de realizar la calibración, asegurarse de que el Kit seleccionado es el correcto. En el proceso de calibrado se comparará la medida del Kit in situ con los datos ideales memorizados, generando las matrices de corrección de errores.
- Si tenemos un Kit de usuario diferente del Kit estándar de Calibración, podemos modificar el archivo del Kit original y guardarlo como un fichero de Kit de Usuario. El detalle del procedimiento lo podemos ver en el manual del Analizador.
- Mantener los planos de referencia de calibrado alineados con los planos de medida → dicho de otra forma, la mayor precisión la conseguiremos cuando hagamos la calibración incluyendo los cables y accesorios en la calibración.
- Salvar en un fichero los datos de calibración y utilizarlos para evitar excesivas pérdidas de tiempo. Este método permite una periodicidad más larga entre calibraciones, y el tiempo a transcurrir entre ellas se puede fijar experimentalmente, por medio de una verificación del calibrado que nos ayudará a determinar el intervalo óptimo de calibrado para el analizador en un entorno determinado.
- Por último, debe quedar claro que la precisión en el método de calibración será directamente proporcional a la precisión deseada en la medida e inversamente proporcional al tiempo que vamos a tardar en ejecutarla. La práctica en los laboratorios de I+D de RF conduce a utilizar datos de calibración guardados en disquetes para una precisión suficiente.

## 2.4 Técnicas de Medida Diferencial

Dado que contamos con un tiempo limitado para esta introducción teórica, nos limitaremos a citar esta técnica de medida que va cobrando mayor importancia a medida que crece el número de Sistemas de Comunicación Inalámbricos → el aumento en la cantidad de componentes diferenciales como los filtros SAW, amplificadores diferenciales, mezcladores balanceados,...hace que sea fundamental el medir los dispositivos sin la presencia de un interfase que haga de adaptador entre el instrumento clásico y el dispositivo simétrico.

Normalmente esta función es cubierta por los denominados Baluns o Simetrizadores, de forma que convertimos el puerto Unipolar del analizador en un acceso simétrico. Pero en este caso, deberemos tener en cuenta el efecto del simetrizador y restarlo de la medida, cosa que podríamos hacer si contáramos con un sistema de calibración que lo tuviera en cuenta. Podría ser una vía de solución. Pero siempre tendríamos el problema de cuando tuviéramos que diseñar y medir precisamente ese simetrizador.

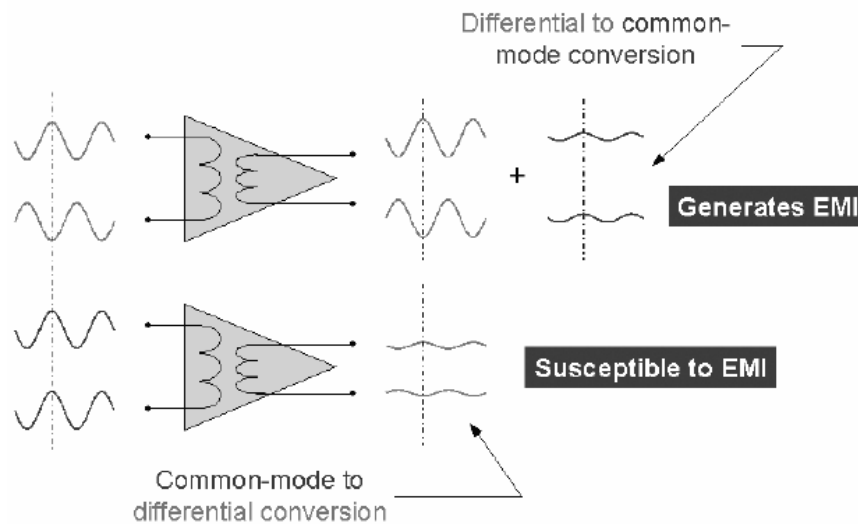
Por tanto, la solución definitiva sería contar con Analizadores de más de dos puertos o multipuerto que tuvieran la capacidad de trabajar en modo diferencial, generando señales en modo común y en modo diferencial para poder caracterizar el dispositivo en ambos modos. Como vemos en la figura, podemos tener dispositivos balanceados en una sola puerta o completamente diferenciales.



Para caracterizar completamente la señal que existe en un puerto diferencial, debemos descomponerla en dos modos, un *modo diferencial* formado por las señales que están referenciadas entre sí y *modo común* por las referenciadas a una masa común. Por lo tanto, los componentes diferenciales pueden tener señales tanto de modo común como de modo diferencial.

La gran ventaja de este tipo de componentes, si las imperfecciones son pequeñas y la manera de atacarlos es correcta, es que puede cancelar las señales en modo común en la salida, tal y como vemos en la figura. Como ejemplo típico, el ruido procedente de la fuente de alimentación afectará por igual a los dos terminales del componente y con la misma relación de fase (en principio) → el componente diferencial tendrá una mejor S/N final en su salida.

La existencia de imperfecciones, lleva a componentes no ideales, en los que parte de la señal diferencial aplicada se convertirá en modo común, y parte de la señal de modo común se transformará en modo diferencial. Este efecto se denomina como conversión de modos, y está relacionado directamente con la inmunidad al ruido del dispositivo.



Los problemas de medida en RF de estos dispositivos diferenciales aparecen cuando nos damos cuenta que los Analizadores son *no diferenciales* y además de impedancias de 50 o 75Ω, cuando los dispositivos diferenciales no tienen impedancias estándar, aunque normalmente son de mayor valor: 200 o 300Ω de impedancia diferencial son valores típicos.

Si utilizamos un Analizador normal para medir un dispositivo diferencial, necesitaremos 16 parámetros S para caracterizarlo y además no estará garantizada la exactitud. Probablemente habrá que realizar alguna conversión hardware o software para extraer los verdaderos valores diferenciales.

Ya tenemos, por tanto, los dos métodos más habituales para medir dispositivos diferenciales con Analizadores de accesos unipolares:

1. Utilización de un balun o simetrizador: ya hemos comentado los problemas de calibración que puede tener el uso de este dispositivo; además el balun eliminará las señales de modo común, por tanto no permite medir ninguno de los parámetros de conversión de modos que hemos visto → sólo proporciona información sobre el modo diferencial del componente
2. Hacer medidas unipolares y realizar algún tipo de transformación matemática : es el método alternativo, denominado como “método de parámetros S de modo mixto”, que a partir de medidas unipolares en todos los puertos extrae la denominada como Matriz de Parámetros S de Modo Mixto:

		Differential-Mode Stimulus		Common-Mode Stimulus	
		Port 1	Port 2	Port 1	Port 2
Differential-Mode Response	Port 1	$S_{DD11}$	$S_{DD12}$	$S_{DC11}$	$S_{DC12}$
	Port 2	$S_{DD21}$	$S_{DD22}$	$S_{DC21}$	$S_{DC22}$
Common-Mode Response	Port 1	$S_{CD11}$	$S_{CD12}$	$S_{CC11}$	$S_{CC12}$
	Port 2	$S_{CD21}$	$S_{CD22}$	$S_{CC21}$	$S_{CC22}$

**Naming Convention:**  $S_{\text{mode res.}, \text{mode stim.}, \text{port res.}, \text{port stim.}}$

, en la que cada columna representa una condición de estímulo diferente, y cada fila una condición de respuesta distinta. A diferencia de un dispositivo unipolar, en esta matriz se tiene en cuenta no sólo el puerto, sino también el modo de la señal aplicada a cada puerta.

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

Como se ve en la figura hay una convención de denominación en los subíndices: los dos primeros indican el modo de la respuesta y del estímulo respectivamente, mientras que los dos siguientes indican los accesos a los que se refiere la respuesta y el estímulo (por ese orden). Esta Matriz describe íntegramente el comportamiento lineal de una red de dos puertos diferenciales.

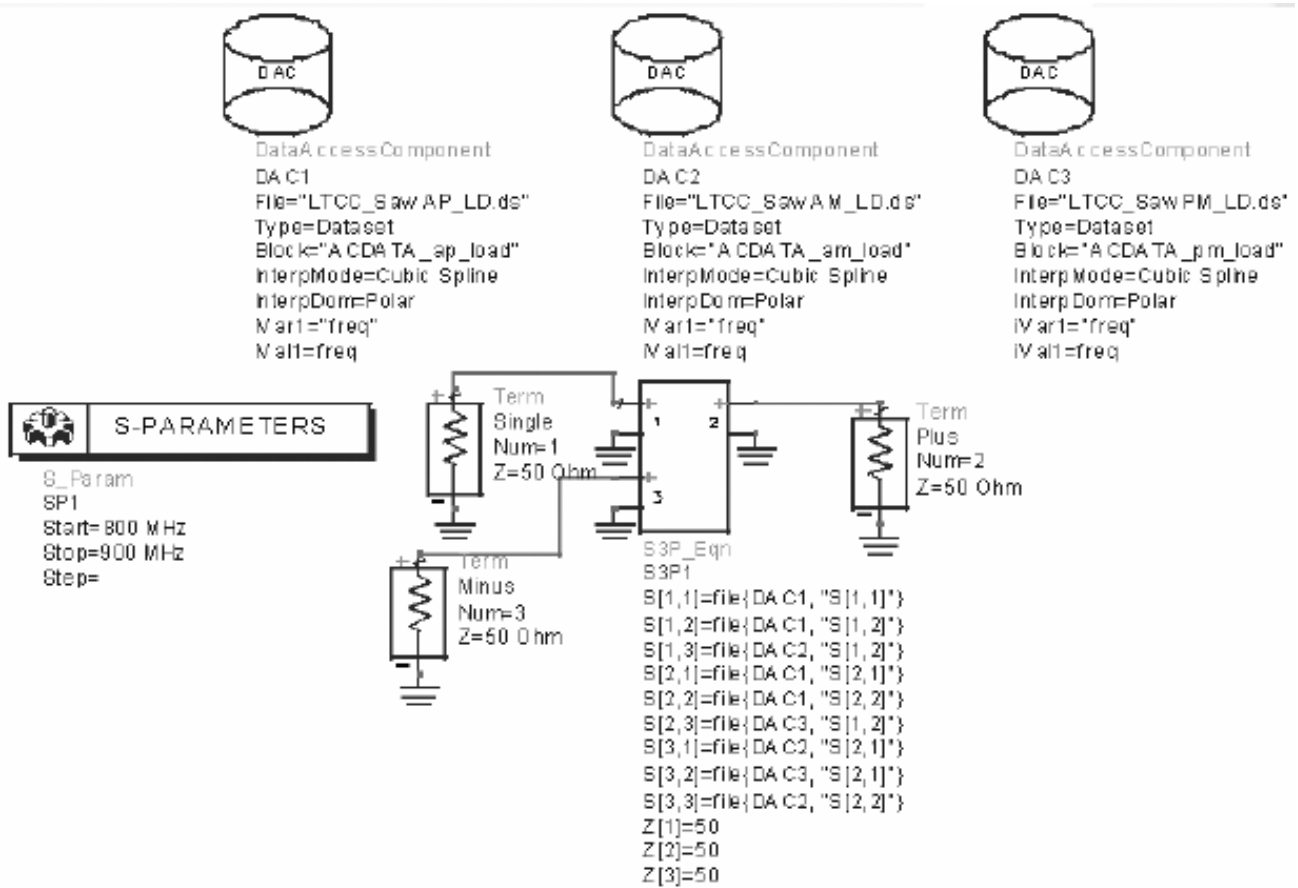
**EJEMPLO 6:** se trata de las medidas realizadas sobre un dispositivo de tres terminales- 2 accesos como es un filtro SAW utilizado en sistemas inalámbricos en los denominados Módulos de Conmutación de Antena, utilizados como diplexores Rx/Tx y como conmutadores para conmutar entre bandas de frecuencias diferentes (GSM, PCS, DCS).



