



DEPARTAMENTO DE  
COMUNICACIONES  
U.P.V.



UNIVERSIDAD  
POLITECNICA  
DE VALENCIA

**ESTUDIO Y OPTIMIZACIÓN  
DE SENSORES DE MICROONDAS  
PARA LA CARACTERIZACIÓN  
Y MONITORIZACIÓN  
DE MATERIALES  
EN PROCESOS INDUSTRIALES**

**TESIS DOCTORAL**

---

**Beatriz García Baños**

**Directores: José Manuel Catalá Civera**

**Felipe L. Peñaranda Foix**

# ÍNDICE.

---

<b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS</b>	<b>2</b>
1.1. Sensores de microondas para la monitorización de procesos	4
1.2. Objetivos	12
1.3. Estructura de la tesis	15
<b>2. LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS</b>	<b>22</b>
2.1. La permitividad	25
2.2. La física de las propiedades dieléctricas	27
2.3. Técnicas de medida de las propiedades dieléctricas	31
<i><b>SECCIÓN A. SENSORES BASADOS EN LÍNEAS COAXIALES</b></i>	<b>50</b>
<b>3. MODELOS TEÓRICOS DE LA LÍNEA COAXIAL ABIERTA EN UN EXTREMO</b>	<b>52</b>
3.1. Principio de funcionamiento	53
3.2. Modelos teóricos	55
3.3. Apertura coaxial con un disco de protección	74

---

<b>4. OPTIMIZACIÓN DE LA SENSIBILIDAD DE UNA SONDA COAXIAL</b>	<b>80</b>
4.1. Modelo de la sonda coaxial utilizado	82
4.2. Definición de sensibilidad y optimización	83
4.3. Modelo para determinar el $\alpha$ óptimo	93
4.4. Resumen del procedimiento de diseño	102
4.5. Medidas y resultados	104
4.6. Conclusiones	109
<b>5. ANÁLISIS DE UN RESONADOR COAXIAL</b>	<b>114</b>
5.1. El resonador coaxial	114
5.2. Descripción de la celda	117
5.3. Modelo teórico del resonador	121
5.4. Modelo real del resonador	127
5.5. Modelo de la red de excitación	131
5.6. Efecto de la red de excitación	136
<b>6. MÉTODOS DE CORRECCIÓN DEL EFECTO DE LA RED DE ACOPLO</b>	<b>142</b>
6.1. Acoplo variable. Modelo de A y $\alpha$	143
6.2. Acoplo fijo. Método basado en el parámetro $x_e$	155
6.3. Obtención del factor de calidad $Q_u$	159
<b>7. EL PROCESO DE CALIBRACIÓN</b>	<b>163</b>
7.1. Tipos de errores de medida	165

---

7.2. Calibración de un puerto	166
7.3. Calibración de la sonda coaxial	170
7.4. Calibración con tres resonadores	173
<b>8. APLICACIONES DE LOS SENSORES COAXIALES</b>	<b>180</b>
8.1. Caracterización de materiales	183
8.2. Sensores para aplicaciones de control de humedad	199
8.3. Otras aplicaciones	218
<b><i>SECCIÓN B. SENSORES BASADOS EN LÍNEAS PLANARES</i></b>	<b>233</b>
<b>9. MODELOS TEÓRICOS DE LAS LÍNEAS PLANARES</b>	<b>236</b>
9.1. Sensores basados en líneas microstrip	236
9.2. Sensores basados en líneas coplanares	249
9.3. Simulaciones y comparación de las estructuras	258
<b>10. OPTIMIZACIÓN DE UN SENSOR MICROSTRIP MEDIANTE ESTRUCTURAS EBG</b>	<b>282</b>
10.1. El sensor microstrip	284
10.2. Mejora de la sensibilidad	285
10.3. Definición de la sensibilidad	288
10.4. Topologías del sensor estudiadas	290
10.5. Medidas	291

---

<b>11. DISEÑO DE UN SENSOR COPLANAR PARA LA MONITORIZACIÓN DEL PROCESO DE CURADO DEL POLIURETANO</b>	<b>300</b>
11.1 Introducción. El proyecto <i>MICROSHOE</i>	301
11.2. Procedimiento general de diseño	304
11.3. Diseño de un sensor CPW para monitorización del curado del PU	313
<b>12. MEDIDAS Y RESULTADOS</b>	<b>330</b>
12.1. El prototipo del proyecto <i>MICROSHOE</i>	331
12.2. Medidas realizadas	333
12.3. Otros prototipos	344
<b>13. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</b>	<b>348</b>
<b>ANEXO A. MODELOS TEÓRICOS DE LA APERTURA COAXIAL Y LA TRANSICIÓN COAXIAL-COAXIAL</b>	<b>362</b>
A.1. Modelo multicapa monomodo	363
A.2. Modelo multicapa multimodo	368
A.3. Modelo de la transición coaxial-coaxial	379
<b>ANEXO B. ALGORITMOS GENÉTICOS</b>	<b>388</b>
B.1. Introducción a los GA	388
B.2. Terminología	390
B.3. Estructura de un GA	391

<b>B.4. Ejemplo de funcionamiento de un GA</b>	<b>397</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS</b>	<b>402</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b>	<b>404</b>



# Capítulo 1

## Introducción y Objetivos.

---

La tecnología de microondas debe su origen al diseño y desarrollo del radar, y sufrió una enorme expansión durante la Segunda Guerra Mundial. En las primeras etapas de su desarrollo, la invención de generadores de microondas como el klystron o el magnetrón, abrieron la región de frecuencia de los gigahertzios del espectro electromagnético a los ingenieros de comunicaciones. Las microondas constituyen sólo una pequeña parte del espectro electromagnético, pero su uso ha llegado a ser cada vez más importante en la investigación de las propiedades de materiales.

Cada material posee un conjunto único de características eléctricas que dependen de sus propiedades dieléctricas, y que determinan cómo dicho material se va a comportar ante la presencia de un campo electromagnético. La medida precisa de dichas propiedades dieléctricas proporciona a los científicos e ingenieros una información muy valiosa para poder incorporar ese material a su aplicación, para poder realizar diseños precisos o para poder monitorizar un determinado proceso y disponer de un mejor control de calidad [Bru90, Che04, Den73, Kom01].

Así, la caracterización dieléctrica de materiales es esencial para la adecuada selección e implantación de un determinado material

para ser utilizado en una aplicación científica, médica o industrial [Cha90]. En concreto, el conocimiento de las propiedades dieléctricas de los materiales es necesario para poder evaluar el comportamiento de guías, lentes, radomos, antenas, resonadores, circuitos, etc [Agi01, Voe97].

La medida de las propiedades dieléctricas de tejidos biológicos es crucial en medicina para detección de cáncer, aplicación de hipertermia y diatermia por microondas, angioplastia, etc.; así como para realizar estimaciones de la tasa de absorción de la energía electromagnética en el cuerpo humano, tan de moda ante el aumento incesante del uso de la telefonía móvil en nuestros días [Ath82, Jai94, Thu92].

También, para poder mantener el ritmo de expansión de la tecnología inalámbrica o la industria electrónica, los fabricantes están desarrollando materiales innovadores que mejoran las capacidades de los sistemas, y por ello hay una necesidad de conocer de forma precisa las características eléctricas de estos nuevos materiales [Bak01, Wei96].

Por otra parte, el conocimiento de las propiedades dieléctricas es una herramienta muy útil para la investigación de los mecanismos intermoleculares e intramoleculares de los materiales compuestos. Por ello, numerosas aplicaciones en el área de procesado por microondas de alimentos, gomas, plásticos o cerámicas se han visto beneficiadas del conocimiento de las propiedades dieléctricas [Gan94, Kai93, Knö01, Wei96].

Estos datos también se utilizan para realizar de forma indirecta medidas de otras propiedades de interés como pueden ser la humedad, la densidad, la temperatura, etc. en aplicaciones sobre maderas, medicamentos, suelos, productos agrícolas, cementos, etc [Bak05].

## **1.1. SENSORES DE MICROONDAS PARA LA MONITORIZACIÓN DE PROCESOS**

Así pues, podemos decir que el estudio preciso de las propiedades dieléctricas de materiales es muy importante en el contexto de desarrollo en el que vivimos. Hay una gran cantidad de aplicaciones en las que es muy útil el conocimiento de las propiedades dieléctricas de los materiales en unas condiciones estáticas de la muestra. Sin embargo, estas propiedades dieléctricas se suelen ver alteradas si el material sufre un determinado proceso. Por ejemplo, en procesos de secado, las propiedades dieléctricas de los materiales que se están secando sufren un cambio drástico durante el proceso, puesto que dichas propiedades están estrechamente ligadas al contenido de humedad de los materiales. En procesos de curado o reticulación de materiales, como por ejemplo el curado del poliuretano en el sector del calzado, los componentes se someten a elevadas presiones y temperaturas de forma que se produce un cambio en su estructura molecular, lo que a su vez se refleja en un cambio de sus propiedades dieléctricas [Fin91, Mij93, She86].

Se abre así un nuevo campo de aplicación de la tecnología de microondas, ya que el uso de sensores de microondas que permiten caracterizar dieléctricamente materiales simultáneamente a la aplicación de un determinado proceso, proporciona la información necesaria para poder monitorizar la cinética del proceso y llevar a cabo nuevas funcionalidades de control de calidad [Nyf00, Rou95]. Esto es posible porque los cambios que se producen en las propiedades dieléctricas pueden ser correlados directamente con los principales parámetros del proceso como por ejemplo, porcentaje de humedad, viscosidad, grado de curado, etc.

Con la introducción de la ISO 9000, el mercado de las medidas de microondas se ha extendido a una gran variedad de aplicaciones posibles en diversos campos, como se puede ver en la figura 1.1.

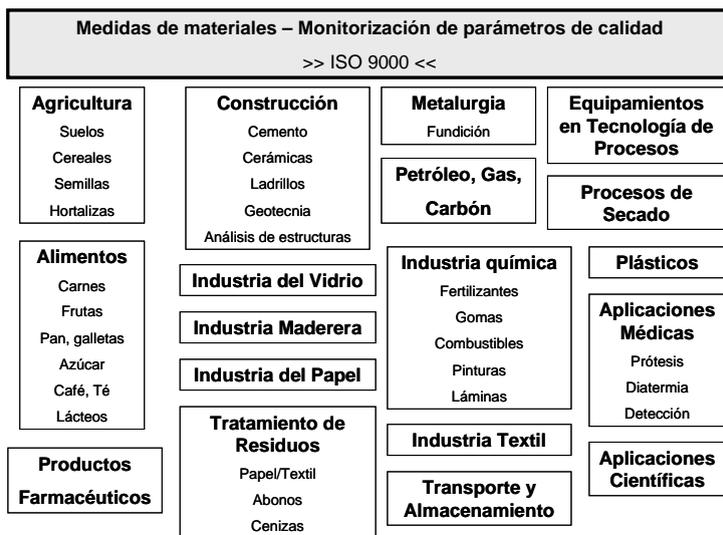


Figura 1.1.- Campos de aplicación de los sensores de microondas para monitorización de procesos industriales.

El rápido desarrollo de los procesos de automatización industrial y de ahorro energético ha propiciado una demanda creciente de sensores para llevar a cabo la monitorización y el control de los procesos. Los sensores de microondas presentan una serie de ventajas frente a otro tipo de sensores:

- Al contrario que otro tipo de sensores (por ejemplo los infrarrojos), las microondas penetran en el interior de los materiales, y permiten medir las propiedades internas de los materiales (no sólo en la superficie). Esto es crucial si se desean medir materiales inhomogéneos, o granulares, o si se desean obtener medidas representativas de un cierto volumen de material.
- Las microondas permiten realizar medidas no destructivas y no invasivas, es decir, sin necesidad de que haya contacto entre el sensor y el material. Eso supone que se evitan problemas de fricción de los componentes, desgaste, corrosión, contaminación, etc.
- Los niveles de potencia de microondas utilizados por los sensores son muy bajos (del orden de la milésima parte de la potencia de pico de un teléfono móvil), por lo que no representan ningún riesgo para las personas y no afectan a los materiales que se miden.
- Las microondas no alteran ni contaminan el material, tal y como lo hacen otros métodos tradicionales (adición de químicos, centrifugación, etc.) de caracterización de materiales.

- Al contrario que otro tipo de sensores, los sensores de microondas son relativamente insensibles a factores ambientales tales como polvo, vibraciones, luz ambiental, etc. Esto los hace especialmente indicados para su implantación en entornos industriales.
- Al contrario que con otras técnicas, la velocidad de propagación de las microondas, así como las elevadas frecuencias utilizadas (del orden de GHz) permiten realizar una gran cantidad de medidas en breves intervalos de tiempo. Esto permite la realización de estadísticas y promedios de las medidas así como la implantación de funcionalidades de control en tiempo real.

En cuanto a los factores que en algunos casos han impedido la rápida implantación a gran escala de los sensores de microondas, se pueden destacar los siguientes:

- Alto coste y grandes dimensiones de los equipos.
- Prejuicios contra la tecnología de microondas como una tecnología muy complicada y abstracta.
- Pretensión de utilizar los mismos equipos de laboratorio en entornos industriales, y necesidad de grandes esfuerzos de adaptación a los procesos.
- Lentos y costosos procesos de calibración de los equipos.

Algunos de estos obstáculos han sido eliminados gracias a la utilización de los circuitos integrados de microondas, a los equipos

provenientes de la electrónica militar o espacial, y mediante nuevas técnicas de telecomunicaciones o computación.