Los resultados obtenidos, al medir con un Analizador de dos puertos y llevar a cabo tres medidas de dos puertos, nos llevan a tres matrices de parámetros S que combinadas nos dan 12 parámetros S. Estas matrices las leemos con el simulador ADS y las convertimos en resultados de simulación en ficheros tipo Dataset. El Dataset es el fichero que utiliza ADS como interfase entre el esquema y la presentación de resultados.

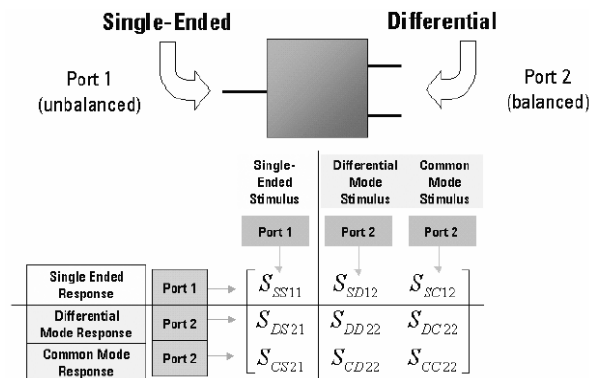
También se podría utilizar el mismo elemento DAC para trabajar directamente con los ficheros de medidas, tipo Touchstone (.s1p, .s2p, ver transparencias Tema 5 en Microondas 4º curso), seleccionando ese tipo de fichero en la variable "Type". De esta forma reducimos los 12 parámetros S a los 9 necesarios, que son los que debe tener el filtro SAW de tres accesos.

En este caso lo hacemos, tal y como se ve en la figura, partiendo de los Dataset de cada medida y mapeándolos a un único Dataset correspondiente al tres accesos. Lo mismo se podría hacer con los ficheros de parámetros S directamente, tal y como se ha dicho.



Esta matriz de parámetros S se podría medir directamente con un Analizador vectorial de múltiples puertos (p. ej. 6 suele ser habitual), caso de contar con él.

La Matriz de Parámetros S de Modo Mixto, queda en este caso reducida una matriz de 3 x 3, eliminando de ella la columna y la fila correspondientes al estímulo y respuesta diferencial del acceso 1:



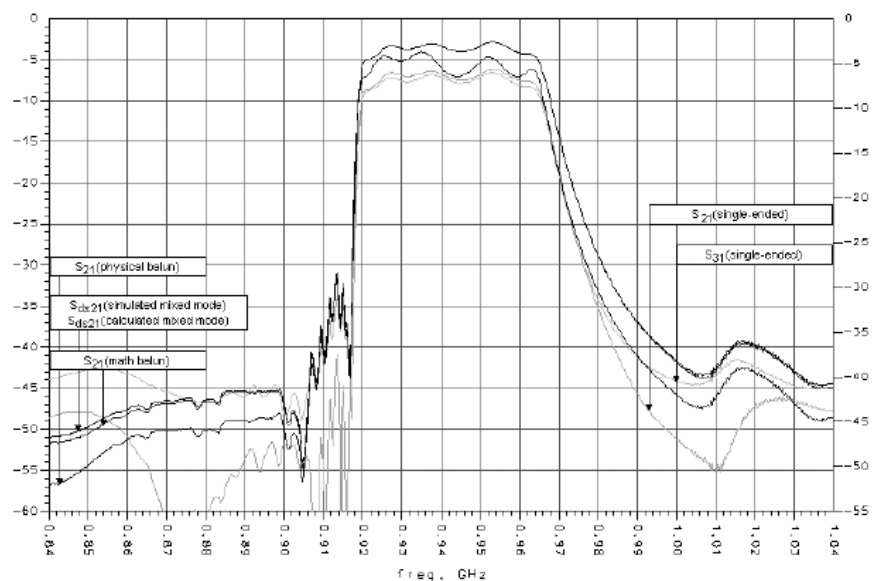
El modo de la puerta unipolar se referencia con una ‘s’ de single-ended en lugar de la ‘c’ del modo común porque en esta puerta sólo está disponible un modo. Por tanto ya tenemos la matriz del modo mixto para el SAW, en la que los cuatro parámetros de la esquina inferior derecha describen los cuatro tipos de reflexiones que pueden aparecer en un puerto diferencial.

El parámetro de la esquina superior izquierda representa la reflexión en el acceso unipolar, y los otros cuatro parámetros indican las características de transmisión del modo común y del modo diferencial en las direcciones de ida y vuelta. Existen varios métodos, como hemos dicho, para deducir estos parámetros a partir de medidas y cálculos.

**METODO UNIPOLAR**

Se trata de, simplemente, medir el dispositivo diferencial como si fuera un dispositivo unipolar de varios accesos, en este caso 3. Por tanto se han de hacer varias medidas a dos puertos que requieren bastante tiempo. Además, puede producir resultados engañosos porque los datos unipolares pueden no ser representativos del comportamiento del dispositivo cuando funciona en alguno de sus modos diferenciales.

Como resultado de este método, vemos en la siguiente figura la diferencia que tenemos en transmisión entre el acceso unipolar de antena y el acceso diferencial del receptor Rx. Este consta de 2 terminales →  $S_{21}$  y  $S_{31}$  representan las medidas de transmisión a ambos terminales considerados como unipolares.

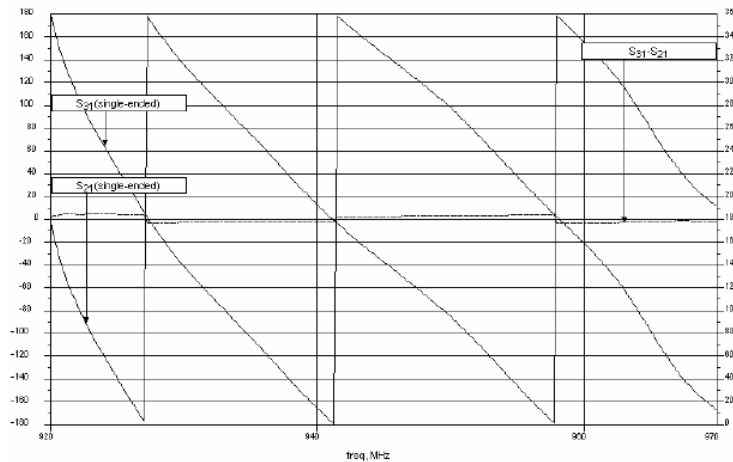


## Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas

Observamos que ambas respuestas no son iguales, cosa que debería ocurrir si el acceso diferencial estuviera perfectamente equilibrado. Lo que no tenemos es la respuesta unipolar-diferencial. También podemos observar que la diferencia entre respuestas unipolares y la real es simplemente de aproximadamente 3dB en la banda de paso, como si fuera un divisor de  $-3\text{dB}$  → en una primera aproximación podemos aplicar ese criterio cuando trabajemos con dispositivos diferenciales.

Las diferencias se acentúan en las bandas de rechazo, donde la aproximación de tratar al dispositivo como unipolar es menos cierta.

Si además de en la magnitud nos fijamos en la fase, vemos que el comportamiento es coherente con lo anterior y tampoco existe una diferencia de  $180^\circ$  exacta, tal y como ocurriría en un dispositivo ideal.

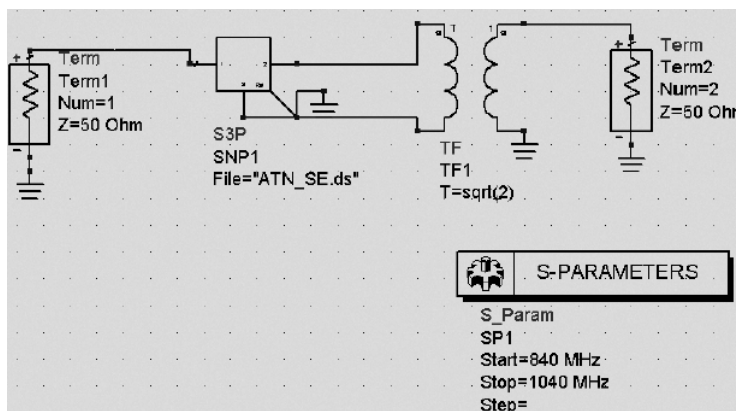


### METODO del BALUN FÍSICO

Si utilizamos un balun, ya hemos descrito cuales son los problemas que tendremos: dependencia del plano de calibración y de las características del balun. De todas formas nos acercaremos al comportamiento diferencial del dispositivo, pero no sabremos nada sobre el modo común. En la gráfica de magnitud de  $S_{21}$  y  $S_{31}$  vemos la respuesta con un balun que transforma la impedancia balanceada de  $100\Omega$  a la impedancia unipolar del analizador de  $50\Omega$  y observamos que, considerando los niveles como relativos, es mayor la diferencia con la respuesta real que en el caso unipolar, en la banda de paso al menos.

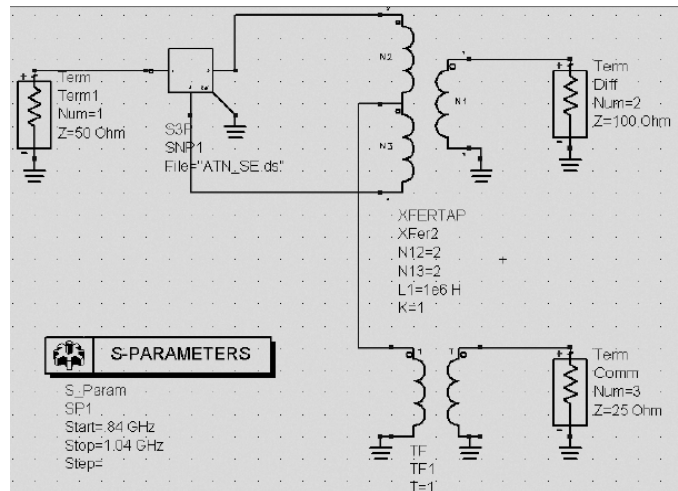
El resto de gráficas que vemos superpuestas en la figura de la respuesta en transmisión corresponden a:

- método de “BALUN IDEAL MATEMÁTICO” implementado en ADS, donde importamos los datos unipolares y los convertimos en datos diferenciales por medio de un componente de circuito balun ideal, que no tiene en cuenta el modo común.



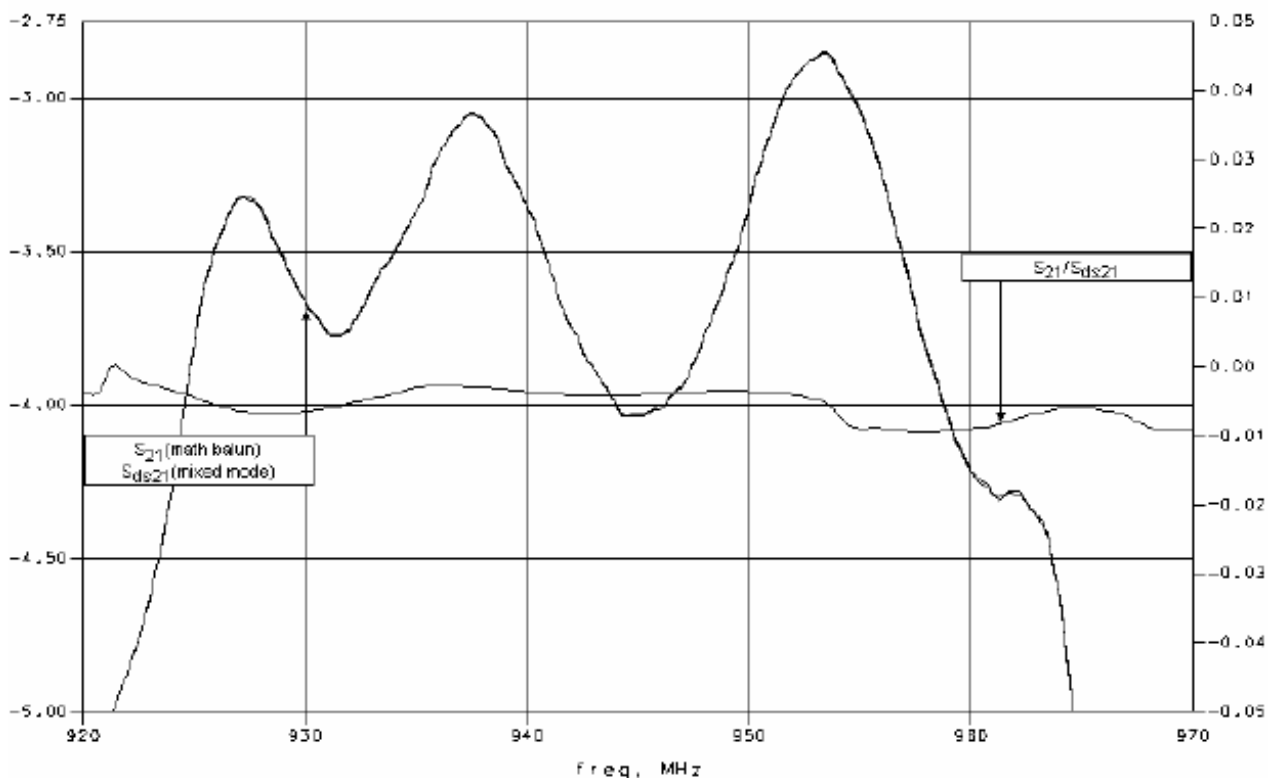


- método del “**MODO MIXTO SIMULADO**”, en el que de nuevo utilizo ADS para configurar, a partir de los parámetros medidos unipolares, un circuito que me permite convertir los datos en parámetros en modo diferencial (impedancia 100Ω del filtro en este modo) y en modo común (impedancia 25Ω del filtro en este modo).



- método de “**PARAMETROS S DE MODO MIXTO CALCULADO**”, que se basa en una librería de funciones matemáticas compiladas que se pueden ejecutar en tiempo real y que, por tanto, no necesitan de un simulador de circuitos. Es el método que se utiliza en los modernos Analizadores Vectoriales Multipuerto que permiten medir los diferentes parámetros S unipolares de los dispositivos con varios accesos rápidamente y convertirlos en tiempo real a datos diferenciales reales.

Vemos en la gráfica, que las dos últimas curvas son iguales (evidente) y que la del balun matemático se diferencia ligeramente. Ampliando el error entre ambos casos, vemos que la diferencia es en todo caso muy pequeña, pero existe.



### **3. CABLES COAXIALES Y CONECTORES DE MICROONDAS. MANTENIMIENTO Y LIMPIEZA**

Ya se ha visto en la asignatura de Microondas un apartado dedicado a los cables y conectores de RF y  $\mu$ W. Conviene pues que se repase ese apartado. Para completar el conocimiento de los mismos vamos a profundizar algo más en un aspecto poco atendido pero que suele dar muchos quebraderos de cabeza en los Laboratorios de RF y  $\mu$ W: el mantenimiento y la limpieza.

#### **3.1 Mantenimiento de cables y conectores**

Son reglas muy básicas pero que hay que cumplir a rajatabla si queremos que nuestros sistemas de medida tengan fiabilidad

- Caso de construir los cables, debemos seguir las instrucciones de montaje que nos facilita habitualmente el suministrador de los conectores.
- Sean cables hechos o comprados, conviene que su uso sea personalizado, es decir que no sean de uso común (en la medida de lo posible); este uso generalizado lleva irremediabilmente al deterioro de los mismos.
- La limpieza de los conectores es importante para mantener un buen acoplamiento mecánico al conectar machos y hembras. En alta frecuencia es muy importante mantener libre de suciedad y/o virutas y/o deformaciones los conectores de cables y DUT.
- Para asegurar esa limpieza es muy conveniente usar los tapones protectores de plástico que, normalmente, acompañan al conector. Si se sospecha que el conector está sucio o deteriorado, lo primero es la inspección visual normalmente con microscopio 20x, con el que podemos observar cualquier defecto en roscas, pines machos o hembras,.....
- Si necesitamos limpiar los conectores, basta con una correcta aplicación de líquidos limpiadores no abrasivos (alcohol,...). normalmente se usan pequeñas esponjas o bastoncitos para limpiar tanto los conductores externos (roscas) como las puntas de los internos (almas). El líquido no debería inundar el dieléctrico por si lo deforma. Se ha de tener cuidado de no ejercer demasiada fuerza a la hora de limpiar las partes más débiles como pueden ser las almas de los conectores.
- Inmediatamente después, se han de eliminar los restos de alcohol con aire comprimido limpio. Esto puede bajar bruscamente la temperatura de los conectores, por tanto conviene esperar a que vuelvan a su temperatura normal antes de realizar medidas o calibraciones.
- Después de la limpieza y secado, de nuevo hay que inspeccionar con el microscopio. Si se han dañado partes del mismo, tendremos que reemplazarlos. Un primer fallo evidente suele ser la deformación de las almas hembra ranuradas, de forma que se observa que están excesivamente abiertas.
- A la hora de ejecutar las conexiones y desconexiones de conectores entre sí, conviene asegurarse de que son del mismo tipo o por lo menos de la compatibilidad entre ellos y NUNCA debemos girar a la vez los conectores macho y hembra para desconectar. Uno debe estar fijado y el otro girar, de la forma más estable posible.

- Para realizar esta última función y para asegurar que a la hora de hacer la Interconexión no vamos a implementar mayor fuerza que la necesaria en el roscado, es conveniente utilizar las llaves fijas y dinamométricas que nos recomienda el fabricante. Normalmente van asociados a los Kits de Calibración.
- Los cables (como accesorios importantísimos que son) deben ser utilizados en proporción a su costo → no tiene sentido, por ejemplo, utilizar un cable con conectores SMA válido hasta 18GHz para polarizar una etapa de transistor desde un conector SMA hembra → para eso basta con un cable estándar con respuesta en frecuencia por debajo de 1GHz
- Este punto anterior vale igual para cuando queramos hacer medidas relativas, de baja precisión → en este caso basta con utilizar cables más de batalla. Tener en cuenta que el precio de un par de cables de medida puede oscilar entre 300 a 3000€ o incluso más.