El trabajo realizado en esta tesis pretende resolver algunos de los problemas anteriores, favoreciendo la implantación a nivel industrial de los sensores de microondas diseñados, y proporcionando a la industria un medio eficaz de aumentar su competitividad gracias a la mejora de la eficiencia en los procesos. En concreto, el estudio realizado ha permitido diseñar sensores de un tamaño muy manejable, cuya instalación y flexibilidad logística ha facilitado su instalación si interferir en los procesos. Se ha potenciado el uso de equipos de bajo coste, de forma que el sistema completo de medida tenga un precio final competitivo que no suponga una gran inversión tal y como ha sucedido tradicionalmente. Como ejemplo, se puede destacar que se ha propuesto el uso de un reflectómetro de bajo coste (cuyo precio estimado es de unos 4000 euros) en contraposición al tradicional Analizador de Redes Vectorial (cuyo precio puede estar alrededor de los 30.000 euros). Por otra parte, se ha potenciado la simplicidad del sistema de medida desde el punto de vista del operario, desarrollando métodos de autocalibración de los equipos, y favoreciendo el entendimiento de los procesos a través de las relaciones entre las propiedades dieléctricas de los materiales y las propiedades de interés en cada caso. Estos son sólo unos pocos ejemplos que muestran el interés general a lo largo del trabajo realizado de proporcionar soluciones completas que permitan una rápida implantación de los sistemas de medida desarrollados en su destino final, ya sea el laboratorio o la industria.

La monitorización de las características de materiales es un problema común en procesos industriales. A menudo, la dificultad del diseño del sensor se ve incrementada debido a las características del proceso: el material que se desea medir fluye a lo largo de una tubería, o se traslada sobre una cinta transportadora, o está encerrado en un molde sometido a altas presiones y temperaturas [Nyf00]. Las características deseadas para el sensor que mide un material varían por tanto dependiendo de la aplicación concreta. En general, están relacionadas con las características del proceso, las características de la medida, las limitaciones del espacio, la respuesta en frecuencia que determina la electrónica de la medida, las características mecánicas y el coste de fabricación.

Hoy en día hay numerosos métodos de caracterización dieléctrica de materiales (en condiciones estáticas de la muestra) o de monitorización de dichas propiedades (si el material está sometido a un cierto proceso y sus propiedades dieléctricas varían con el tiempo). En general, un sistema de caracterización dieléctrica de materiales está formado por varias partes principales (ver figura 1.2):

- Un equipo generador de la señal de microondas.
- El sensor propiamente dicho, que estimula al material que se desea medir con la señal de microondas proveniente del generador, y a su vez recoge la respuesta que el material proporciona. También se denomina celda de medida o cabeza sensora.
- Un equipo receptor de la señal que proviene del sensor.

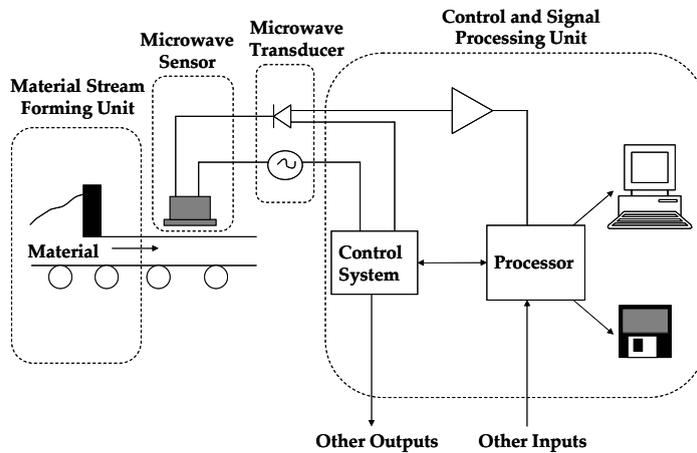


Fig. 1.2. Esquema del sistema de medida con el sensor de microondas, el transductor y la unidad de procesado y control de señales. Imagen tomada de [Nyf89].

- Una unidad de procesado de señal que contiene el software necesario para calcular las propiedades dieléctricas del material, y que puede incluir las funcionalidades de control que se deseen (implementación de protocolos de calidad, umbrales, alarmas, etc.).

Generalmente, las partes generadora y receptora de la señal de microondas suelen agruparse en un único equipo que incluye además una red de separación que impide que las señales de ambas partes interfieran entre sí, este equipo puede ser un Analizador de Redes Vectorial (VNA), u otro equipo que realice esta función (en general, se denomina transductor).

Las propiedades dieléctricas de los materiales vienen determinadas por un parámetro que se denomina permitividad

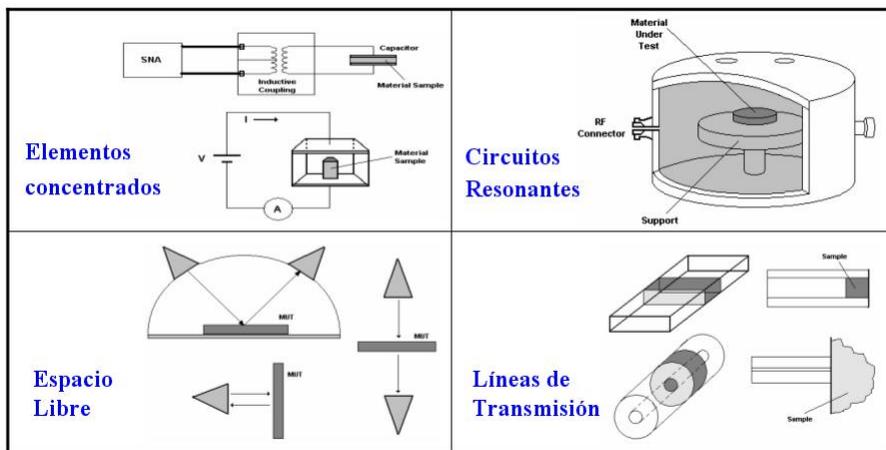


Fig. 1.3.- Grupos de técnicas existentes en la actualidad para llevar a cabo la caracterización dieléctrica de materiales.

$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ . La permitividad es una cantidad compleja, cuya parte real  $\varepsilon'$  representa el almacenamiento de energía en el interior del material, y la parte imaginaria  $\varepsilon''$  representa el factor de disipación de la energía en forma de calor. Como ya se ha dicho, una vez conocido este parámetro, éste puede utilizarse para determinar otras propiedades de interés, tales como la humedad, la densidad, la concentración de algún constituyente; o bien se puede monitorizar su valor a lo largo de un proceso, como el curado del cemento, el secado de papel, etc.

Hoy en día, hay numerosos tipos de sensores de microondas. Pese a la gran diversidad de técnicas de caracterización dieléctrica que se pueden encontrar en la bibliografía, todas ellas pueden clasificarse en cuatro grandes grupos. Estos grupos son: técnicas basadas en circuitos concentrados, técnicas basadas en líneas de

transmisión, técnicas basadas en cavidades resonantes, y técnicas basadas en la propagación en espacio libre. (Ver figura. 1.3).

Todas las técnicas que se acaban de mencionar, permiten realizar la caracterización electromagnética de un material en condiciones estáticas de la muestra. Aunque todas ellas permiten conocer con mayor o menor precisión las propiedades dieléctricas de materiales, hay que destacar que, debido a sus características, no todas las técnicas pueden ser utilizadas para realizar la monitorización de los materiales durante un proceso industrial.

Así, en esta tesis, se va a centrar el estudio en aquellos sensores que por sus características son más adecuados para llevar a cabo la monitorización de materiales en procesos industriales. En concreto, se pretenden estudiar dos grupos de sensores, por un lado, los basados en secciones de líneas de transmisión coaxiales (línea coaxial abierta en un extremo y resonador coaxial abierto) y por otro lado, los basados en líneas de transmisión planares (microstrip y coplanar). Ambos grupos de técnicas tienen en común el modo de propagación de la energía de microondas, en concreto, se trata del modo TEM (transversal electromagnético).

## **1.2. OBJETIVOS**

El objetivo general de la tesis es realizar el análisis y la optimización del diseño de sensores de microondas, basados tanto en guías de onda coaxiales como en circuitos planares, para poder llevar

a cabo la caracterización dieléctrica de materiales, así como la monitorización de materiales en procesos industriales.

Los objetivos específicos se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Proporcionar el análisis teórico de dos tipos de sensores:
  - Basados en líneas de transmisión coaxiales, con especial interés en la configuración de línea coaxial abierta en un extremo, utilizada como línea de transmisión y como resonador abierto.
  - Basados en circuitos planares, en concreto las líneas microstrip y coplanar, también utilizadas como línea de transmisión y como resonador abierto.
- Estudiar los parámetros de diseño de los sensores estudiados en el punto anterior, y aplicar nuevos algoritmos de optimización de la sensibilidad de dichos sensores.
- Diseñar y fabricar prototipos específicos para la caracterización y/o monitorización de materiales para diversas aplicaciones. En concreto se considerarán las estructuras coaxiales para la caracterización y monitorización de materiales, y las estructuras planares sólo para la monitorización de los mismos.
- Realizar una validación experimental en laboratorio, y si procede, llevar a cabo la adaptación al entorno industrial y

evaluar *in situ* el comportamiento del sensor durante el proceso.

En cuanto a las contribuciones originales que se incluyen en esta tesis, se pueden destacar las siguientes:

- En primer lugar, el estudio teórico realizado sobre sensores coaxiales, incluye un método novedoso de análisis de este tipo de estructuras que combina el análisis multimodal de las estructuras con una conexión circuital de las distintas discontinuidades de forma que se obtiene un modelo muy preciso de este tipo de estructuras.
- Por otra parte, se ha estudiado un nuevo modelo de la red de excitación de los resonadores coaxiales. Este estudio tiene como objetivo ampliar el rango de aplicación de este tipo de sensores, ya que permite modelar los efectos de la red de acoplo en la respuesta del resonador. Dichos efectos anteriormente no se podían evaluar, y el estudio realizado permite eliminar los errores que introducen en las medidas.
- Para el diseño de sensores coaxiales se ha desarrollado un nuevo método que permite optimizar de forma sistemática la sensibilidad de dichos sensores en la monitorización de las propiedades dieléctricas de materiales.
- En cuanto a los sensores basados en tecnología planar, se ha estudiado la implementación de nuevas estructuras basadas en patrones periódicos cuya aplicación en sensores de microondas no ha sido reportada anteriormente en la bibliografía. La

finalidad de dicho estudio ha sido la mejora de la sensibilidad de los sensores planares (en particular los microstrip) en la monitorización de materiales.

- Por último, se han realizado diseños originales y se han fabricado prototipos de sensores que han permitido utilizar la tecnología de microondas en diversas aplicaciones novedosas tanto en el laboratorio como en entornos industriales.

### **1.3. ESTRUCTURA DE LA TESIS**

Con el propósito de alcanzar los objetivos enumerados anteriormente, la tesis se ha estructurado en una serie de secciones, capítulos y anexos cuyo contenido se describe brevemente a continuación.

En el segundo capítulo, se realiza una descripción de lo que son las propiedades dieléctricas de los materiales, para proporcionar una primera visión de la relación entre las propiedades microscópicas de los materiales y las propiedades dieléctricas que se van a determinar. Asimismo, el capítulo contiene una descripción de los métodos actualmente disponibles para realizar la caracterización dieléctrica de materiales en el rango de frecuencias de microondas.

Después del capítulo de introducción teórica a las propiedades dieléctricas, comienza la sección de la tesis dedicada al estudio de los sensores basados en líneas de transmisión coaxiales. El capítulo 3 contiene una revisión de los modelos teóricos que proporcionan la respuesta de la apertura de la línea coaxial abierta en un extremo. De

todos los modelos existentes, se han seleccionado dos como base para el posterior desarrollo del trabajo de investigación. Dichos modelos se explican más detalladamente en el Anexo A.

Una vez vistos los modelos teóricos de la línea coaxial abierta en un extremo, se describe en el capítulo 4 un procedimiento de diseño de los sensores basados en este tipo de estructuras, de forma que se optimice su sensibilidad para monitorizar cambios en las propiedades dieléctricas de materiales.

Posteriormente, en el capítulo 5 se procede a describir el diseño de un resonador coaxial abierto para caracterización o monitorización de materiales dieléctricos. Este tipo de resonadores está formado por un tramo de línea coaxial abierta en un extremo, como las analizadas en los capítulos anteriores, y en el otro extremo se coloca un cortocircuito o un circuito abierto, de forma que se establece una onda estacionaria en su interior, y se convierte así en una estructura resonante, cuya frecuencia de resonancia y factor de calidad dependerán de las características del material colocado en el extremo abierto.

En el capítulo 5 ya se explican los efectos que tiene la red de excitación sobre la respuesta del resonador coaxial. Por ello, se ha dedicado el capítulo 6 a describir una serie de métodos cuya finalidad es modelar y corregir posteriormente dichos efectos de la red de acoplo.

Cuando se realizan medidas de señales de microondas, todos los elementos involucrados en la medida – sensor, cables, conectores,

redes de separación, etc. – introducen efectos en las señales transmitidas que se traducen en errores de medida. Es por tanto necesario un proceso de calibración previo a la realización de las medidas, para poder determinar las características de dichos errores y poder corregirlos en las medidas posteriores. En el capítulo 7 se explica el procedimiento de calibración general de medidas en reflexión, así como un nuevo método de calibración de bajo coste desarrollado en esta tesis.

Para terminar con la sección de sensores coaxiales, en el capítulo 8 se resumen aquellas aplicaciones de dichos sensores que se han considerado más interesantes por su novedad o por el amplio abanico de posibilidades que han abierto a la utilización de este tipo de sensores, tanto para la caracterización como para la monitorización de materiales.

La segunda sección de la tesis trata de la utilización de los sensores basados en líneas planares para monitorizar las propiedades dieléctricas de materiales. Comienza en el capítulo 9 con una revisión de los principales modelos de este tipo de líneas, así como las diversas estructuras multicapa que se han considerado interesantes, en concreto, las basadas en líneas microstrip y coplanar.

Tras comprobar que la estructura coplanar posee una mayor sensibilidad que la microstrip en el seguimiento de las propiedades dieléctricas de materiales, se propone en el capítulo 10 un método para mejorar la sensibilidad de los sensores basados en líneas microstrip, mediante la introducción de estructuras periódicas en el plano de masa.