#### **4. CIRCUITOS IMPRESOS: MATERIALES, FABRICACIÓN, ACABADOS**

Ya se han visto en la asignatura de Microondas algunos conceptos que involucran a este, cada vez más, importante componente → es la base y soporte sobre la que se desarrolla toda la tecnología planar de construcción de subsistemas de RF y  $\mu$ W. No está de más pegarle un pequeño repaso a lo que allí está escrito.

Ya dijimos entonces, que la fabricación del circuito impreso (sustrato + cobre) parte de un material base, que es el sustrato dieléctrico, sobre el cual y con procedimientos industriales, como la laminación en caliente y la electro-deposición, se depositan las láminas de cobre inferior y superior.

Del tratamiento, por diferentes métodos, de una de las dos caras de cobre (o de las dos) saldrán las típicas estructuras microstrip que configurarán nuestro circuito impreso.

Los sustratos que se van a utilizar en las prácticas de Laboratorio son, básicamente, de dos tipos:

- FR-4 o CEM-3, cuando trabajemos en circuitos por debajo de los 3GHz (la gran mayoría), es decir RF.
- Sustratos de Microondas, cerámicos o de PTFE, cuando trabajemos con circuitos a partir de los 10GHz, o sea en  $\mu$ W.

Apuntamos las características básicas de estos sustratos típicos. En el caso de RF, habitualmente se usará el CEM-3 por ser el costo menor y las características prácticamente equivalentes al FR-4, permitiendo además su procesado por troquelado → sistema de fabricación, en base a una máquina que troquela todos los diámetros y ranuras de un solo golpe. El troquelado se usa cuando las cantidades a fabricar son muy altas y el FR-4 es demasiado abrasivo para esas cantidades. En pequeñas series, como es nuestro caso, se utilizan sistemas de control numérico, del tipo de la máquina de la que dispone el Laboratorio.

Cabe la posibilidad de que los proveedores puedan variar, por lo que será necesario consultar con los profesores o el técnico del Laboratorio de Radiocomunicaciones las características del sustrato a utilizar o la dirección web donde se puedan encontrar.

# LAMINADO CON COBRE TIPO CEM-3

# COBRISOL 330

**DESCRIPCIÓN** Laminado estratificado híbrido con cobre en una o ambas caras de acuerdo con la norma NEMA LI tipo CEM-3 (Composite). Sus características son equivalentes a las del tipo FR-4, admitiendo ser procesado por troquelado. Es muy adecuado para los procesos de metalizado, debido a su bajo coeficiente térmico de expansión en el eje Z.

PROPIEDADES 35 µm Cu	CONDICIONES DE ENSAYO	UNIDAD	VALORES TÍPICOS	
			Una cara Cu	Dos caras Cu
Resistencia a la llama, UL-94, 1,5mm Σ x/x máx. Clase	A	seg	20/8 V-0	20/8 V-0
Formación de ampollas a 260°C	A	seg	>150	>180
Adherencia del cobre tras choque térmico, 10 seg/260°C	A	N/mm	2,2	2,0
Resistencia al arranque del cobre (pull-off)	A	N	140	140
Absorción de agua, 1,5 mm	D-24/23	mg	7	7
Resistencia a la flexión. Longitudinal	A	Mpa	400	400
Resistencia a la flexión. Transversal	A	Mpa	300	300
Resistencia elec. superficial tras calor húmedo y recuperación	C96/40/92	Mohm	1.0E+06	1.0E+06
Resistividad específica tras calor húmedo y recuperación	C96/40/92	Mohm.m	5.0E+06	5.0E+06
Constante dieléctrica tras calor húmedo y recuperación	C96/40/92	-	4,6	4,6
Factor de disipación tras calor húmedo y recuperación, 1 MHz	C96/40/92	-	0,019	0,019
Corrosión de bordes	-	-	A/B 1,4	A/B 1,4
Troquelabilidad según DIN 53488 a 25°C	A	-	0,5/0,5	0,5/0,5
Curvatura y distorsión, 1,5 mm (tras grabado)	20"/245	%	1,5	0,5
Fuerza de troquelado, 1,3 mm diámetro punzón	A	N/mm esp.	680	680
Fuerza de extracción, 1,3 mm diámetro punzón	A	N/mm esp.	260	260
Estabilidad dimensional. Longitudinal	E-1/150	ppm	-650	-500
Estabilidad dimensional. Transversal	E-1/150	ppm	-900	-600
Índice de caminos conductores, (CTI) (1)	A	V	300	300
Temperatura de transición vitrea, (Tg, medida por TMA)	A	°C	120	120
Coefficiente de expansión eje-Z (antes Tg/depues Tg)	A	ppm/°C	45/240	45/240
Resist. al choque térmico tras autoclave, (measling s/IPC-650)	D0,5/120 + 30"/260	-	Resiste	Resiste
Temperatura máxima de trabajo en continuo	-	°C	130	130

(1) Ensayos efectuados según norma CEI-112. Valores mínimos garantizados.

Resto ensayos según CEI-249-1

Los valores aquí reseñados son representativos de nuestro estándar de fabricación, y no pueden considerarse como valores de especificación. La empresa se reserva el derecho de efectuar cambios en el futuro. Es responsabilidad del usuario verificar que este producto se adapta a sus necesidades.



A TRADE MARK OF



**DATA SHEET**  
**RIGID LAMINATES**  
**ANSI GRADE FR4**  
**IGAV FR95 Thickness ≥ 0,50 mm (Copper included)**  
**Copper 18, 35, 70 µ**  
**Other copper thicknesses on request**  
**IEC designation : IEC EN 60249-2-5-FVO**  
**IPC designation : type L21**

TESTS	Specifications IPC 4101A	Specifications IEC EN-60249.2.5	IPC Limits	IEC Limits	PIAD Values IPC spec.	PIAD Values IEC spec.
Surface inspection	3.8.3	-	Class A*	Normal	Class A*	Normal*
Permittivity at 1MHz	3.11.1.1	2.7	<5,4	≤5,5	4,5+/-0,1	4,7+/-0,1
Loss Tangent (tangent Δ at 1 MHz)	3.11.1.2	2.7	<0,035	<0,035	0,018+/-0,002	0,018+/-0,002
Surface Resistivity C-96/35/90	3.11.1.4	2.2 Surface Resistance	>10 <sup>9</sup> MΩ	>5x10 <sup>9</sup> MΩ	3x10 <sup>9</sup>	3x10 <sup>9</sup>
Surface Resistivity E-24/125	3.11.1.4	2.9.1 Surface Resistance	>10 <sup>9</sup> MΩ	>10 <sup>9</sup> MΩ	4x10 <sup>9</sup>	5x10 <sup>9</sup>
Volume Resistivity C-96/35/90	3.11.1.3	2.3	≥10 <sup>10</sup> MΩ-cm	≥10 <sup>10</sup> MΩ-m	6x10 <sup>9</sup>	10 <sup>9</sup>
Volume Resistivity E-24/125	3.11.1.3	2.9.1	≥10 <sup>10</sup> MΩ-cm	≥10 <sup>10</sup> MΩ-m	1,6x10 <sup>9</sup>	10 <sup>9</sup>
Dielectric Breakdown	3.11.1.6	-	≥40KV	-	58	-
Peel strength After thermal stress**	3.9.1.1.1	3.6.2.3	≥1,05 N/mm	≥1,4 N/mm	1,57	2,1
Thermal stress at 288°C	3.10.1.2	3.7.2.3	>10 sec.	>20 sec.	>60	>60
Method	Specification	Spec.Limits	PIAD Values	Thickness according to IPC 4101A Class L if not otherwise required.		
CTE Z axis expansion up to Tg	IPC TM 650	-	50 ppm/°C	Standard build up as per enclosed data sheet if not otherwise required.		
Flammability	UL 94	Class	94 V-0	These data are average values of our current production and are based on reliable analytical methods. They can only serve as guideline and not give rise to any rights under warranty terms. The end user should always verify the suitability of Aismalibar Italia products for processing and final applications.		
Glass Transition	IPC TM 650	-	137+/-5°C			
Dimensional stability***	IEC EN 60249-2-5.7	≤300ppm	200ppm			
CTI	IEC 60112	≥200	200passed			
*if not otherwise specified **with ref.to 35/35 µ STD ***With ref.to 1,6 mm 35/35µ STD						

En cuanto al sustrato de  $\mu W$  tenemos la tabla siguiente,

Dielectric Constant Dk@10 GHz.	Supplier	Grade/Name	Construction	Dissipation Factor Df@10 GHz.	CTE (ppm°C)			MIL-S-13949	IPC-L-125A
					X	Y	Z		
2.08±.02	Neltec	NY9208	P,W	0.0008	25	35	260	*	*
2.08±.02	Neltec	NY9208IM	P,W	0.0008	25	35	260	*	*
2.10	Polyflon	CuFlon	P	0.0005	227	227	227	*	*
2.10	Rogers	RT/duroid 5890	P	0.0005	227	227	227	*	*
2.15	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	CuClad 217LX	P,W,CP	0.0009	29	28	246	GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	DiClad 880	P,W	0.0009	25	34	252	GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	Isoclad 917	P,R	0.0009	46	47	311	GP,GR	125/04
2.17±.02	Neltec	NY9217	P,W	0.0008	25	35	260	GY	125/05
2.17±.02	Neltec	NY9217IM	P,W	0.0008	25	35	260	GY	125/05
2.17±.02	Rogers	Ultralam 1217	P,W	0.0009	20	20	280	GY	125/05
2.17±.02	Taconic	TLY-5A	P,W	0.0009	20	35	290	GY	125/05
2.20±.02	Neltec	NY9220	P,W	0.0009	25	35	260	GY	125/05
2.20±.02	Neltec	NY9220IM	P,W	0.0009	25	35	260	GY	125/05
2.20±.02	Rogers	RT/duroid 5880	P,R	0.0009	31	48	237	GP,GR	125/04
2.20±.02	Taconic	TLY-5	P,W	0.0009	25	35	290	GY	125/05
2.20±.02	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.32±.005	Polyflon	Polyguide			108	108	108	*	*
2.33±.02	Arlon	CuClad 233LX	P,W,CP	0.0013	23	24	194	GY	125/05
2.33±.02	Arlon	DiClad 870	P,W	0.0010	17	29	217	GY	125/05
2.33±.02	Arlon	Isoclad 933	P,R	0.0013	31	35	203	GP,GR	125/04
2.33±.02	Neltec	NY9233	P,W	0.0011	25	35	260	GY	125/05
2.33±.02	Neltec	NY9233IM	P,W	0.0011	25	35	260	GY	125/05
2.33±.02	Rogers	RT/duroid 5870	P,R	0.0012	22	28	173	GP,GR	125/04
2.35	Taconic	TLY-3	P,W	0.0013	25	35	290	GY	125/05
2.40-2.60±.05	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.40-2.60±.05	Arlon	CuClad 250GT	P,W,CP		18	19	177	GT	125/01
2.40-2.60±.04	Arlon	CuClad 250GX	P,W,CP	0.0022	18	19	177	GX	125/02
2.40-2.60±.05	Arlon	DiClad 522	P,W		14	21	173	GT	125/01
2.40-2.60±.04	Arlon	DiClad 527	P,W	0.0022	18	19	182	GX	125/02
2.40, 2.50, 2.60	Rogers	Ultralam 2000	P,W	0.0019	10	10	120	GX	125/02
2.43±.04	Taconic	601, 602	P,W	0.0020				GT,GX	125/02
2.43±.04	Neltec	NX9243	P,W	0.0018	12	18	150	GX	125/02
2.43±.04	Neltec	N9243IM	P,W	0.0018	12	18	150	GX	125/02
2.45±.04	Neltec	NX9245	P,W	0.0018	12	18	150	GX	125/02
2.45±.05	Neltec	NX9245IM	P,W	0.0018	12	18	150	GX	125/02
2.45±.05	Taconic	TLT-0	P,W	0.0017	9	12	140	GT	125/01
2.45±.04	Taconic	TLX-0	P,W	0.0017	9	12	140	GX	125/02
2.48±.04	Neltec	NX9248	P,W	0.0017	12	18	150	GX	125/02
2.48±.04	Neltec	NX9248IM	P,W	0.0017	12	18	150	GX	125/02

, en la que constan diferentes materiales de diferentes fabricantes. Todos ellos son sustratos basados en teflón, o sea plásticos. Aparte tenemos otros sustratos de  $\mu W$ , como los cerámicos, los de circuito integrado (Si y AsGa), etc. Ya citamos en la asignatura de Microondas algunas propiedades de estos materiales.

Una vez que tenemos el material soporte sobre el que vamos a trabajar → una de las caras del sustrato + cobre dará lugar a la tira de microstrip tras un proceso típico de fotolitografiado y atacado químico, con todas las fuentes de errores que puede tener un proceso de ese tipo → errores de fotolito, errores de iluminación, influencia del espesor del cobre en el “volumen” iluminado, causando el defecto de “undercutting”, etc.

Hoy en día existe un nuevo método de fabricación que evita el uso de materiales químicos que se usan en el proceso fotolitográfico: la fabricación por fresado. Es el sistema con el que contamos en el laboratorio de la Escuela, con una máquina con un motor de 100.000rpm que permite llegar a fabricar pistas y separaciones de 0,15mm sobre sustratos estándares de RF como el FR-4 y el CEM-3.

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**



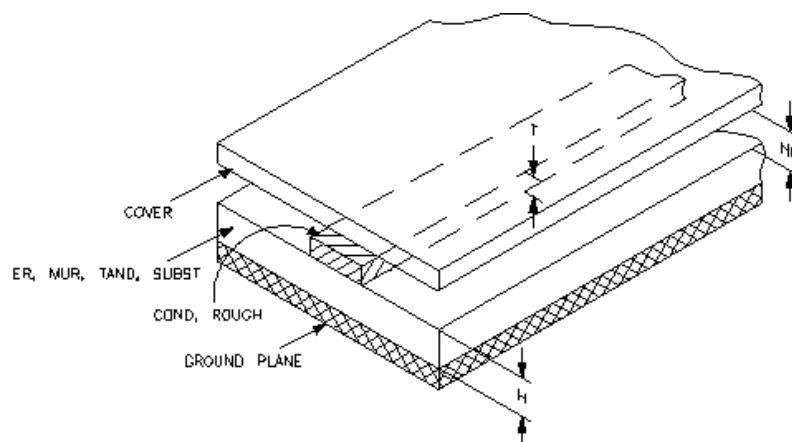
Specifications	LPKF ProtoMat® C100/HF
Minimum track width	4 mil (0.1 mm)
Minimum insulation width	4 mil (0.1 mm)
Minimum drill hole size	8 mil (0.2 mm)
Working area	13.4" x 7.8" (340 mm x 200 mm)
Resolution	0.312 mil (7.937 µm)
Repeatability	± 0.2 mil (5 µm)
Precision of front-to-back alignment	± 0.8 mil (20 µm)
Milling motor	3-phase motor, 10,000 - 100,000 rpm, programmable
Tool change	semi-automatic
Tool collet	1/8" quick-release collet
Drilling speed	120 holes per minute
Travel speed (max)	1.38" per second (35 mm per second)
Depth adjustment	non-contact air bearing, coaxial foot
X/Y positioning system	stepper motors; precision lead screws, ActiveCAM® anti-backlash Supermuts®
X/Y linear system	precision linear bushings And dual shafts
Z drive	Pneumatic, 0.55" (14 mm) movement
Machine table base	3" (75 mm ) cast aluminum
Dimensions (W / H / D)	16.5" x 13.0" x 22.25" (420 x 330 x 565 mm)
Weight	55 lb (25 kg)
Power supply	120/240V, 50 - 60 Hz/200VA
Compressed air supply	6 bar (87 psi), 50 l/min (1.7 cfm)

Su uso en frecuencias de Microondas es más novedoso y está por probar. En todo caso deberemos respetar la especificación de Mínima Anchura de Pista y Mínima Distancia entre pistas de 0,15mm.

Todavía quedan pasos por dar en el cierre del ciclo de diseño, puesto que quedan por definir los pasos finales de acabado: estañados, pasivados, y/o dorados.

Para que las simulaciones y la realidad de la medida coincidan va a ser muy importante tener bien definido, además de las imprecisiones o tolerancias de nuestro sistema de fabricación, el sustrato que vamos a utilizar.

Dentro de ADS, cuando lo introducimos debemos especificar los siguientes parámetros:



, que para el caso del CEM-3 serían:

H = substrate thickness, in specified units → 1, 5mm

Er = relative dielectric constant → 4, 6

Mur = relative permeability → 1

Cond = conductor conductivity, in Siemens/meter →  $5,8 \times 10^7$

Hu = cover height

T = conductor thickness, in specified units → 35μm

TanD = dielectric loss tangent → 0,019

Rough = conductor surface roughness, in specified units; RMS value; refer to note 7

Cond1 = (ADS Layout option) layer on which the microstrip metallization will be drawn in layout

Cond2 = (ADS Layout option) layer on which the air bridges will be drawn in layout

Diel1 = (ADS Layout option) layer on which the dielectric capacitive areas will be drawn in layout

Diel2 = (ADS Layout option) layer on which the via between Cond and Cond2 masks will be drawn in layout

Hole = (ADS Layout option) layer on which the via layer used for grounding will be drawn in layout

Res = (ADS Layout option) layer on which the resistive mask will be drawn in layout

### Notes/Equations

- Conductor losses are accounted for when  $Cond < 4.1 \times 10^{17} S/m$  and  $T > 10^{-9}$ . Gold conductivity is  $4.1 \times 10^7 S/m$ . Rough modifies loss calculations. Conductivity for copper is  $5.8 \times 10^7$
- When the Hu parameter of the substrate is less than  $100 \times Thickness\_of\_substrate$ , the impedance calculation will not be properly done if Wall1 and Wall2 are left blank.
- The microstrip cover uses a perturbational technique based on the assumption that a significant portion of energy is in the substrate between the conductor and the lower ground. It assumes that a microstrip line is beneath it. The microstrip cover Hu and the Er parameters were not intended to be used in the limiting case where the configuration of the MLIN with sub and cover converges to a stripline topology. Therefore, Hu must always be taken much larger than H and T.
- The Rough parameter is used in the following equation in MDS and ADS:

$$Loss\_factor = 1 + (2/\pi) * atan(\omega * We * Rough^2)$$

, where atan is arctangent; We is the factor in the surface roughness formula, which is some constant.

$$We = 0.7 * U_0 * U_r * \sigma$$

, where  $U_0$  = magnetic permeability constant

$U_r$  = relative magnetic permeability

$\sigma$  = conductivity constant ( $4.1e7$  for gold)

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

So, if Rough factor = 0, then  $\text{atan}(0) = 0$  and so  $\text{Loss\_factor} = 1$

If Rough factor = large number, then  $\text{atan}(\text{large number}) = \text{close to } \pi/2$  and so  $\text{Loss\_factor} = 1 + 2/(\pi/2) = 2$ . So,  $\text{Loss\_factor} = \text{between } 1 \text{ to } 2$  for Rough = from 0 to infinity.

Loss ( $\alpha$  for conductor with surface roughness) =

= Loss ( $\alpha$  for perfectly smooth conductor) \* Loss\_factor, with  $\alpha = \text{Attenuation (nepers/m)}$

**References**, for the Rough parameter: Hammerstead and Bekkadal, Microstrip Handbook, ELAB report STF44 A74169, page 7.

**5. COMPONENTES DISCRETOS Y MODELOS**

Como ya se dijo en la asignatura de Microondas, el uso de componentes discretos en frecuencias de  $\mu\text{W}$  se intenta evitar debido a la aparición de comportamientos no del todo controlados. Pero la realidad es que no los podremos evitar del todo, como es el caso de las resistencias de polarización de los dispositivos activos o los condensadores de paso y desacoplo. Por tanto cobra especial importancia el contar con unos modelos adecuados que permitan ejecutar simulaciones lo más próximas a la realidad posibles.