Posteriormente, en el capítulo 11 se describe el procedimiento de diseño de un sensor coplanar para realizar la monitorización del proceso de curado del PU, como parte del estudio realizado en un proyecto europeo denominado “*MICROSHOE: Microwave Sensors For Monitoring Of Polyurethane Injection/Casting Moulding Processes In The Shoe Industry*”. Así, en el capítulo 12 se presentan los principales resultados obtenidos en el proyecto europeo con la aplicación del sensor coplanar diseñado.

Finalmente, el capítulo 13 contiene las conclusiones de la tesis y las líneas futuras hacia las que apuntan los estudios realizados.

Además del Anexo A que, como ya se ha dicho, contiene los modelos utilizados para los sensores coaxiales y las transiciones coaxial-coaxial, se ha incluido un Anexo B que describe brevemente el funcionamiento de los Algoritmos Genéticos utilizados en la optimización de algunas funciones a lo largo de la tesis.

## Referencias

- [Agi01] Agilent, “Basics of measuring the dielectric properties of materials”, *Agilent Application Note*.
- [Ath82] T.W. Athey, M.A. Stuchly, S.S. Stuchly, “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: part I”, *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, Vol. MTT-30, No. 1, Jan. 1982, pp. 82-86.
- [Bak01] J. Baker-Jarvis, M.D.Janezic, B.F.Riddle, C.L.Holloway, N.G.Paulter, J.E.Blendell, “Dielectric and conductor loss characterization and measurements on electronic packaging materials”, *NIST Technical Note 1520*, July 2001.
- [Bak05] J. Baker-Jarvis, M.D.Janezic, B.F.Riddle, R.T.Johnk, P.Kabos, C.L.Holloway, R.G.Geyer, C.A.Grosvenor, “Measuring the permittivity and permeability of lossy materials: solids, liquids, metals, building materials, and netgative-index materials”, *NIST Technical Note 1536*, Feb. 2005.
- [Bru90] R. W. Bruce, "New frontiers in the use of microwave energy: Power and Metrology", *Microwave Processing of Materials*, Proceedings of Materials Research Society Symposium, Vol. 124, 1990, pp. 3-15.
- [Cha90] I.J. Chabinski, “Applications of microwave energy. Past, present and future. Brave new worlds”, *Microw. Processing of Materials*, Vol. 124 of Symposium Proc. Of Materials Research Soc., 1990, pp. 17-32.
- [Che04] L.F. Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*, 2004, John Wiley & Sons, Ltd.
- [Den73] E. C. Dench., “Advantages of microwave processing”, In: *Proceedings of the IMPI Symposium*, Canada, 1973, pp. 1-5.

- [Fin91] M.C. Finzel, M.C. Hawley, J. Jow, “Dielectric properties of curing epoxy/amine system at microwave frequencies”, *Polymer Engineering and Science*, Vol. 31, No.16, Aug. 1991, pp. 1240-1244.
- [Gan94] S.I. Ganchev, J. Bhattacharyya, S. Bakhtiari, N. Quaddoumi, D. Brangerburg, R. Zoughi, “Microwave diagnosis of rubber compounds”, *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, Vol. 42, No.1 1994, pp.18-23.
- [Jai94] R. C Jain,. and W. A. G. Voss, “Dielectric Measurements Methods for Industrial Scientific and Medical Applications in Microwave Frequency Range”, *IETE Technical Review*, Vol. 11, No. 5&6, 1994, pp. 297-311.
- [Kai93] J.H. Kaiser, “Microwave evaluation of the conductive filler particles of carbon black-rubber composites”, *Applied Physics A- Solids and surfaces*, Vol. 56, No. 4, 1993, pp. 299-302.
- [Knö01] R. Knöchel, “Technology and signal processing of dielectrometric microwave sensors for industrial applications”, pp.65-104.
- [Kom01] V. Komarov, S. Wang, J. Tang, *Permittivity and Measurement*, Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Ed. John Wiley & Sons, pp.1-20.
- [Mij93] J. Mijovic, J.M. Kenny, A. Maffezzoli, A. Trivisano, “The principles of dielectric measurements for in situ monitoring of composite processing”, *Composites Science and Technology*, No. 49, 1993, pp. 277-290.
- [Nyf89] E.G. Nyfors, P. Vainikainen, “*Industrial Microwave Sensors*” Ed. Artech House, 1989.
- [Nyf00] E.G. Nyfors, “Cylindrical microwave resonator sensors for measuring materials under flow”, *Phd. Thesis*, May 2000.

- [Rou95] G. Roussy, G. & J. A. Pearce, “Foundations and Industrial Applications of Microwaves and Radio Frequency Fields”, Ed. *John Wiley & Sons*, 1995.
- [She86] N.F. Sheppard, S.D. Senturia, “Dielectric analysis of the cure of thermosetting Epoxy/Amine Systems”, *Polymer Engineering Science*, Vol. 26, No. 5, 1986, pp. 354.
- [Thu92] J. Thuery, *Microwaves: Industrial, Scientific and Medical Applications*, Artech House Inc., 1992.
- [Voe97] R.H. Voelker, G.W. Pan, Lei and B.K. Gilbert, “Determination of complex permittivity of low-loss dielectrics”, *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, Vol. 45, No. 10, 1997, pp.1955-1960.
- [Wei96] J.B. Wei, T. Shidaker, M.C. Hawley, “Recent progress in microwave processing of polymers and composites”, *Elsevier Science Ltd.*, Vol. 4, No. 1, Jan 1996, pp. 18-24.

# Capítulo 2

## Las propiedades dieléctricas.

---

Uno de los objetivos principales de esta tesis es diseñar y construir sensores de microondas para la caracterización de materiales, es decir, para conocer sus propiedades dieléctricas. La base de este tipo de medidas es la interacción que se produce entre los campos electromagnéticos que se propagan y la materia, por eso es necesario en primer lugar realizar una breve introducción a las expresiones que rigen el comportamiento del campo electromagnético al propagarse por un material. Estos temas han sido tratados en profundidad en numerosos libros y artículos de investigación, como por ejemplo en las referencias [And64, Bai85, Ble89, Gra96, Hip95a, Ina00, Kit96, Mon87, Nee95, Ram94, Som85].

La cantidad fundamental con la que vamos a tratar a lo largo de la tesis es la permitividad. Su símbolo es  $\varepsilon$  expresada en F/m. Normalmente se utiliza su valor absoluto dividido por el de la permitividad del vacío, que es  $\varepsilon_0 = 8.8542 \times 10^{12} \text{ F/m}$ , convirtiéndose en una cantidad adimensional. Se denomina entonces permitividad relativa y se expresa como  $\varepsilon_r$ .

En este trabajo, se van a tratar materiales lineales, es decir, cuya su respuesta varía linealmente con el campo electromagnético aplicado. En rangos de intensidad de campo bajos, la mayoría de los

materiales tienen un comportamiento lineal. En los procesos de caracterización de las propiedades dieléctricas de materiales, normalmente se utilizan niveles muy bajos de intensidad de campo, por lo que se puede asumir que los materiales bajo estudio son lineales y que el campo electromagnético aplicado no afecta a sus propiedades dieléctricas [NPL03].

Del mismo modo, se evaluarán las propiedades dieléctricas de los mismos suponiendo que son isótropos, es decir, que sus propiedades son las mismas en todas las orientaciones del espacio. En el caso en que esta condición no se cumpla (mezclas, materiales compuestos, etc.), lo que implica esta suposición es que se obtiene una media efectiva de las propiedades dieléctricas del material en el volumen que se mide [NPL03]. Esta suposición permite trabajar con la permitividad como un número complejo, y evita tener que considerar un tensor para representar las propiedades dieléctricas de los materiales.

Cuando los campos electromagnéticos se manifiestan como ondas que se propagan a través del material, se pueden definir los parámetros de propagación. En concreto, se define la impedancia de la onda en el material  $\eta$ , y la velocidad de la onda en el material  $v$ . Ambos parámetros se calculan directamente a partir de los valores de permitividad y permeabilidad del material como sigue:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.1.a)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.1.b)$$

Donde  $\varepsilon$  es la permitividad del material, y  $\mu$  es la permeabilidad del material. Con las expresiones anteriores, queda claro que tanto la permitividad como la permeabilidad, son variables que definen las propiedades electromagnéticas del material, y que van a determinar cómo se va a comportar dicho material cuando se le aplique un campo electromagnético. Los estudios realizados en esta tesis se centran en el estudio de materiales no magnéticos, es decir, a partir de ahora se supondrá que la permeabilidad relativa del material será  $\mu_r = 1$ .

Como describe la ecuación 2.1.a, la permitividad afecta a la relación existente entre el campo eléctrico y el campo magnético de la onda que se propaga, es decir, provoca un cambio en la impedancia de la onda. Cuando una onda llega a la superficie de separación entre dos materiales de distintas permitividades, el cambio de impedancia provoca que parte de la onda se refleje en dicha superficie y que parte de la onda atraviese la superficie de separación y se propague a través del segundo medio.

Pero la permitividad del material no sólo afecta en el hecho de que parte de la energía se refleje, sino que la onda que continúa su propagación por el material, sufre también otros cambios. En primer lugar, una mayor permitividad provoca que la velocidad de la onda disminuya, como se puede comprobar en la expresión de la velocidad de propagación (ecuación 2.1.b). Y debido a esto, una menor velocidad supone que la longitud de onda en el material es menor cuanto mayor sea su permitividad.

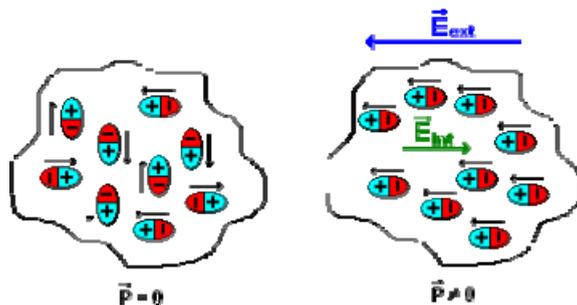


Fig. 2.1. Momento dipolar ( $P$ ) adquirido por el alineamiento de los dipolos en un material ante la presencia de un campo eléctrico externo.

## 2.1. LA PERMITIVIDAD

Los materiales se componen normalmente de partículas con carga eléctrica dispuestas de tal modo que cualquier región macroscópica del material es eléctricamente neutra. Cuando se aplica un campo eléctrico externo sobre el material, dicho campo actúa ejerciendo una fuerza sobre cada carga individual, y la desplaza ligeramente de su posición de equilibrio anterior, haciendo que el material adquiera una determinada polarización (ver figura 2.1). La polarización adquirida compensa en parte el campo eléctrico del exterior, haciendo que aparezca un campo eléctrico en el interior del material. Pues bien, la permitividad es una medida de la capacidad de polarización del material bajo la acción de un campo externo, es decir, si el material es fácilmente polarizado o no. La polarización que se acaba de describir, es la provocada por el alineamiento de los dipolos del material, que es el fenómeno que predomina en la banda

de microondas [Jon83]. Sin embargo, hay otra serie de mecanismos que también contribuyen al almacenamiento de la energía en el material, es decir, que también contribuyen al valor de la permitividad, y que se verán más adelante.

Como ya se ha visto, la permitividad es una variable compleja, que se puede escribir como:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 - \tan \delta) \quad (2.2)$$

donde  $\tan(\delta) = \varepsilon''/\varepsilon'$  se denomina tangente de pérdidas, y representa la relación entre la parte real y la imaginaria de la permitividad.

La parte real de la permitividad o constante dieléctrica  $\varepsilon'$ , es la parte reactiva de la permitividad, es decir, representa una medida relativa de la densidad de energía electromagnética que se almacena en el interior del material. El mínimo valor de  $\varepsilon'$ , es 1, que corresponde al vacío; el aire posee una constante dieléctrica relativa de 1.0006 aproximadamente, y el resto de sólidos y líquidos posee una constante dieléctrica relativa mayor que 1. Su valor depende de muchos factores diferentes: la densidad, la humedad, la temperatura, composición, microestructura, etc. Además, también es fuertemente dependiente de la frecuencia a la que se producen las variaciones del campo eléctrico al que esté sometido el material.

La parte imaginaria de la permitividad  $\varepsilon''$  o factor de pérdidas, es una medida de lo disipativo que es el medio, es decir, da una idea de la atenuación que sufrirá la onda que se propague por él. La pérdida de potencia de la señal se produce porque, a medida que

el campo se va propagando por el material, la fricción producida por las cargas internas que se desplazan al ser polarizadas hace que la energía electromagnética se vaya convirtiendo gradualmente en calor. El mínimo valor del factor de pérdidas es 0, que corresponde a un medio sin pérdidas. Este término incluye dos mecanismos diferentes de pérdidas, los cuales son: las pérdidas por conducción que aparecen por el movimiento libre de los portadores de carga, cuya magnitud viene representada por la conductividad  $\sigma$ ; y las pérdidas provocadas por el comportamiento de los dipolos, o pérdidas dieléctricas  $\varepsilon_d''$ . La relación entre ambos mecanismos de pérdidas se expresa como:

$$\varepsilon'' = \varepsilon_d'' + \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (2.3)$$

## **2.2. LA FÍSICA DE LAS PROPIEDADES DIELÉCTRICAS**

Hay distintos mecanismos dieléctricos o efectos de la polarización que contribuyen a la permitividad total del material (conducción eléctrica, relajación dipolar, resonancias dieléctricas, procesos no lineales, etc.) [NPL03]. Esto es debido a que los materiales contienen diferentes tipos de portadores de carga que pueden ser desplazados por la acción de un campo eléctrico. Según el rango de frecuencias, será un mecanismo u otro el que contribuya al almacenamiento de energía en el material (figura 2.2).