Además deberemos considerar que, en la realidad, no podremos contar con cualquier valor de componente que nos exija una aplicación concreta, como puede ser una adaptación de un acceso desadaptado o un filtro con elementos LC discretos.

*Por tanto nos veremos obligados a utilizar valores que tengamos disponibles y modelos aproximados.*

Los **valores** de los componentes están clasificados en Series, siguiendo un estándar que se especifica en la tabla siguiente:

**STANDARD SERIES OF VALUES IN A DECADE FOR RESISTORS AND CAPACITORS**  
According to "IEC publication 63".

E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E24	E12	E6	E3
100	100	100	178	178	178	316	316	316	562	562	562	10	10	10	10
101			180			320			569			11			
102	102		182	182		324	324		576	576		12	12		
104			184			328			583			13			
105	105	105	187	187	187	332	332	332	590	590	590	15	15	15	
106			189			336			597			16			
107	107		191	191		340	340		604	604		18	18		
109			193			344			612			20			
110	110	110	196	196	196	348	348	348	619	619	619	22	22	22	22
111			198			352			626			24			
113	113		200	200		357	357		634	634		27	27		
114			203			361			642			30			
115	115	115	205	205	205	366	366	366	649	649	649	33	33	33	
117			208			370			657			36			
118	118		210	210		374	374		665	665		39	39		
120			213			379			673			43			
121	121	121	215	215	215	383	383	383	681	681	681	47	47	47	47
123			218			388			690			51			
124	124		221	221		392	392		698	698		56	56		
126			223			397			706			62			
127	127	127	226	226	226	402	402	402	715	715	715	68	68	68	
129			229			407			723			75			
130	130		232	232		412	412		732	732		82	82		
132			234			417			741			91			
133	133	133	237	237	237	422	422	422	750	750	750				
136			240			427			759						
137	137		243	243		432	432		768	768					
138			246			437			777						
140	140	140	249	249	249	442	442	442	787	787	787				
142			252			448			796						
143	143		255	255		453	453		806	806					
145			258			459			816						
147	147	147	261	261	261	464	464	464	825	825	825				
149			264			470			835						
150	150		267	267		475	475		845	845					
152			271			481			856						
154	154	154	274	274	274	487	487	487	866	866	866				
156			277			493			876						
158	158		280	280		499	499		887	887					
160			284			506			898						
162	162	162	287	287	287	511	511	511	909	909	909				
164			291			517			920						
165	165		294	294		523	523		931	931					
167			298			530			942						
169	169	169	301	301	301	536	536	536	953	953	953				
172			305			542			965						
174	174		309	309		549	549		976	976					
176			312			556			988						



Lo habitual es trabajar con valores de las series E12 y E24.

En cuanto a los **modelos**, podemos dar unos criterios generales:

- Hay que conocer los componentes disponibles en el laboratorio para realizar el montaje del circuito y en caso de ser posible utilizar el modelo exacto de ese componente, que podemos buscar en la librería ADS, y si no la encontramos, en la información que nos da el proveedor en su página Web. Ese modelo lineal, puede ser en forma de un equivalente en parámetros concentrados con diferentes parámetros según sea el valor (Modelo Spice), o en forma de parámetros S.
- En caso de no estar disponible el modelo exacto del componente (cosa bastante frecuente), habrá que seleccionar uno que se asemeje lo más posible, para ello utilizaremos los siguientes criterios de comparación:
  - Escoger un componente que tenga el mismo tamaño.
  - Escoger un componente del mismo valor.
  - Escoger componentes con las mismas tolerancias que los disponibles.
  - En caso de haber varios fabricantes compararlos en una simulación específica en ADS para observar su comportamiento en la frecuencia de interés. Por lo general deberán tener un comportamiento muy similar, lo que indicaría que nuestro componente es muy probable que sea similar a la generalidad.
  - Si hay alguna excepción, deberemos estar atentos y valorar cuál podría ser la influencia de que ocurriera lo contrario en nuestro caso p.ej. comparando dos simulaciones
- En todo caso, debe quedar claro que el modelo del componente no incluye (a no ser que el proveedor especifique lo contrario) los efectos parásitos debidos a su montaje sobre el circuito impreso. Si en nuestro diseño ese factor es crítico, deberemos incluirlo en la simulación: en primera aproximación constará de una capacidad parásita a tierra en cada terminal de conexión.

En nuestro caso los componentes disponibles tienen todos un tamaño 0603 y 0402 y son de montaje superficial. Todos los modelos de este tipo disponibles en ADS se pueden encontrar en las carpetas: *RF Passive SMT Library*, *Measurement Based SMT Library*, que se encuentran dentro de la librería de la aplicación.

Caso de necesitar componentes especiales no disponibles en el almacén del Laboratorio consultad con los profesores de la asignatura.

## 5.1 Librería de componentes del Laboratorio de $\mu W$ : Resistencias

**Resistencias MULTICOMP:** Valores Serie E12, Carcasa: 0603, Tolerancia 5%

10R	100R	1K0	10K	100K	1M0
12R	120R	1K2	12K	120K	0R
15R	150R	1K5	15K	150K	
18R	180R	1K8	18K	180K	
22R	220R	2K2	22K	220K	
27R	270R	2K7	27K	270K	
33R	330R	3K3	33K	330K	
39R	390R	3K9	39K	390K	
47R	470R	4K7	47K	470K	
56R	560R	5K6	56K	560K	
68R	680R	6K8	68K	680K	
82R	820R	8K2	82K	820K	

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

Características: <http://es.farnell.com/jsp/endecaSearch/partDetail.jsp?SKU=4381166&N=401>

Modelo: no se dispone de información del fabricante, luego habrá que utilizar lo más parecido que haya disponible en la librería ADS.

**Resistencias PHYCOMP:** Serie RC21, Valores: E24, Carcasa: 0603, Tolerancia 5%

Type	RC21	RC31
Size	0603	0402
Series	E24 + Jumper	E12 + Jumper
Resistor Range	1Ω - 10 MΩ	10Ω - 2MΩ
Resistance Values	170	66
Resistors Pieces	50	100
Maximum Wattage	0.1 W	0.063 W
Temp Coeff (ppm)	± 200	± 200
Maximum Voltage	50 V	50 V
Ordering code	3322 073 30097	3322 073 30104

Características: <http://www.yageo.com/>

Modelo: Si no se dispone de información del fabricante, habrá que utilizar lo más parecido que haya disponible en la librería ADS.

**5.2 Librería de componentes del Laboratorio de μW: Condensadores**

**Condensadores PHYCOMP**

Sample kit 0603 - 4322 044 07121

Series	PAGE 1		PAGE 2		PAGE 3		PAGE 4	
1	0.47pF ±0.25pF	NP0 50V	6.8pF ±0.5pF	NP0 50V	100pF ±5%	NP0 50V	100pF ±10%	X7R 50V
2	0.56pF ±0.25pF		8.2pF ±0.5pF		120pF ±5%		120pF ±10%	
3	0.68pF ±0.25pF		10pF ±5%		150pF ±5%		150pF ±10%	
4	0.82pF ±0.25pF		12pF ±5%		180pF ±5%		180pF ±10%	
5	1.0pF ±0.25pF		15pF ±5%		220pF ±5%		220pF ±10%	
6	1.2pF ±0.25pF		18pF ±5%		270pF ±5%		270pF ±10%	
7	1.5pF ±0.25pF		22pF ±5%		330pF ±5%		330pF ±10%	
8	1.8pF ±0.25pF		27pF ±5%		390pF ±5%		390pF ±10%	
9	2.2pF ±0.25pF		33pF ±5%		470pF ±5%		470pF ±10%	
10	2.7pF ±0.25pF		39pF ±5%				560pF ±10%	
11	3.3pF ±0.25pF		47pF ±5%				680pF ±10%	
12	3.9pF ±0.25pF		56pF ±5%				820pF ±10%	
13	4.7pF ±0.25pF		68pF ±5%				1.0nF ±10%	
14	5.6pF ±0.5pF		82pF ±5%				1.2nF ±10%	
15								

Series	PAGE 5		PAGE 6	
1	1.5nF ±10%	X7R 50V	22nF ±10%	X7R 25V
2	1.8nF ±10%		27nF ±10%	
3	2.2nF ±10%		33nF ±10%	X7R 16V
4	2.7nF ±10%		47nF ±10%	
5	3.3nF ±10%		68nF ±10%	
6	3.9nF ±10%		100nF ±10%	
7	4.7nF ±10%		10nF +80-20%	Y5V 50V
8	5.6nF ±10%		47nF +80-20%	
9	6.8nF ±10%		68nF +80-20%	
10	8.2nF ±10%		100nF +80-20%	
11	10nF ±10%			
12	12nF ±10%			
13	15nF ±10%			
14	18nF ±10%			
15				

Características: <http://es.farnell.com/jsp/endecaSearch/partDetail.jsp?SKU=157922&N=401>

Modelo: Calculadora de Circuito Equivalente Spice (está instalada en los PC-s del Laboratorio de Radiocomunicación), permite extraer los parámetros básicos del Modelo CAPP2 de ADS y/o los parámetros S en configuración serie (la habitualmente usada) y paralelo. Se deben configurar los parámetros fundamentales: valor y tipo del condensador, configuración, rango de frecuencia, resolución o nº de puntos (típico 1000 puntos, ¡¡¡ OJO!!!! si se repiten frecuencias en el fichero da resultados erróneos en ADS) y, posteriormente usar la pestaña Print to File.

**NOTA:**

1. Los ficheros extraídos, son en formato TOCHSTONE, compatibles con ADS si sustituimos “comas” por “puntos” en las cifras → para hacerlo rápido, lo mejor es abrir el fichero con *Word* y usar la instrucción *Replace*, luego salvar el formato y añadirle la extensión *.s2p* al fichero que guardemos en la carpeta *Data* de nuestro proyecto.

2. PC-s del Laboratorio de Radiocomunicación:

**Usuario: labor\_uw Password: laboruw**

**5.3 Librería de componentes del Laboratorio de  $\mu$ W: Inductancias**

**Bobinas EPCOS**

SIMID® 0603-C

$L_{25}$	nH	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6
$Q_{sp}$ (at 800 MHz)		50	50	50	40	40	40	40	40
$f_L$	MHz	100	100	100	100	100	100	100	100
$I_{in}$	mA	1500	1500	1500	1400	1200	1100	800	700
$R_{max}$	$\Omega$	0.03	0.033	0.035	0.04	0.06	0.065	0.10	0.15
$f_{res, min}$	MHz	13000	12000	10000	10000	9000	8000	7000	6000
Ord. code B82496		C3159A	C3189A	C3229A	C3279A	C3339A	C3399J	C3479J	C3569J
$L_{25}$	nH	6.8	8.2	10	12	15	18	22	27
$Q_{sp}$ (at 800 MHz)		40	40	40	40	40	40	40	35
$f_L$	MHz	100	100	100	100	100	100	100	100
$I_{in}$	mA	700	650	600	450	420	400	380	360
$R_{max}$	$\Omega$	0.15	0.18	0.20	0.35	0.40	0.45	0.50	0.55
$f_{res, min}$	MHz	6000	6000	5000	5000	4500	4000	4000	3000
Ord. code B82496		C3689J	C3829J	C3100J	C3120J	C3150J	C3180J	C3220J	C3270J
$L_{25}$	nH	33	39	47	56	68	82	100	220
$Q_{sp}$ (at 800 MHz)		35	35	35	35	35	35	30	25
$f_L$	MHz	100	100	100	100	100	100	100	25.2
$I_{in}$	mA	350	300	270	250	230	220	200	110
$R_{max}$	$\Omega$	0.60	0.80	0.95	1.2	1.3	1.5	1.8	7.0
$f_{res, min}$	MHz	3000	2500	2500	2500	2000	2000	1800	1300
Ord. code B82496		C3330J	C3390J	C3470J	C3560J	C3680J	C3820J	C3101J	C3221J

SIMID® ist ein eingetragenes Warenzeichen

Toleranz / Tolerance: A  $\pm$  0.3 nH, J  $\pm$  5%

**Características:** <http://es.farnell.com/jsp/endecaSearch/partDetail.jsp?SKU=158689&N=401>

**Modelo:**

[http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/DesignTools/SMTInductors/Page\\_template1.d=render\\_locale=en.html](http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/DesignTools/SMTInductors/Page_template1.d=render_locale=en.html)

En esta página encuentro los modelos HSPICE de las bobinas, en un formato de librería que podemos importar con la instrucción *IMPORT/NETLIST* de ADS (tipo HSPICE en “More Options”) o leer con cualquier editor de textos y pasar a ADS de forma manual, en forma de subcircuito.

Las librerías SPICE indican, para cada valor de bobina, un circuito equivalente de 2 accesos (el denominado sub-circuito entre nodos de entrada y salida) descrito en formato típico de nodos numerados y componentes entre ellos.

**Bobinas Murata (Choques):** Chip Ferrite bead BLM series

<http://www.murata.com/products/emc/index.html>

**Bobinas Coilcraft:** [http://www.coilcraft.com/prod\\_rf.cfm](http://www.coilcraft.com/prod_rf.cfm)

Kit s de bobinas tipo: Kit C339, Kit C351, Kit C324B, Kit C347, Kit C324A-2, Kit C314, Kit 328A, Kit C373, Kit C371, Kit C328B.

**Modelo:** <http://www.coilcraft.com/models.cfm>

Si se utiliza alguna bobina de otras casas: consultad con los profesores y/o Técnico de Laboratorio.

## 5.4 Librería de componentes del Laboratorio de $\mu$ W: Diodos y TRT

### Componentes Philips: BB149, BFR93A, BFG520

Características: <http://www.semiconductors.philips.com/>

Modelos: <http://www.semiconductors.philips.com/>

Es muy útil buscar el componente en la pestaña de búsqueda de la página: aparece toda la información necesaria asociada al componente.

### Componentes Infineon: BB833, BB857, BFP420, BFP405, BFP640

Características: <http://www.infineon.com/cgi-bin/ifx/portal/ep/home.do?tabId=0>

Modelos: <http://www.infineon.com/cgi-bin/ifx/portal/ep/home.do?tabId=0>

Es muy útil buscar el componente en la pestaña de búsqueda de la página: aparece toda la información necesaria asociada al componente.

## 5.5 Condensadores pasachasis (“feed thru”) para polarización y Conectores RF SMA

Para conectar los layout ensamblados al exterior y poder alimentarlos, se utilizarán condensadores pasachasis de 1nF, de forma cilíndrica, que permiten realizar dos operaciones simultáneamente: alimentar el circuito conectando la fuente de continua al pincho interno y filtrar a tierra los posibles ruidos provenientes de fuentes y cables. Son condensadores de buena calidad en RF, como los que se observan en las direcciones:

<http://es.farnell.com/jsp/home/homepage.jsp>, se debe buscar el código 106800 (actualmente obsoleto) o se debe buscar el código 1305442.



En cuanto a las conexiones RF, se utilizarán conectores típicos SMA tipo END LAUNCH:



<http://www.amidata.es/>, se debe buscar el código 363-4690

<http://es.farnell.com/jsp/home/homepage.jsp>, se debe buscar el código 1342653

Consultad cuales son los disponibles para diseñar correctamente los layout.

## 5.6 Cajas metálicas

Habitualmente, y en caso necesario, se deberá utilizar la caja estándar del laboratorio, de tamaño 34mm (largo) x 24mm (ancho) x 9mm (alto). Su montaje es sobre la superficie del circuito. Consultad los detalles necesarios para su ensamblaje.

Para otro tipo de tamaños, caben tres opciones:

- Cajas y tapa de montaje SMD tipo BMIS en <http://uk.mouser.com/>
- Cajas y tapas tipo SA-4SFL-SMT de: [http://www.tecan.co.uk/UK/\\_03StandardCans.html](http://www.tecan.co.uk/UK/_03StandardCans.html)

Tamaños disponibles: 20x20x10, 30x30x10, 50x50x10 y 75x50x10.

- La manufactura en base a chapas metálicas → consultad con los profesores.

## 6. MECANIZACION DE CAJAS Y SOLDADURA

Tanto las cajas en las que se ensamblan los semielaborados - consistente en circuitos impresos + componentes soldados- como las guías de onda, se fabrican, habitualmente, en materiales metálicos conductores. Se persiguen varias funciones con ello: proveer de apantallamiento al conjunto de forma que no se vea afectado ni afecte por/al entorno, posibilitar una buena superficie de disipación para el calor generado en los dispositivos activos ensamblados, dar consistencia mecánica a los conjuntos.

Ya citamos en Microondas que existen multitud de procesos posibles para fabricar este componente tan necesario en la electrónica.

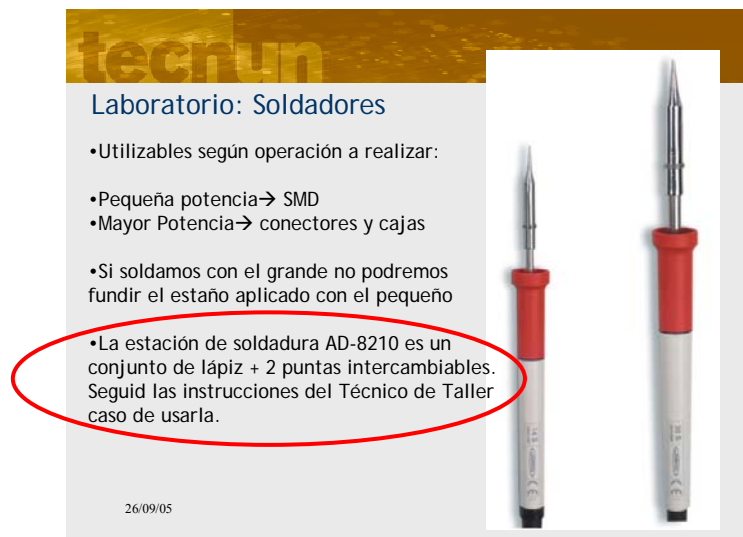
En Laboratorio nos vamos a limitar a explicar, brevemente, lo necesario para llevar a cabo la soldadura de los componentes al circuito impreso y de este a la caja (si existiera). Y el uso adecuado de dos herramientas básicas en la manipulación de componentes: las pinzas y los alicates de corte o cortantes.

También citamos los principios de funcionamiento de tres máquinas fundamentales en el método más utilizado a la hora de diseñar y fabricar las cajas que utilizaremos en frecuencias de Microondas: la mecanización.

### 6.1 Los soldadores y las herramientas de manipulación

Es muy **IMPORTANTE** seguir ciertas reglas para garantizar la conservación de las herramientas y conseguir una soldadura de buena calidad:

1. Usad el soldador adecuado para cada operación: pequeña potencia y tamaño para los SMD, mayor potencia para conectores y caja. **;;;RESPETAD ESTO!!!!** Tened en cuenta que una soldadura ejecutada con el soldador grande no la podremos deshacer con el pequeño: por eso es importante usar el soldador adecuado para cada caso.



2. Usad el estaño de diámetro menor para el SMD y el de diámetro mayor para conectores y caja (si existe)
3. Pre-estañar los pads de los SMD puede ser una buena opción para facilitar la soldadura posterior del componente.
4. Para soldar los SMD utilizad las pinzas adecuadas: las finas en este caso. No utilizéis las pinzas finas para operaciones con conectores y cajas: **;;;SE DEFORMAN!!!!** Y quedan inutilizadas para manejar los SMD 0603. Lo mismo se puede decir de los alicates de corte



- Desoldar y cambiar componentes implica calentar simultáneamente los pads de los componentes y extraerlo con la pinza. Añadir más cantidad de estaño puede ser una buena opción si tenemos dificultades para realizar la operación.
- En todo caso, pedir asesoría a los profesores de la asignatura y al Técnico de Laboratorio.