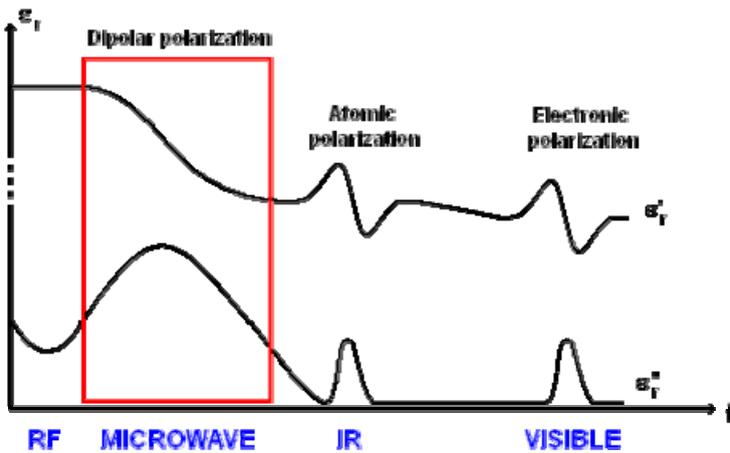
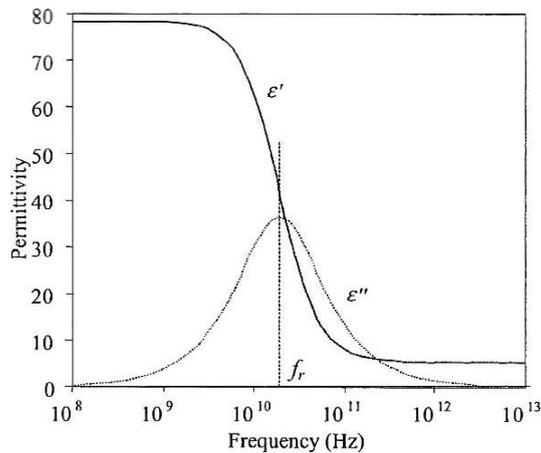


Fig. 2.2. Representación cuantitativa de la parte real e imaginaria de la permitividad en función de la frecuencia, en la que se muestran los efectos de los distintos mecanismos de polarización y el rango de frecuencias en el que típicamente aparecen dichos efectos.

De todos los mecanismos, el que predomina en el rango frecuencia de las microondas es el de relajación dipolar. La relajación dipolar se refiere a la respuesta que presentan los dipolos eléctricos presentes en un material, que tienden a alinearse con la dirección del campo eléctrico cuando se les aplica un campo electromagnético alterno. El fenómeno de relajación dieléctrica de un material cuando se estudia en función de la frecuencia del campo electromagnético aplicado, tiene una respuesta típica que se muestra en la figura 2.3. La figura muestra una resonancia en la respuesta dieléctrica del material directamente relacionada con el fenómeno de relajación dieléctrica. Este mecanismo se pone en marcha cuando se retira el campo eléctrico que inducía un fenómeno de polarización en un material dieléctrico.



*Fig. 2.3.- [NPL03] Respuesta típica de relajación de un material, en este caso de agua destilada. En este diagrama se omiten el resto de efectos que contribuyen al factor de pérdidas. La escala logarítmica demuestra la lenta variación de las propiedades dieléctricas cuando se debe a un proceso de relajación dipolar.*

Dicho material tarda un cierto tiempo en recuperar su desorden molecular inicial y por ello la polarización va decayendo exponencialmente con una constante de tiempo  $\tau$  denominada tiempo de relajación. La frecuencia de relajación  $f_r$  es la inversa del tiempo de relajación. Cuando la frecuencia a la que varía el campo eléctrico es menor a la frecuencia de relajación, los dipolos tienen tiempo suficiente para seguir las variaciones del campo eléctrico, y por eso la constante dieléctrica adquiere su máximo valor. Esto significa que toda la energía de la fuente externa se está almacenando en el material. A medida que la frecuencia se va incrementando, los dipolos empiezan a ser incapaces de seguir el ritmo de las variaciones del campo eléctrico, y el momento dipolar se retarda respecto al

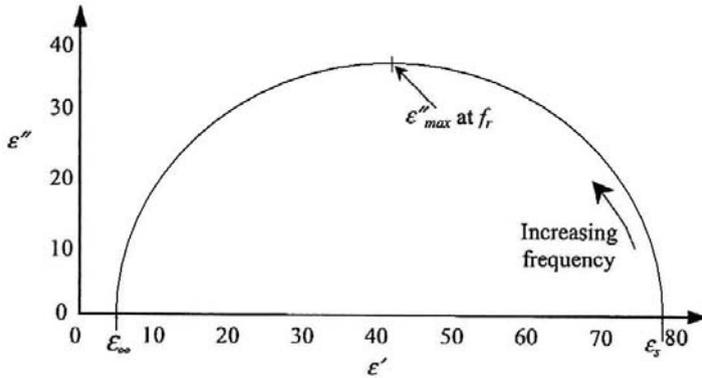


Fig. 2.4. Diagrama Cole-Cole de los mismos datos representados en la Fig 2.3, donde se muestra el valor del factor de pérdidas en función de la constante dieléctrica.

campo eléctrico. Si la frecuencia sigue aumentando, llega a un punto en el que la variación del campo es tan rápida que los dipolos son incapaces de reorientarse según el campo, y dicha polarización deja de contribuir al almacenamiento de energía en el material. Ello supone una disminución de la constante dieléctrica del material, así como un incremento en las pérdidas.

El modelo más simple de la relajación dipolar de un material fue propuesto por Debye en 1912 [Deb12a, Deb12b], que llegó a la conocida expresión:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.4)$$

donde  $\varepsilon_\infty$  es el valor al que tiende la constante dieléctrica a frecuencias muy elevadas,  $\varepsilon_s$  es el valor de la constante dieléctrica estática (DC),  $\omega$  es la pulsación angular, y  $\tau$  es el tiempo de

relajación. La respuesta típica de un material con un único valor de  $\tau$  se puede ver en la figura 2.4. En dicha figura se representa en un diagrama complejo, la parte real de la permitividad en función de la parte imaginaria. Esta forma de representación se denomina diagrama Cole-Cole [Col41, Pow93].

La expresión 2.4 modela la permitividad de un material que tiene un único mecanismo que contribuya a la relajación dipolar. Sin embargo, numerosos materiales muestran dos o más de estos mecanismos [NPL03]. Por esta razón, se han desarrollado numerosos modelos más completos como el de Cole-Cole [Col41], Cole-Davidson [Dav51], Havriliak-Negami [Hav66], Dissado-Hill [Dis83], y muchos otros.

### **2.3. TÉCNICAS DE MEDIDA DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS**

En este apartado se pretende proporcionar una visión general de las técnicas que se han desarrollado para caracterizar las propiedades dieléctricas de materiales. Hay un gran número de fuentes en las que se proporciona información más detallada sobre los fundamentos teóricos de los distintos métodos, así como comparativas entre ellos [Afs86, Agi02, And92, Bak01, Bak05, Bak98, Cla06, Che0, Hew01, Hew93, Hip95a, Hip95b, Jai94, Jen90, Las98, Roh06, Zou90, Zou92].

Las propiedades descritas hasta ahora, la permeabilidad y la permitividad, son propiedades intrínsecas de los materiales

dieléctricos. Sin embargo, como ya se ha visto, estos parámetros están directamente relacionados con las propiedades extrínsecas que exhiben dichos materiales. Así, los métodos de medida de las propiedades dieléctricas se pueden dividir en dos grandes grupos [Agi02, NPL03]:

- Aquellas técnicas de medida en las que las propiedades dieléctricas se miden como una impedancia  $Z$ , o como una admitancia  $Y$ . Este grupo de técnicas recibe el nombre de métodos basados en circuitos concentrados, y se utilizan para caracterizar materiales a frecuencias bajas (del orden de MHz).
- Aquellas técnicas en las que se considera que el material dieléctrico está interactuando con ondas electromagnéticas estacionarias o que se propagan, agrupados en las denominadas técnicas de ondas. Engloban aquellas técnicas basadas en la propagación por líneas de transmisión, y las basadas en la propagación de la onda por el espacio libre.

Las técnicas pertenecientes a ambos grupos pueden a su vez ser empleadas en resonadores. Los resonadores son celdas de medida en las que los campos que hay en su interior están en condición de resonancia, lo que permite tener una mayor interacción entre la onda electromagnética y el material, y para determinados materiales, esto les confiere una mayor sensibilidad que la del resto de métodos.

La elección de una técnica de medida u otra depende de una serie de factores: El margen de frecuencias en el que se desea caracterizar el material, el valor esperado de la permitividad, la

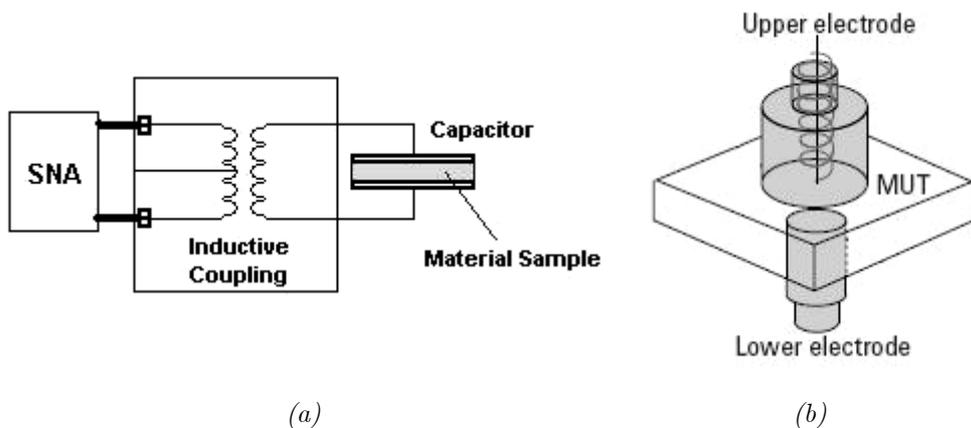


Fig. 2.5. Esquemas típicos de las celdas de medida en técnicas basadas en circuitos concentrados. a) Configuración del sistema de medida, b) Detalle de la celda capacitiva [Che04].

precisión de medida requerida, las propiedades del material (es decir, homogéneo/mezcla, isotrópico/anisótropo,...), la forma del material (líquido, sólido, granular, en forma de polvo o lámina), restricciones en el tamaño de la muestra, medidas destructivas o no destructivas, etc. A continuación se describen brevemente las principales técnicas de medida de propiedades dieléctricas de materiales.

### 2.3.1. MÉTODOS BASADOS EN CIRCUITOS CONCENTRADOS

La característica principal de estos métodos es que utilizan una capacidad cuyo valor se afectado por la presencia del material que se desea medir [Agi01]. Normalmente, lo que se hace es colocar una inductancia junto a la capacidad, de forma que se obtiene un circuito resonante (ver figura 2.5) [Agi01, Cla06, NPL03]. La medida de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad de dicho

circuito resonante permite obtener los valores de la permitividad del material. Estas técnicas se basan en el principio de que la longitud de onda es mucho mayor que las dimensiones de la muestra. Así, se pueden utilizar expresiones aproximadas muy simples, aunque a su vez, esto supone una gran limitación de estas técnicas, por lo que estos métodos se utilizan típicamente hasta 100 MHz (algunos hasta 1 GHz) [NPL03, Che04].

### **2.3.2. PROPAGACIÓN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**

Estas técnicas utilizan el material que se desea medir como parte de una línea de transmisión, y estudian el comportamiento de los campos que se propagan por dicha línea. Midiendo el efecto de la muestra sobre las características de transmisión de la línea o las reflexiones producidas por la presencia de la muestra, la permitividad se puede obtener a partir de las ecuaciones conocidas de los coeficientes de transmisión o de reflexión [Agi03, Agi04, Roh06].

Los principales parámetros involucrados en este caso son los parámetros de dispersión o parámetros  $S$ , que representan la transmisión y reflexión de la celda de medida tanto en módulo como en fase, referidos siempre a una impedancia característica. Para poder llevar a cabo las medidas de los parámetros de dispersión, es necesario utilizar un equipo como el Analizador de Redes Vectorial (VNA), que mediante medidas de las ondas de tensión transmitidas y reflejadas por la celda de medida, permite obtener los parámetros  $S$  tanto en módulo como en fase. En la figura 2.6 se muestra un diagrama simplificado de un Analizador de Redes Vectorial, en el que

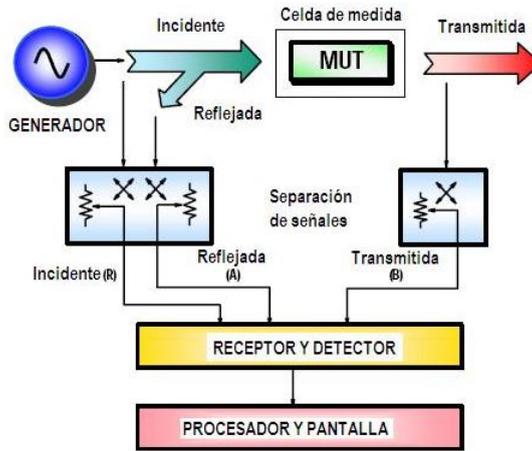


Fig. 2.6. Diagrama de bloques de un VNA. Imagen tomada de [Agi04]

se pueden ver los distintos bloques de los que está formado: una fuente generadora de señal de microondas, una red separadora, receptores, y un procesador que junto con la pantalla permite calcular y visualizar los resultados.

Los métodos basados en líneas de transmisión se dividen en métodos de transmisión, y métodos de reflexión. En los métodos de transmisión, el material se coloca en la celda de medida de tal forma que la onda lo atraviesa una vez [NPL03]. Se utilizan celdas de dos puertos (en guía rectangular, coaxial o planar) y se extrae el valor de permitividad generalmente a partir de la medida del parámetro  $S_{21}$  [Bak90, Bou97, Hew01, Lef96, Wan98, Wei74]. Las líneas coaxiales presentan la ventaja de cubrir un gran ancho de banda, sin embargo, las muestras en forma de toroide que se necesitan son difíciles de mecanizar (ver figura 2.7.a) [Bel86, Bel90, Xu93]. En el caso de las guías rectangulares, el margen de frecuencias es más estrecho debido

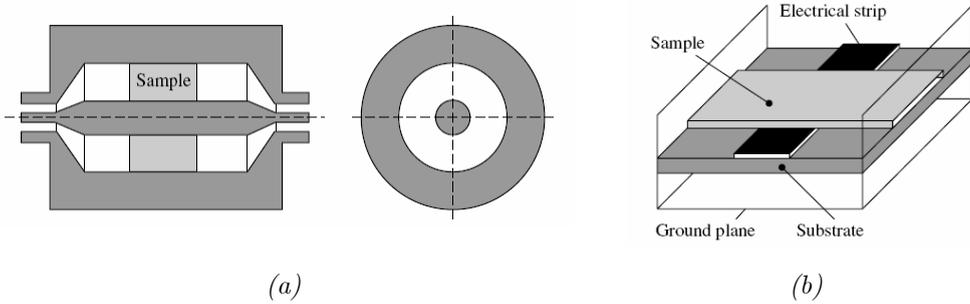


Fig. 2.7. Ejemplos de configuraciones de medidas en transmisión. A) Línea coaxial con muestra en forma de toroide, b) Línea microstrip. Imágenes de [Che04].

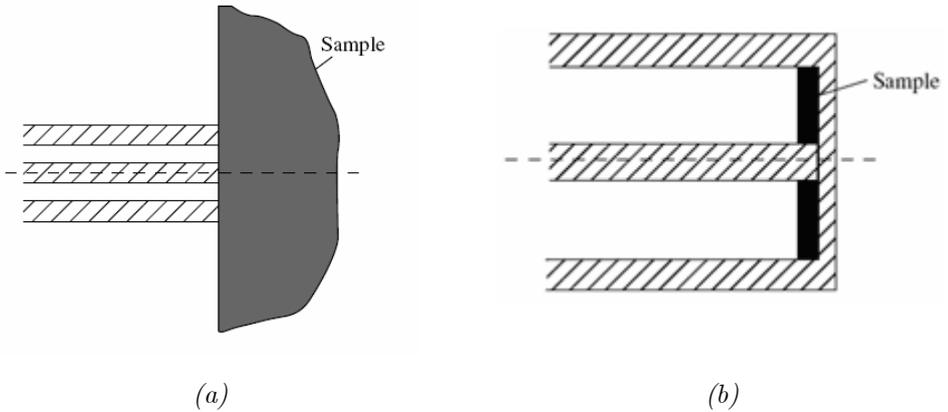


Fig. 2.8. Ejemplos de configuraciones de medidas en reflexión. A) Línea coaxial abierta en un extremo, b) Línea coaxial terminada en cortocircuito.

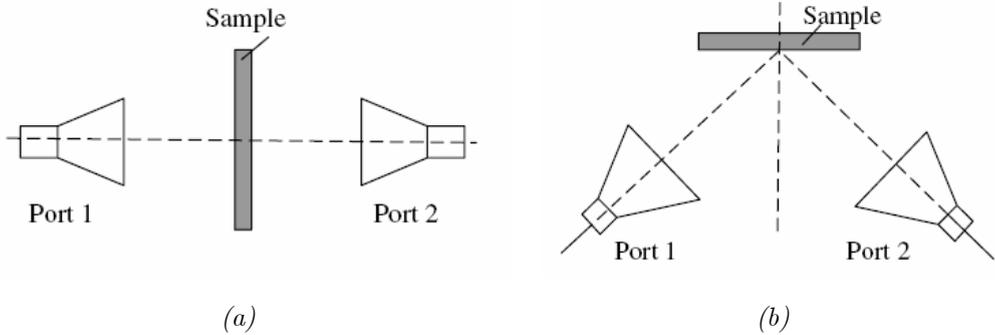
a la aparición de modos superiores, pero las muestras con forma rectangular son más fáciles de obtener [Bae97, Lau96, Tho97]. En cuanto a las líneas planares (ver figura 2.7.b), las restricciones en la

geometría de la muestra dependen del tipo concreto de línea que se utilice (microstrip, coplanar, stripline, etc.) [Che04].

En los métodos de reflexión, el material se coloca normalmente al final de la línea de transmisión (la celda tendría un solo puerto), de forma que la onda pasa a través de él dos veces. La permitividad del material es extraída entonces a partir de la medida del parámetro  $S_{11}$  [Che04, NPL03]. Hay configuraciones de medida en las que la muestra se coloca al final de la línea y antes de un cortocircuito (ver figura 2.8.b) [Cha86, Che04, Nel73], y hay otras configuraciones en las que se deja abierto un extremo de la línea, que es el que se coloca en contacto con el material (ver figura 2.8.a). Un ejemplo de estas últimas es el de la línea coaxial abierta en un extremo [Gan94, Hew91, Mis90]. En ese caso, la onda es absorbida por el material y por tanto la medida de permitividad se basa en la reflexión producida en la superficie del material debido a la desadaptación que éste produce en la línea.

### **2.3.3. PROPAGACIÓN EN ESPACIO LIBRE**

A frecuencias superiores a los 3 GHz, es posible medir el efecto producido por un material sobre una onda que se propaga en el espacio libre desde una antena a otra (ver figura 2.9) [Agi02, Gho90]. Las muestras de material deben ser suficientemente grandes, de forma que cubran todo el haz de la señal entre ambas antenas [Jan99]. De nuevo se necesita información tanto de la amplitud como de la fase de las señales, y se deben controlar las pérdidas sufridas por la señal durante el trayecto entre las dos antenas.



*Fig. 2.9. Técnicas de medida de permitividades mediante la propagación en el espacio libre. A) Configuración para medidas en transmisión, b) Configuración para medidas en reflexión.*

### 2.3.4. CIRCUITOS RESONANTES

Los métodos basados en celdas resonantes se utilizan típicamente para caracterizar materiales de bajo factor de pérdidas. La celda de medida se suele denominar cavidad o resonador. En este tipo de técnicas, la constante dieléctrica de la muestra se determina midiendo el cambio en la frecuencia de resonancia cuando el material se introduce en la cavidad (o se coloca en contacto con el resonador, si es abierto) [NPL03]. Por otra parte, el factor de pérdidas del material se determina a partir de la medida del factor de calidad de la celda con el material.

Muchas de las celdas de medida utilizadas en las técnicas descritas anteriormente se pueden modificar para que se conviertan en cavidades cerradas [Chu07, Nyf00, San05] o en resonadores abiertos [Poz77, Tho58, Wen67] (ver figura 2.10).

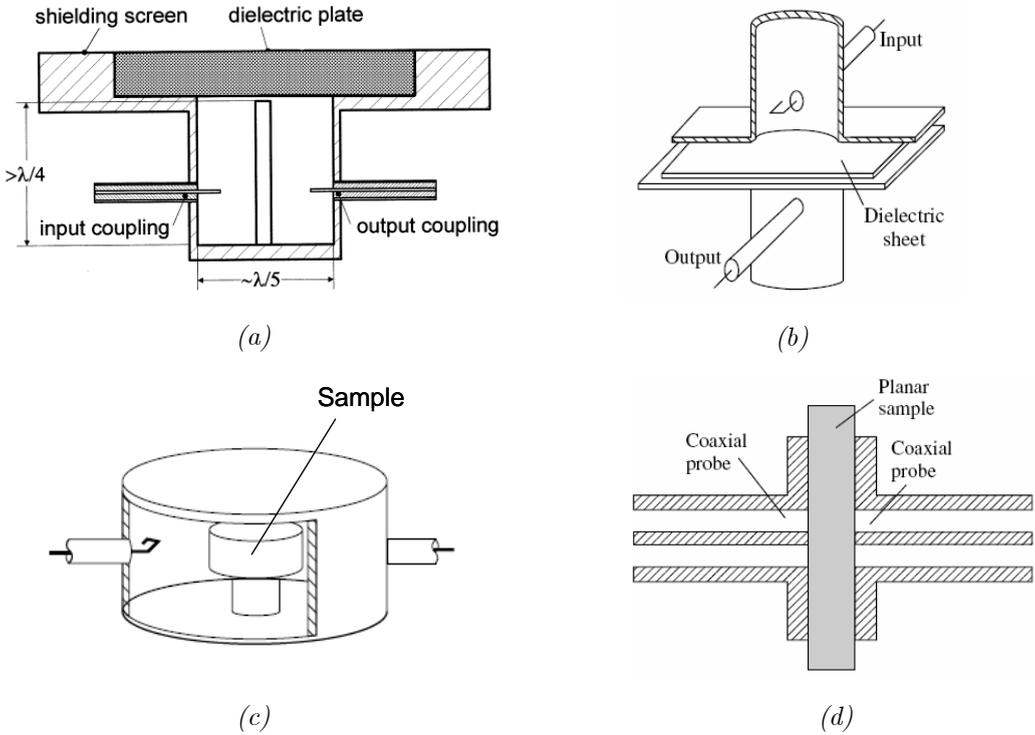


Fig. 2.10. Ejemplos de celdas resonantes para la medida de permitividad. a) Resonador coaxial abierto, b) Cavityad cilíndrica split, c) Cavityad cilíndrica cerrada, d) Cavityad coaxial Split. Imágenes de [Knö01] y [Che04].

Dependiendo del tipo de celda del resonador, así como de la forma que tenga la muestra, las ecuaciones necesarias para la obtención de la permitividad del material se basan en aproximaciones perturbacionales [Kra92, Men95, Par79, Poh95, Ris71, Rze74] o en análisis modales más complejos [Hum96, NPL03, Nyf00].

El gran inconveniente de estos métodos está en que la permitividad del material se obtiene tan sólo en un punto de

frecuencia, que es la frecuencia de resonancia de la cavidad o el resonador abierto. Para obtener otros puntos en frecuencia, se pueden utilizar modos resonantes superiores, como en [Bak05].

### 2.3.5. CONCLUSIONES

La adecuada elección de una de las técnicas descritas en los apartados anteriores depende de muchos factores. Resulta fundamental determinar en primer lugar cual es el margen de frecuencias en el cual deseamos medir las propiedades dieléctricas. La técnica de placas paralelas resulta válida en un margen de frecuencias más bajas que el resto de técnicas (entre 1 MHz y 1 GHz), pero más amplio. Las técnicas de sonda coaxial y línea de transmisión se pueden emplear en un amplio margen de frecuencias, pero por encima de 0.1 GHz y las de espacio libre son las que abarcan las frecuencias más altas (hasta los 100 GHz). Como ya se ha mencionado, el método de cavidad resonante sólo suministra datos para un valor concreto de frecuencia.

Los siguientes aspectos a considerar serían el tipo de material del que vamos a determinar sus características dieléctricas y los valores estimados de  $\epsilon_r$ . Muchas veces las propiedades del material determinan la elección. Así, por ejemplo, la técnica de sonda coaxial es más apropiada para líquidos o semisólidos, de elevado factor de pérdidas. Las técnicas de transmisión en líneas también se utilizan cuando el material tiene un factor de pérdidas medio o elevado, ya que las pérdidas de la propia línea de transmisión enmascaran las debidas a la muestra si éstas son muy pequeñas. Por otra parte, las

cavidades resonantes son las más adecuadas para medir materiales con factores de pérdidas bajos.

La técnica utilizada puede requerir también una mayor o menor preparación de la muestra para efectuar la medida y, dependiendo del material, esto puede ser más o menos posible. Así por ejemplo la técnica de placas paralelas exige una lamina plana y delgada como muestra. La técnica de línea de transmisión exige una preparación considerable de la muestra para ser introducida en la línea (coaxial o guía) que se utilice, frente a la técnica de la línea coaxial abierta en un extremo, que requiere poca o ninguna preparación de la muestra, que tan solo debe tener una superficie lisa. La técnica de cavidad requiere formas muy concretas de muestras, aunque el uso de resonadores abiertos hace que la forma de la muestra sea mucho menos restrictiva.

## Referencias

- [Agi01] “Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers”, *Agilent Application Note 1369-1*.
- [Agi02] [www.agilent.com/find/materials](http://www.agilent.com/find/materials)
- [Agi04] “Microwave Dielectric Spectroscopy Workshop: Measure the Difference”, *Agilent Technologies*, 2004.
- [Agi06] “Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials”, *Agilent Application Note 5989-2589 EN*, Jun. 2006.
- [And64] J.C. Anderson, *Dielectrics*, Chapman and Hall, London, 1964.
- [And92] O.M.Andrade, M.F.Iskander and S.Bringhurst, “High Temperature Broadband Dielectric Properties Measurement Techniques”. *Materials Research Society Symp. Proc.*, Vol. 269, 1992, pp. 527-539.
- [Afs86] M.N.Afsar, J.R.Birch and R.N.Clarke, ”The measurement of the properties of materials”, *Proceedings of IEEE*, Vol.74, No. 1, January 1986, pp. 183-199.
- [Bae97] K.H. Baek, H.Sung and W.S. Park, “A 3-position transmission/reflection method for measuring the permittivity of low loss materials”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 5, No. 1, 1997, pp. 3-5.
- [Bai85] A.E. Bailey, *Microwave measurement*, Peter Peregrinus Ltd., 1985.
- [Bak90] J. Baker-Jarvis, E. Vanzura, and W. Kissick, “Improved Technique for determining complex Permittivity with the transmission Reflection method”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol 38, No.8, 1990, pp. 1096- 1103.
- [Bak98] J. Baker-Jarvis, R.G. Geyer, J.H. Grosvenor, M.D. Janezic, C.A. Jones, B. Riddle, C.M. Weil and J. Krupka, “Dielectric

- characterization of low-loss materials, A comparison of techniques”, *IEEE Transation on dielectric and electrical insulation*, Vol. 5, No. 4, August 1998, pp. 571-577.
- [Bak01] J.Baker-Jarvis, M.D.Janezic, B.Riddle, C.L.Holloway, N.G.Paulter, J.E.Blendell, “Dielectric and Conductor-Loss Characterization and Measurements on Electronic Packaging Materials”, *NIST Technical Note 1520*, Jun. 2001.
- [Bak05] J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, B.F. Riddle, R.T.Johnk, P. Kabos, C.L.Holloway, R.G.Geyer, C.A.Grosvenor, “Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials and Negative-Index Materials”, *NIST Technical Note 1536*, Feb. 2005.
- [Bel86] N.E. Belhadj-Tahar and A. Fourrier-Lamer, “Broad-band analysis of a coaxial discontinuity used for dielectric measurements, *IEEE Trans, microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, 1986, pp. 346-350.
- [Bel90] N. E. Belhadj-Tahar, A. Fourrier-Lamer and H. Chanterac, ”Broad-band simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-38, 1990, pp. 1-7.
- [Ble89] B.I. Bleaney and B. Bleaney, *Electricity and Magnetism*, Oxford University Press, Vols. 1,2, 1989.
- [Bou97]. A.H. Boughriet, C. Legrand and A. Chaption “Noniterative Stable Transmission/Reflection Method for Low-Loss Material Complex Permittivity Determination”, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, Vol. 45, No. 1, January 1997, pp. 52-57.
- [Cla06] B.Clarke, “An Overview of NPL, Dielectric Measurements and Other Measurements Relevant to RF and Microwave Processing”, *HP RF Industrial Processing Club Meeting*, May 2006.