## 6.2 El taladro

Máquina con función de realizar agujeros, pasantes o ciegos, en las cajas: su aplicación estará en los agujeros pasantes para conectores y pasa-chasis, y en los que necesitemos para llevar a cabo las fijaciones atornilladas de tapas, circuito impreso, etc.

Normalmente utilizaremos un material dúctil tipo latón en la ejecución de las cajas. Una vez bien fijada la misma, esto garantizará que el taladrado de la misma no ofrecerá dificultades.

Las brocas son los elementos que físicamente ejecutan los agujeros, con lo que su calidad y material serán de vital importancia. La otra variable importante son las revoluciones por minuto del motor del taladro. Simplemente citamos lo principal de ambos elementos.

- Las brocas estándares son de acero HSS → Acero súper-rápido con aleación de cobalto, cromo, molibdeno y vanadio. Este material se aconseja para trabajar los metales típicos que se usan en las cajas de  $\mu W$ , latón, aluminio, cobre, etc.
- Las brocas especiales son de HM, Metal Duro o "Widia". Es un material sinterizado de elevada dureza con el que se pueden trabajar todo tipo de materiales debido a que dentro del HM existen varios tipos de durezas.

En el Laboratorio se cuenta con dos taladros marca PROXXON: uno, el grande, para trabajar diámetros entre 1 y 10mm y en todo tipo de materiales, y el pequeño para taladrar circuitos impresos a mayores velocidades materiales como los circuitos impresos y con taladros por debajo de 1mm. Es en este último caso donde se utilizan las brocas tipo HM, que trabajan mejor en este caso de material abrasivo y a altas velocidades.

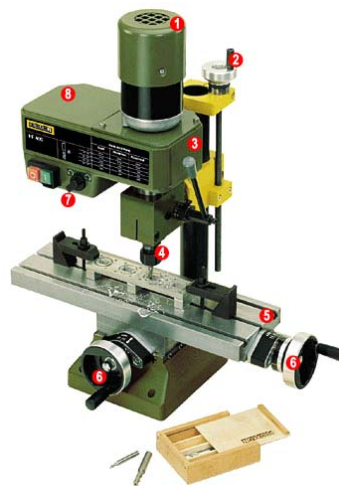


### **6.3 La fresadora**

Será la máquina encargada de realizarnos las ranuras y/o cavidades que necesitemos. En otras palabras, es como el taladro pero actúa en los tres ejes cartesianos XYZ. También es muy importante, tanto el material de la fresa como su velocidad de avance. Para los primeros vale lo que se ha dicho para las brocas.

En cuanto a las velocidades la propia herramienta nos proporciona tablas en las que, en función del material a fresar y del diámetro de herramienta utilizado nos aconseja un avance determinado. En cuanto a la profundización esta deberá ser escalada, con sucesivas pasadas para ir consiguiendo profundidades en pasos típicos de 0,5mm.

Con esta herramienta y sus accesorios, y prestando especial atención a la operación de amarrado de la pieza a trabajar, podemos fabricar pequeñas cajas útiles en la caracterización de dispositivos de  $\mu W$ .



### **6.4 El torno**

Es la herramienta de mecanizado por excelencia. Nos permitirá, utilizando diferentes herramientas o cuchillas de ataque, realizar un sinfín de operaciones sobre piezas de simetría cilíndrica. Entre ellas, podemos citar: el arranque de viruta o torneado, ejecutar funciones complejas como el roscado de agujeros, los moleteados (muescas en las paredes), el pulido de superficies, etc. Las operaciones se hacen sobre la pieza girando a velocidad constante y atacándola con las cuchillas desde un lateral y avanzando simultáneamente.

Como en el caso del fresado cobra especial importancia la operación de amarre de las piezas a trabajar, puesto que vamos a ejecutar operaciones ciertamente violentas sobre piezas de materiales duros. Caso de un amarre defectuoso las consecuencias, en forma de accidente, pueden ser graves.



## 7. BIBLIOGRAFIA Y ENLACES

Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc	[1.1]
Microwave Component Mechanics. H. y P. Eskelinen	[1.2]
Maquinas. Cálculos de taller / A.L. Casillas. -- 35ª ed. -- Madrid : Sin Editorial, 1992, 643 p.	[1.3]
<a href="http://we.home.agilent.com">http://we.home.agilent.com</a>	
<a href="http://www.educatorscorner.com/index.cgi">http://www.educatorscorner.com/index.cgi</a>	
<a href="http://www.hubersuhner.com/hs/index.htm">http://www.hubersuhner.com/hs/index.htm</a>	
<a href="http://www.lpkf.com/index.htm">http://www.lpkf.com/index.htm</a>	
<a href="http://eesof.tm.agilent.com/">http://eesof.tm.agilent.com/</a>	
<p><b>Diccionario útil en circuitos impresos</b></p> <p>Alloy: Aleación</p> <p>Brittle: Quebradizo</p> <p>Cladding: Revestimiento</p> <p>Etching: Grabado</p> <p>Lead: Plomo</p> <p>Ribon: Cinta</p> <p>Woven Glass Fibre: Fibra de vidrio Entrelazada</p> <p>Non Woven Glass Fibre: Fibra de vidrio no Entrelazada</p> <p>Peel : Despegado</p> <p>Buried: Enterrado</p> <p>Caul: Caldero</p> <p>To Roll: Laminar</p> <p>To Anneal: Recocer</p>	



## **8. CUESTIONARIO**

1. Calculad el margen dinámico necesario en un Analizador de Redes para poder medir un filtro con un rechazo de 60dB y un error de medida menor que 0,05dB en amplitud y 0,3° en fase.
  - a. 60dB
  - b. 70dB
  - c. 80dB
  - d. 90dB
  - e. 120dB
  
2. En la página web de AGILENT, seleccionar el Analizador de Redes Vectorial más barato que permite trabajar en 24GHz, con un margen dinámico de al menos 120dB.
  - a. N5244A
  - b. N5242A
  - c. E5071C
  - d. N5264A
  - e. E8363C
  
3. ¿Cuál es la respuesta falsa en relación a la detección en banda estrecha en un analizador de redes?
  - a. Se consigue mayor rango dinámico que con la detección en banda ancha
  - b. Permite el rechazo de armónicos y señales espurias.
  - c. Es generalmente el modo más barato de detectar señales de microondas.
  - d. Internamente, se utilizan mezcladores como convertidores hacia abajo en frecuencia
  - e. Usa anchos de banda variables en FI para establecer el piso de ruido del analizador
  
4. El máximo rango dinámico con la detección de banda estrecha se define como:
  - a. Punto de 1dB de compresión del detector – nivel de armónicos del generador
  - b. Máximo nivel de salida del generador – suelo de ruido del receptor
  - c. Máximo nivel de salida del generador – nivel de la banda de rechazo del filtro bajo medida
  - d. Nivel máximo que soporta el 2º mezclador- suelo de ruido del receptor
  - e. Nivel máximo que soporta el receptor- suelo de ruido del receptor
  
5. Con un analizador de tipo T/R, se pueden corregir los siguientes errores sistemáticos:
  - a. Desadaptación de carga, desadaptación de fuente, respuesta en frecuencia en transmisión
  - b. Desadaptación de fuente, respuesta en frecuencia en reflexión, respuesta en frecuencia en transmisión
  - c. Desadaptación de carga, respuesta en frecuencia en reflexión, respuesta en frecuencia en transmisión
  - d. Directividad, desadaptación de fuente, desadaptación de carga
  - e. Directividad, respuesta en frecuencia en transmisión, desadaptación de carga

**Práctica 1 – Introducción Teórica a las Prácticas de Microondas**

6. La calibración sirve para eliminar los siguientes tipos de errores de medida:
  - a. Sistemáticos y de deriva
  - b. Sistemáticos, de deriva, y aleatorios
  - c. Repetitividad y deriva
  - d. Sistemáticos y aleatorios.
  - e. Repetitividad y aleatorios.
  
7. ¿Para qué dispositivo es más difícil conseguir medidas precisas en transmisión y reflexión con el analizador de tipo 8714ET?
  - a. Un amplificador, por que se comprime el receptor con la señal de salida
  - b. Un filtro al medir su banda de rechazo, por falta de margen dinámico
  - c. Un cable, por que no se puede obviar la desadaptación en la carga.
  - d. Un atenuador, al no poder calibrar la desadaptación de fuente.
  - e. Un filtro de bajas pérdidas en su banda de paso, al no poder calibrarse la desadaptación en la carga.
  
8. ¿Cuál es la respuesta falsa en relación a la calibración de tipo Full-2port?
  - a. Es un método rápido y barato de obviar los errores sistemáticos
  - b. Es un método de calibración ideal para la medida de guías de onda.
  - c. Es generalmente el modo más preciso de evitar los errores sistemáticos en entornos coaxiales.
  - d. Corrige los 12 errores sistemáticos, 6 en el sentido directo y 6 en el inverso.
  - e. Necesita de un conmutador, habitualmente interno, para conmutar los dos sentidos de medida.
  
9. ¿Cuántas medidas debo hacer para caracterizar un dispositivo de 2 accesos diferenciales con un analizador de redes que dispone del set de parámetros S?
  - a. 2
  - b. 6
  - c. 3
  - d. 4
  - e. 5
  
10. ¿Cuál de estas afirmaciones es errónea?
  - a. Al utilizar componentes de parámetros concentrados debo utilizar los modelos más reales con los que se cuente
  - b. Las herramientas deben ser adecuadas para su función
  - c. Los soldadores más potentes son los que se utilizan para ensamblar los componentes SMD al circuito impreso
  - d. Las pinzas para manejo de SMD son habitualmente de puntas muy finas y fácilmente deformables
  - e. Al ser Laboratorio de Microondas una asignatura eminentemente práctica NO se debe preparar la ejecución de la misma