- [Col41] K.S. Cole and R.H. Cole, "Dispersion and Absorption in Dielectrics" *J. Chem. Phys.*, Vol. 9, pp: 341-351, 1941.
- [Cha86] Shuh-Han Chao, "An uncertainty analysis for the measurement of microwave conductivity and dielectric constant by the short circuited line method", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 35, No. 1, 1986, pp. 36-41.
- [Che04] L.F.Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [Chu07] B.K.Chung, "Dielectric Constant Measurement For Thin Material at Microwave Frequencies", *Progress in Electromagnetics Research, PIER* 75, 2007, pp.: 239-252.
- [Dav51] Davidson and Cole, "Dielectric relaxation in glycerol, propylene glycol, and n-propanol" *J. Chem. Phys.*, Vol. 19, p. 1484, 1951.
- [Deb12a] P. Debye, "Einige Resultat einer Kinetischen Theorie der Isolatoren" *Phys. Z.*, Vol.13, 1912, pp. 97-100.
- [Deb12b] P. Debye, "Nachtrag zur Notiz über eine Kinetischen Theorie der Isolatoren" *Phys. Z.*, Vol.13, 1912, p. 295.
- [Dis83] L.A. Dissado, and R.M. Hill, "A cluster approach to the structure of imperfect materials and their relaxation spectroscopy", *Proc. Roy. Soc. Lond.*, A390, pp. 131-180, 1983. (Ecuación 4.17).
- [Gan94] S.I. Ganchev, J. Bhattacharyya, S. Bakhtiar, N. Qaddoumi, D. Branderburg, R. Zoughi, "Microwave Diagnosis of Rubber Compounds", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol 42, No 1 1994 ,pp. 18-23.
- [Gho90] D.K. Ghodgaonkar, V.V. Varadan, V.K. Varadan, "Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies", *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 39, Apr. 1990, pp:387-394.

- [Gra96] I.S. Grant and W.R. Philips, *Electromagnetism*, Manchester Physics Series, John Wiley, Chichester, 1996.
- [Hav66] S. Havriliak, S. Negami, “A complex plane analysis of  $\alpha$ -dispersions in some polymer systems”, *J. Polymer Science Part C*, Vol. 14, p. 99, 1966.
- [Hew01] Hewlett Packard, “Basics of measuring the dielectric properties of materials”, *Application Note 1217-1*.
- [Hew02] Hewlett Packard, “Materials Measurement”, Measuring the dielectric constant of solids with the HP8510 network analyzer. *Product Note 8510-3*.
- [Hew91] HP 85070A Dielectric Probe Kit Data Sheet, *HP Literature Number 5952-2381*, February 1991.
- [Hew93] Hewlett Packard, “A Broad Band Spectrum solutions for Materials characterization”, *Electronic Materials Measurement Seminar*, 1993.
- [Hip95a] A. Von Hippel, *Dielectric materials and applications*, Artech House Publishers, New Ed. 1995.
- [Hip95b] A. Von Hippel *Dielectrics and waves*, Artech House Publishers, New Ed. 1995.
- [Hum96] W.R. Humbert, W.R. Scott, “A new technique for measuring the permittivity and loss tangent of cylindrical dielectric rods”, *IEEE Microwave and Guide Wave letters*, Vol. 6, No 7. July 1996. pp 262-264.
- [Ina00] U.S.Inan and A.S. Inan, *Electromagnetic waves*, Prentice Hall, USA, 2000.
- [Jai94] R.C.Jain, and W.A.G. Voss, “Dielectric Measurements Methods for Industrial Scientific and Medical Applications in Microwave Frequency Range”, *IETE Technical Review*, Vol. 11, No. 5&6, 1994, pp. 297-311.

- [Jan99] M.D.Janezic, J.A.Jargon, “Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, No. 2, Feb. 1999, pp: 76-78.
- [Jen90] .S.Jenkins, T.E.Hodgetts, R.N.Clarke and A.W. Preece, “Dielectric Measurements on reference liquids using automatic networks analysers and calculable geometries”, *Measurement Science & Technology*, 1990. pp. 691-702.
- [Jon83] A.K.Jonscher, *Dielectric Relaxation in solids*, London: Chelsea Dielectrics Press, 1983.
- [Kit96] C. Kittel, *Introduction to Solid State Physics*, especialmente el Capítulo 13, John Wiley & Sons, New York, 1996.
- [Knö01] R. Knöchel, “Technology and Signal Processing of Dielectrometric Microwave Sensors for Industrial Applications”, *Univ. Kiel* (Germany), pp: 65-104.
- [Kra92] A.V. Kraszewski,. and S.O. Nelson, “Observations on Resonant Cavity Perturbation by Dielectric Objects”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 40, No. 1, January 1992, pp. 151-155.
- [Las98] T.Lasri, D.Glay, A.Mamouni and Y. Leroy, “Non-destructive testing of materials by microwave systems”, *Electronics Letters*, Vol. 34, No, 5, Mar. 1998, pp. 470-471.
- [Lau96] J.J. Laurin, G. Tanneau, and C. Akyel, “Waveguide Permittivity Measurements Using Variable Length Samples and an Uncalibrated Reflectometer”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, Vol. 45, No 1, 1996. pp. 298-301.
- [Lef96] S. Lefrançois, D. Pasquet, G.M. Merceur, “A new model for microwave Characterization of composite Materials in Guided wave medium”, *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*. Vol. 44, No. 9, Sept. 1.996

- [Men95] B. Meng, J. Booske and R. Cooper, “Extended cavity perturbation technique to determine the complex permittivity of dielectric materials”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol 43, No 11. November 1995.
- [Mis90] D. Misra, M. Chhabra, B.R. Epstein, M. Mirotznik, and K.R. Foster, “ Noninvasive electrical characterization of materials at microwave frequencies using an open-ended coaxial line: test of an improved calibration technique, *IEEE Trans. on microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-38, 1990, pp. 8-13.
- [Mon87] C.G. Montgomery, R.H. Dicke and E.M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*, Peter Peregrinus, London 1987.
- [Nee95] P.S. Neelanka, *Handbook of Electromagnetic Materials*, CRC Press, Boca Raton & New York, USA, 1995.
- [Nel73] S.O. Nelson, C.W. Schlaphoff, and L.E. Stetson, “A computer Program for short circuited waveguide dielectric properties measurements on high or low loss materials”, *Journal of Microwave Power*, Vol. 8, No. 1, 1973, pp. 13-22.
- [NPL03] A Guide to the Characterisation of Dielectric Materials at RF and Microwave Frequencies, NPL, London, 2003.
- [Nyf00] E.G.Nyfors, “Cylindrical Microwave Resonator Sensors For Measuring Materials Under Flow”, *Phd. Thesis*, Finland, May 2000.
- [Par79] A. Parkash, J.K. Vaid, and A. Mansingh. “Measurement of Dielectric Parameters at Microwave Frequencies by Cavity Perturbation Technique”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-27, No 9, September 1979, pp. 791-795.
- [Poh95] V. Pohl, D. Fricke and Mühlbauer, “Correction Procedures for the Measurement of Permittivities with the Cavity Perturbation Method”. *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, Vol. 30, No. 1, 1995, pp. 10-26.

- [Pow93] J.G.Powles, "Cole-Cole plots as they should be," *Adv. Mol. Relax. Processes*, Vol. 56, 1993, pp. 35-47.
- [Poz77] D.M.Pozar, "Resonant Frequency and Q of Open-Ended Rectangular Cavity", *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-25, No. 7, Jul. 1977, pp.: 589-593.
- [Ram94] S. Ramo, J.R. Whinnery and T.V. Duzer, *Fields and waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [Roh06] "Measurement of Dielectric Material Properties", *Rohde & Schwarz Application Note*.
- [Rze74] M.A. Rzepecka, and A.K. Hamid, "Modified Perturbation Method for Permittivity Measurements at Microwave Frequencies". *Journal of Microwave Power*, Vol. 9, No 4, 1974, pp. 317-328.
- [San05] M. Santra, K.U.Limaye, "Estimation of Complex Permittivity of Arbitrary Shape and Size Dielectric Samples Using Cavity Measurement Technique at Microwave Frequencies", *IEEE Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, No. 2, Feb. 2005, pp: 718-722.
- [Som85] P.I. Somlo, J.D. Hunter, *Microwave Impedance Measurements*, IEE Electrical Measurement Series II, Peter Peregrinus Ltd., 1985.
- [Tho58] D.C.Thorn, "Design of Open-Ended Microwave Resonant Cavities", *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Jul. 1958, pp: 390-391.
- [Tho97] R. Thomas and D.C. Dube, "Extended technique for complex permittivity measurements of dielectric films in the microwave region", *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 3, January 1997, pp 218-220.
- [Wan98] C. Wan, B. Nauwelaers, W. De Raedt, and M. Van Rossum. "Two New Measurement Methods for Explicit Determination of Complex Permittivity", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 11, 1998, pp. 1614-1619.

- [Wei74] W.B. Weir, "Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, No 1, January 1974, pp. 33-36.
- [Wen67] N.C.Wenger, "Resonant Frequency of Open-Ended Cylindrical Cavity", *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-15, No. 6, Jun 1967, pp.:334-340.
- [Xu93] Y.Xu and R.G.Bosisio, "Analysis of different coaxial discontinuities for microwave permittivity measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol.IM-42, 1993, pp. 538-543.
- [Zou90] R.Zoughi, "Microwave Nondestructive Testing: Theories and Applications," *International Advances in Nondestructive Testing (IANDT)*, Gordon and Breach Science Publishers, Vol. 15, 1990, pp. 255-288.
- [Zou92] R.Zoughi, "Microwave Nondestructive Evaluation (NDE): Theories, Applications and Future," *Proceedings of the American Society for Nondestructive Testing (ASNT) Spring Conference*, Orlando, FL, March 30-April 3, 1992. pp. 140-142.

# *SECCIÓN A*

## Sensores Basados en Líneas Coaxiales

---

En esta sección se describe el análisis, diseño y optimización de sensores basados en tramos de línea coaxial, tanto en configuración de línea de transmisión como de resonador. Se considera la utilización de este tipo de celdas de medida para realizar la caracterización y la monitorización de las propiedades dieléctricas de materiales, y al final de la sección se muestran los resultados obtenidos.



# Capítulo 3

## Modelos teóricos de la línea coaxial abierta en un extremo.

---

En los métodos basados en medidas de la reflexión, la permitividad del MUT se obtiene a partir de la reflexión de la onda producida por la discontinuidad en la impedancia debida a la presencia de la muestra en la estructura de transmisión. Se pueden utilizar varios tipos de medidas de reflexión, dependiendo de si se deja un extremo de la línea radiando en abierto, o si se coloca un cortocircuito al final de la línea. El tipo de línea de transmisión, así como la forma en que se coloque la muestra, requieren un algoritmo específico para poder obtener las propiedades dieléctricas del MUT a partir de la medida de la reflexión.

De todos los tipos de líneas de transmisión, la línea coaxial es comúnmente utilizada para realizar la caracterización de materiales mediante medidas de la reflexión. Una sonda de medida realizada con un tramo de línea coaxial, presenta una ventaja muy importante frente a otro tipo de líneas, que es el gran ancho de banda en el que se puede caracterizar el MUT.

Si la sonda coaxial se deja abierta en un extremo, su amplio margen de frecuencias de trabajo, se combina con un fácil manejo y

una gran versatilidad para poder caracterizar todo tipo de materiales (sólidos, líquidos, láminas, granulares, etc.). Por ello, la sonda coaxial abierta en un extremo se ha convertido en una técnica muy interesante para la caracterización y monitorización de materiales en entornos industriales [Cla93, Che04, Gre93, Hew01, Mos81, Nyf89].

En esta sección de la tesis, el interés se centra en los sensores basados en la línea coaxial abierta en un extremo (*open-ended coaxial probe*). Por ello, se realiza en este capítulo una revisión de los modelos teóricos de este tipo de línea. De todos los modelos existentes, se escogieron dos como base para el posterior desarrollo del trabajo de investigación. Dichos modelos han sido descritos más detalladamente en el Anexo A.

### **3.1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO**

La figura 3.1 muestra una línea coaxial abierta en un extremo,. Está formada por dos conductores de radios  $a$  y  $b$ , y entre ellos se sitúa un dieléctrico de permitividad  $\varepsilon_c$ , que puede ser aire. En general, se considerará que la apertura está rodeada por un plano metálico infinito (*flange*), y está en contacto con el MUT, de permitividad  $\varepsilon_m$ .

Las impedancias a ambos lados de la interfaz son diferentes, por lo que cuando una onda se propaga por la línea coaxial, se produce una reflexión de parte de la energía al llegar a la discontinuidad, y dicha reflexión está determinada por las impedancias que presentan los medios a ambos lados de la interfaz.

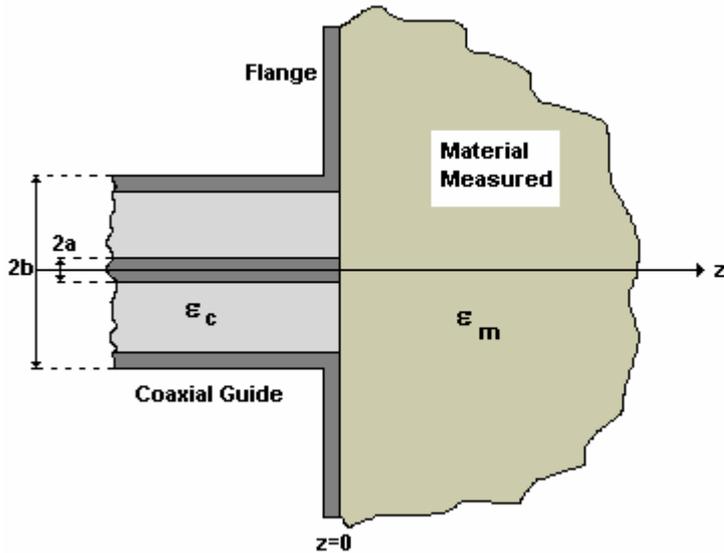


Fig. 3.1. Esquema de la línea coaxial abierta. La línea coaxial tiene dos conductores de radios  $a$  y  $b$ , y un dieléctrico de relleno de permitividad  $\epsilon_c$ . La apertura de la línea está rodeada de un plano metálico (flange) y se coloca en contacto con el MUT, de permitividad  $\epsilon_m$ .

Debido a que la impedancia de la zona ocupada por el MUT está directamente relacionada con las propiedades dieléctricas del material, a partir de la medida de la reflexión en la discontinuidad, es posible obtener dichas propiedades del MUT.

Tal y como se ha visto en el capítulo 2 (ver ecuación 2.3.a), la impedancia del MUT está relacionada tanto con la permitividad como con la permeabilidad, por tanto, en principio podrían determinarse ambos valores siempre y cuando se realizasen suficientes medidas independientes de la reflexión. Sin embargo, en la tesis se consideran materiales no magnéticos, por lo que se realiza una única

medida de la reflexión, y se determina únicamente la permitividad del MUT.

### **3.2 MODELOS TEÓRICOS**

En la bibliografía se pueden encontrar numerosos trabajos de investigación sobre la línea coaxial abierta en un extremo, así como detalladas revisiones sobre esta técnica [Gre93, Stu80, Pou97, Cla93, Che04, Gan95].

Las sondas coaxiales han sido ampliamente estudiadas para caracterizar materiales dieléctricos a frecuencias de microondas. El sensor se pone en contacto con el material y se mide el coeficiente de reflexión en la apertura. El principal problema cuando se utiliza una sonda coaxial es que no existe una expresión analítica que relacione el coeficiente de reflexión y la permitividad de la muestra. Es necesario por tanto desarrollar modelos que permitan obtener la respuesta aproximada de la sonda coaxial. Se trata de obtener una expresión compleja que relaciona los radios del coaxial, la frecuencia de trabajo y la permitividad de la muestra con el parámetro  $S_{11}$ . Junto a estos parámetros, tendremos también los efectos de la temperatura, humedad, densidad del material, etc. lo que provoca variaciones y errores respecto a las predicciones de los modelos, que son difíciles de cuantificar.

El problema se reduce en la práctica a obtener expresiones aproximadas que nos proporcionen el valor del coeficiente de reflexión (o parámetro  $S_{11}$ ) en función de los parámetros principales de la

estructura: los radios interior y exterior de la sonda coaxial, la frecuencia de trabajo, y la constante dieléctrica compleja del material. El problema que así se define, se denomina **problema directo**, y tiene como finalidad poder predecir la respuesta del material cuando se le someta al campo electromagnético. Por otra parte, se debe ser capaz también de obtener la permitividad del material partiendo de las medidas de  $S_{11}$ , y de los datos de la estructura: los radios del coaxial y la frecuencia de trabajo. Este otro enfoque se denomina **problema inverso**, y tiene como finalidad el poder deducir las propiedades dieléctricas del material, a partir de las medidas de su coeficiente de reflexión cuando se le ha sometido a un campo de una determinada frecuencia.

Los modelos que se van a ver a continuación representan la solución del problema directo, es decir, proporcionan el valor del coeficiente de reflexión (o la admitancia de entrada del coaxial) en función de los parámetros de la estructura y del material que se esté midiendo. La mayoría de ellos consisten en complicadas expresiones por lo que suele resultar imposible obtener la solución del problema inverso (es decir, despejar el valor de la constante dieléctrica del material) analíticamente, por lo que se debe recurrir a métodos numéricos iterativos para poder resolver el problema inverso. Algunos modelos más simples, sin embargo, permiten evitar la utilización de métodos iterativos (que suelen requerir mayores tiempos de computación), mediante aproximaciones polinómicas de la respuesta de la sonda, con lo que el problema inverso se reduce a la obtención de las raíces del polinomio característico de la sonda, lo que reduce

considerablemente el tiempo de cálculo, aunque también supone una reducción en la precisión de los resultados. Según las exigencias prácticas de tiempo y precisión, se escoge el modelo adecuado para la aplicación en la que se utilizará el sensor coaxial.

En los modelos teóricos que caracterizan la respuesta de la sonda coaxial, se suele añadir a la estructura del sensor, un plano metálico infinito que rodea a la apertura. El plano infinito de conductor perfecto, se añade para facilitar la obtención matemática y la calculabilidad del modelo de la sonda. Sin embargo, en la práctica el plano metálico no puede ser infinito, por lo que debe asegurarse que es lo suficientemente grande como para que la hipótesis de que es infinito no provoque un error apreciable en las medidas respecto a los valores obtenidos por el modelo. Por otra parte, el plano metálico finito puede en sí mismo actuar como un elemento resonante a determinadas frecuencias, introduciendo errores en las medidas.

Un aspecto que diferencia a los distintos tipos de modelos, es el hecho de que se puedan considerar varias capas dieléctricas de materiales distintos, o si sólo consideran una capa dieléctrica de grosor infinito. El hecho de poder diferenciar entre las distintas capas y anchuras dieléctricas supone una complicación notable de las expresiones que modelan la respuesta de la sonda, sin embargo hay aplicaciones en las que esta capacidad puede ser muy interesante, incluso imprescindible. Las sondas coaxiales tienen más éxito a la hora de medir materiales líquidos o maleables, es decir, aquellos materiales en los que es poco probable que se forme un hueco de aire entre el material bajo prueba y la superficie del sensor. Con

materiales sólidos, sin embargo, este hecho es difícil de evitar, y esto puede provocar grandes errores en las medidas. Sin embargo, el hecho de poder modelar la respuesta de estructuras de varias capas permite dejar una capa de aire (o de un líquido [Cla93]) de grosor conocido entre la sonda y el material. Esto permite tener bajo control la estructura y la geometría del sistema en el que se realiza la medida, lo que minimiza la aparición de errores en la caracterización del material.

A continuación se realiza una breve introducción de los modelos más importantes que se han ido desarrollando a lo largo de los años en los que las sondas coaxiales han sido estudiadas por multitud de autores para su utilización en la caracterización de materiales.

El modelo más sencillo es el que utiliza un circuito equivalente con elementos concentrados [Bur80, Stu94, Mis90, Ber96, Lan94, Stu80] para expresar el coeficiente de reflexión en la apertura del coaxial como una función de la permitividad de la muestra.

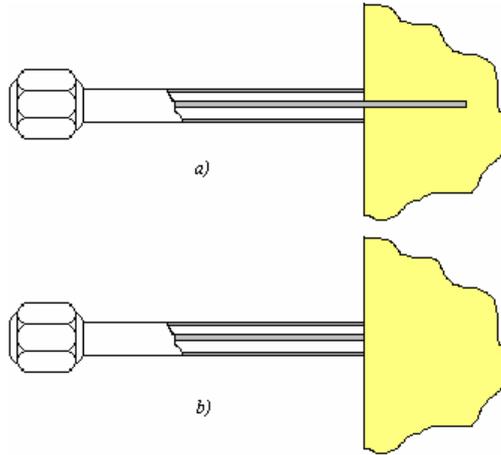
El concepto a partir del cual se desarrolla este modelo se basa en la aplicación del teorema de modelado de antenas, que relaciona el cambio en la impedancia de una antena cuando ésta se inserta en un material, con las propiedades dieléctricas y magnéticas de dicho material. La expresión matemática de dicho modelo para materiales no magnéticos es la siguiente:

$$\frac{Z(\omega, \varepsilon_m)}{\eta} = \frac{Z(n, \omega, \varepsilon_0)}{\eta_0} \quad (3.1)$$

Donde  $Z$  es la impedancia de la antena,  $\omega$  es la frecuencia angular,  $\eta$  es la impedancia intrínseca compleja del medio dieléctrico,  $\epsilon_m$  es la permitividad compleja del medio dieléctrico,  $\eta_0$  es la impedancia intrínseca del vacío,  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío y  $n = \sqrt{\epsilon_m/\epsilon_0}$  es el índice de refracción del medio dieléctrico relativo al del vacío.

Esta teoría asume que el material en el que se inserta la antena, es infinito. En la práctica, para que esta condición se cumpla, basta con que el campo radiado por la sonda esté contenido en su totalidad dentro del material.

Burdette *et al.* [Bur80] partieron de una antena formada por una línea coaxial cuyo conductor interior se introducía una cierta distancia en el interior del material no magnético (figura 3.2.a), y obtuvieron la expresión de la impedancia de dicha antena en función de la permitividad del material. Observaron que cuando la longitud del monopolo se aproximaba a cero (figura 3.2.b), la radiación de la antena se hacía despreciable, aunque seguía habiendo campo en la apertura de la antena.



*Fig. 3.2. Coaxial con el conductor interior a) que penetra en el material una cierta longitud, b) que no sobresale de la apertura.*

Efectivamente, la potencia radiada por un monopolo es función de la altura de dicho monopolo sobre el plano de masa, que en este caso, sería la longitud del conductor central de la línea coaxial. Para el caso del monopolo infinitesimal (o línea coaxial terminada en abierto) la potencia radiada tiende a cero. Si se expresa la potencia radiada ( $P_r$ ) en función de la corriente  $I$  que transporta la línea, y de la resistencia de radiación  $R_r$ , tenemos:

$$P_r = I^2 R_r \quad (3.2)$$

Se comprueba que cuando la potencia radiada se hace cero, la parte real de la impedancia (resistencia de radiación) también se hace cero. Eso significa que la admitancia de la sonda coaxial terminada en abierto es puramente reactiva:

$$Y(\omega, \varepsilon_0) = j\omega C_0 \quad (3.3)$$

La expresión anterior es válida cuando la línea acaba en el espacio libre. Análogamente, haciendo uso de la teoría de modelado de antenas que se acaba de ver, se puede hallar la expresión de la admitancia cuando se haya inmersa en un material dieléctrico, que en ese caso es:

$$Y(\omega, \varepsilon_m) = j\omega C_0 \varepsilon_m \quad (3.4)$$

donde  $\varepsilon_m$  es la permitividad del medio dieléctrico.

Como se acaba de ver, este modelo considera despreciable la potencia radiada por la sonda coaxial, lo cual es una aproximación válida siempre y cuando las dimensiones de la sonda sean suficientemente pequeñas, y la longitud de onda sea suficientemente grande. Esta relación se obtiene al inspeccionar la fórmula de la potencia radiada:

$$P_r = \frac{4\pi V^2}{3\eta} \left| \frac{\pi^2 (b^2 - a^2)}{\lambda^2 \log(b/a)} \right|^2 \quad (3.5)$$

en ella se comprueba que la potencia radiada es inversamente proporcional a  $\lambda^4$  y directamente proporcional al cuadrado del área de la apertura. Por lo tanto, este modelo no será válido en el momento en el que la sonda empiece a radiar una potencia no despreciable, como se verá más adelante.

Una primera mejora a este modelo de la sonda coaxial basado en un circuito equivalente con un único condensador, fue la realizada por Stuchly *et al.* [Stu80] y Gajda *et al.* [Gaj83], que añadieron el efecto capacitivo provocado por la aparición de modos superiores en

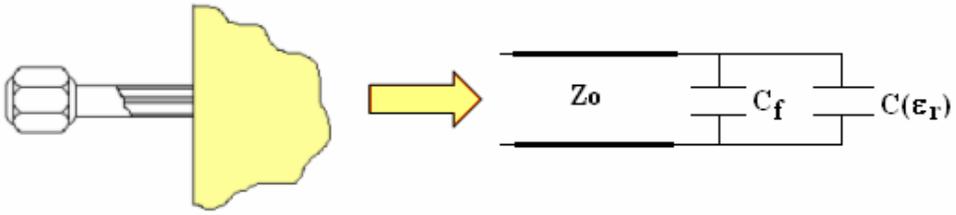


Fig. 3.3. Circuito equivalente de la sonda coaxial abierta. Tramo de línea de impedancia  $Z_0$  con los condensadores en paralelo para representar la respuesta capacitiva de la apertura y el material.

la cercanía de la apertura. Este término era independiente del material, y aparecía como un condensador en paralelo en el circuito equivalente.

Seguían despreciándose las pérdidas por radiación con lo que la validez del modelo seguía estando restringida a frecuencias a las cuales las dimensiones eléctricas de la sonda eran lo suficientemente pequeñas como para que no se produzca radiación y toda la energía reactiva quede concentrada en los campos cercanos a la apertura. La expresión final era:

$$Y = j\omega C_f + j\omega\epsilon_m C_0 \quad (3.6)$$

donde  $C_f$  es la capacitancia debida únicamente al coaxial.

El principal problema del modelo de equivalentes concentrados que se había planteado hasta ese momento, era que los diferentes parámetros involucrados en la ecuación, debían obtenerse a partir de medidas de dieléctricos ya caracterizados. Misra [Mis87, Sta90] desarrolla un análisis quasi-estático de la admitancia de la sonda

coaxial, de forma que obtiene la expresión para los distintos términos del modelo equivalente.

Misra [Mis87] considera que sólo se propaga el modo TEM por la línea coaxial, por lo que existe un campo magnético en la dirección azimutal,  $H_\phi$  y un campo eléctrico en la dirección radial,  $E_\rho$ . Mediante el principio de equivalencia y la teoría de imágenes, obtiene la expresión del campo magnético en el medio dieléctrico:

$$H_\phi(\rho, z) = \frac{j\omega\varepsilon_m}{\pi} \int_0^{b\pi} \int_a^0 E_\rho(\rho', 0) \rho' \cos\phi' \frac{\exp(-jkR)}{R^2} d\rho' d\phi' \quad (3.7.a)$$

$$R^2 = \left( \rho^2 + \rho'^2 + (z - z')^2 - 2\rho\rho' \cos\phi' \right)^2 \quad (3.7.b)$$

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon_m \mu_0 \quad (3.7.c)$$

Donde  $\varepsilon_m$  es la permitividad del material y  $E_\rho(\rho', 0)$  es la intensidad de campo eléctrico radial en la apertura de la línea coaxial.

En el interior de la línea coaxial, el campo magnético queda expresado como suma del campo incidente y las infinitas reflexiones que se producen en el plano de la apertura:

$$H_\phi(\rho, z) = \frac{A_0}{\rho} \left[ \exp(-jk_c z) - \Gamma \exp(jk_c z) \right] + \sum_{\eta=1}^{\infty} A_\eta R_\eta(\rho) \exp(\gamma_\eta z) \quad (3.8.a)$$

$$k_c^2 = \omega^2 \varepsilon_c \varepsilon_0 \mu_0 \quad (3.8.b)$$

Donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión del modo fundamental,  $\gamma_n$  es la constante de propagación,  $R_n(\rho)$  representa la dependencia radial del campo magnético, y  $A_0, A_n$  son las amplitudes complejas

relacionadas con la componente radial del campo magnético en la apertura.

Aplica entonces la condición de contorno del campo magnético tangencial, es decir, iguala ambas expresiones en el plano de la apertura, y obtiene una expresión para la admitancia similar a la que Markuvitz [Mar51] ya había proporcionado con anterioridad. El paso que añade Misra es el de aproximar el campo eléctrico en la apertura por una función inversamente proporcional al radio  $E_\rho(\rho,0) = E_0 / \rho$ . De esta forma, llega a la siguiente expresión simplificada de la admitancia normalizada en la apertura:

$$Y = \frac{jk_m^2}{\pi k_c \ln(b/a)} \int_a^b \int_a^b \int_0^\pi \cos(\phi) \frac{e^{-jk_m R}}{R} d\phi dr dr' \quad (3.9.a)$$

$$k_m^2 = \omega^2 \varepsilon_m \varepsilon_0 \mu_0 \quad (3.9.b)$$

Donde  $R$  está definido en la ecuación (3.7.b), y  $k_c$  en la (3.8.b).

En la expresión anterior, la exponencial del integrando puede desarrollarse en serie de Taylor, y después se puede realizar una aproximación quasi-estática y suponer que las dimensiones de la línea coaxial son mucho menores que la longitud de onda, con lo que se desprecian los términos de la serie a partir del cuarto término. La expresión de la admitancia queda entonces simplificada:

$$Y = j \frac{2\omega I_1}{(\ln(b/a))^2} \varepsilon_m - j \frac{\omega^3 \mu_0 I_2}{(\ln(b/a))^2} \varepsilon_m^2 + \frac{\pi\omega^4 \mu_0^{3/2}}{12} \left[ \frac{b^2 - a^2}{\ln(b/a)} \right]^2 \varepsilon_m^{5/2} \quad (3.10.a)$$

$$I_n = \int_a^b \int_a^b \int_0^\pi R^{n-2} \cos(\phi) d\phi dr dr' \quad (3.10.b)$$

La expresión anterior es la más completa para el modelo de equivalentes concentrados, y puede relacionarse término a término con la formulación utilizada hasta entonces, permitiendo la obtención analítica de los parámetros  $C_f$ ,  $C_o$ , y añadiendo un nuevo término que representa las pérdidas por radiación ( $G_o$ ):

$$Y(\omega) = j\omega C_f + j\omega \varepsilon_m C_o + \omega^4 \varepsilon_m^{5/2} G_o \quad (3.11)$$

La simplicidad del modelo con equivalentes concentrados permite una rápida obtención de la permitividad del material a partir del coeficiente de reflexión en la apertura (de la admitancia en este caso), aunque para mayores tamaños eléctricos de la sonda el modelo deja de ser válido debido a la presencia de modos superiores que obligan a realizar un análisis multimodal para obtener las capacidades características.

En este modelo se considera sólo la existencia de una única capa dieléctrica de grosor infinito. Trabajos posteriores [Ala98, And86, Fan90] ampliaron la expresión al caso de tener una capa de grosor finito o varias capas. Para ello, utilizaron el mismo planteamiento que realizó Misra [Mis87], pero requirieron de un análisis espectral para determinar los campos existentes en las distintas capas de materiales, aplicando las condiciones de contorno a los campos tangenciales en las discontinuidades.

La expresión (1) obtenida por Misra permite, como se ha visto, hacer una expansión en series de la exponencial. La integral se

convierte entonces en un sumatorio de integrales que tienen la particularidad de que sólo dependen de la geometría de la sonda, y que al ser independientes de la muestra dieléctrica, permiten calcular la admitancia de forma rápida [Bla97]. Si se mantiene un número de términos relativamente grande, se incluyen los efectos de la radiación de la sonda cuando las dimensiones eléctricas de la línea coaxial ya no son pequeñas, por lo que mejora respecto al modelo equivalente de circuitos concentrados.

A partir de (1) y tras desarrollar la serie de Taylor de la exponencial, en [Bla97] se obtiene la expresión de la admitancia normalizada en la que las integrales son independientes del medio dieléctrico:

$$Y = \frac{k_m^2}{\pi k_c \ln(b/a)} \cdot \left\{ j \left[ I_1 - \frac{k_m^2 I_3}{2} + \frac{k_m^4 I_5}{24} - \frac{k_m^6 I_7}{720} + \dots \right] + \left[ I_2 k_m - \frac{k_m^3 I_4}{6} + \frac{k_m^5 I_6}{120} - \dots \right] \right\} \quad (3.12)$$

Donde las  $I_n$  se calculan mediante la ecuación (3.10.b). Son las integrales que sólo dependen de la geometría de la sonda. Es decir, una vez se tienen los datos del coaxial que se va a utilizar, sólo es necesario calcular dichas integrales una vez, ya que sus valores permanecerán invariantes aunque cambien las muestras.

La admitancia obtenida con la expresión anterior, introduce un cierto error debido a que no se tiene en cuenta el efecto de los modos superiores. Por esta razón, Blackham [Bla97] propone una corrección posterior sobre el valor de dichas integrales a partir de las medidas de admitancia de ciertos materiales conocidos. Para ello, se obtienen a

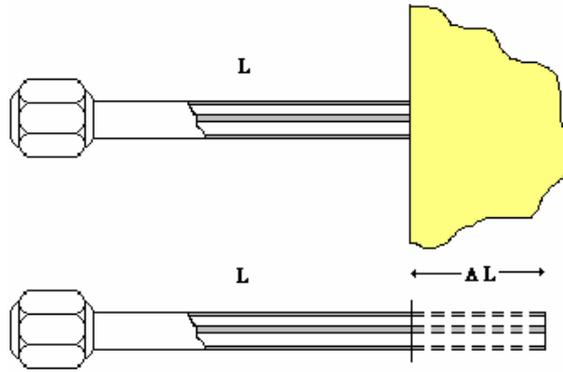


Fig. 3.4. Modelo de línea de transmisión equivalente. El efecto capacitivo de la apertura de la línea coaxial se modela mediante un tramo de línea equivalente cuya longitud ( $\Delta L$ ) hay que determinar.

partir de las medidas las integrales  $I_n'$  que mejor adapten la respuesta del modelo a la respuesta medida. Posteriormente se obtienen los parámetros  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\chi$  tales que:

$$I_n' = \frac{I_n}{10^{(\alpha + \beta(n-1) + \chi(n-1)^2)}} \quad (3.13)$$

A partir de ese momento, los valores que se utilizan en el modelo son las  $I_n'$ . Como se puede observar, el hecho de utilizar las variables  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\chi$ , permite optimizar todos los parámetros como un grupo, en lugar de optimizar cada  $I_n$  aisladamente. Podría realizarse una optimización más sencilla utilizando tan sólo la variable  $\alpha$  [Bou99], sin embargo, las otras dos variables dan mayores grados de libertad a la optimización.

Otro modelo equivalente del sensor, desarrollado por Gannouchi [Gan89], se basa en una línea de transmisión efectiva que

modela el campo alrededor de la apertura del coaxial (ver figura 3.4), asumiendo que en las proximidades de la apertura, lo que se propaga es un modo quasi-TEM.

La precisión de este método es comparable a la del método de equivalentes concentrados, y su rango de validez de nuevo se limita a frecuencias bajas, ya que también desprecia las pérdidas por radiación. La expresión de la admitancia se simplifica enormemente, quedando como:

$$Y_L = jY_d \tan(\beta_d L) \quad (3.14)$$

Donde  $Y_d$  es la admitancia característica de la línea de transmisión equivalente,  $\beta_d$  es la constante de propagación en el material,  $L$  es la longitud de la línea de transmisión.

Evidentemente, la obtención de determinados parámetros de la línea efectiva del modelo se basa en las medidas experimentales de medios dieléctricos estándares, lo que afecta a la precisión obtenida.

Los modelos anteriores, tienen en común que asumen la existencia del modo TEM en la apertura, es decir, son monomodo. Sin embargo, se conoce la existencia de modos superiores reactivos, cuyos efectos aumentan con la frecuencia. Estos modos superiores pueden incluso llegar a propagarse por el material. Por lo tanto, los modelos que desprecian los efectos de los modos superiores en la apertura están cometiendo un error que irá en aumento con la frecuencia. Como se ha visto, hay una posibilidad de “incluir” dichos efectos de los modos superiores en el modelo monomodo realizando posteriormente una serie de correcciones en la respuesta de la sonda a

partir de datos experimentales de dieléctricos cuyas propiedades se conocen [Bla97, Bou99].

Además de las restricciones impuestas por el rango de frecuencias en el que los efectos de los modos superiores se pueden considerar despreciables, otro inconveniente de estos modelos es que sólo analizan el caso de tener una única capa de material en cuyo interior se encuentran los campos que emergen de la sonda coaxial.

La forma más precisa de modelar el coaxial, es realizar un análisis multimodo [Bak94, Chi95, Pan01] que tenga en cuenta explícitamente la contribución de los modos superiores en la apertura. El método que utiliza Baker [Bak94] permite analizar estructuras de varias capas, y se basa en plantear las ecuaciones de Maxwell para los campos a ambos lados de la apertura. Posteriormente, aplica la transformada de Hankel con respecto a la coordenada radial, de forma que el problema se reduce a una dimensión. Después se aplican las conocidas condiciones de contorno a los campos tangenciales en las discontinuidades y obtiene así la expresión para la admitancia de la sonda. En estos modelos, más rigurosos que los anteriores, las expresiones teóricas son exactas, ya que no realizan ninguna simplificación, aunque en la práctica los cálculos deben considerar un número de modos finito, por lo que se comete un cierto error al truncar los sumatorios. Aun así, estos modelos proporcionan la mayor exactitud, a costa de un mayor tiempo y complejidad en los cálculos.

Stuchly et al. centraron sus esfuerzos en reducir estas exigencias computacionales sin perder precisión en el cálculo,

utilizando por ejemplo una función racional [Stu94, Ber96] para modelar la respuesta de la sonda coaxial:

$$Y = \frac{\sum_{n=1}^4 \sum_{p=1}^8 \alpha_{np} (\sqrt{\varepsilon_m})^p (s \cdot a)^n}{1 + \sum_{m=1}^4 \sum_{q=0}^8 \beta_{mq} (\sqrt{\varepsilon_m})^q (s \cdot a)^m} \quad (3.15)$$

Donde  $\varepsilon_m$  es la permitividad del material,  $s = \sigma + j\omega$  es la frecuencia compleja,  $a$  es el radio interior del coaxial, y  $\alpha_{np}$ ,  $\beta_{mq}$  son los coeficientes del modelo.

Los parámetros anteriores deben obtenerse mediante la simulación de la respuesta de la sonda frente a varios materiales de permitividades entre 1 y 80. En el caso de Stuchly [Stu94] los coeficientes se obtienen analizando la admitancia de la sonda mediante el método de los momentos, para 56 medios dieléctricos distintos. Una vez obtenidos dichos parámetros, se puede ver que la respuesta de la sonda queda como un polinomio en  $\sqrt{\varepsilon_m}$ , es decir, se puede obtener una expresión cerrada para resolver el problema inverso, y no es necesario recurrir a métodos iterativos. Ésta es la gran ventaja de este método, que es relativamente rápido en la obtención de la permitividad del material a partir de las medidas de admitancia, y que además mantiene la precisión en los resultados porque los coeficientes han sido obtenidos teniendo en cuenta los efectos de los modos superiores. Las desventajas de este modelo es que necesita apoyarse en el análisis con el método de los momentos

para poder obtener los coeficientes del modelo, y que sólo considera el caso de tener una capa dieléctrica infinita.

Esta cuestión de ampliar los modelos al caso en el que la capa dieléctrica tenga un grosor finito (y acabe con un plano metálico o con una capa de aire), o al caso en que haya una multicapa de dieléctricos bajo la sonda coaxial ha centrado el esfuerzo de muchos autores. El análisis en estos casos puede realizarse asumiendo que sólo existe el modo TEM en la apertura [Bak99, And94, Fan90] o realizando un análisis multimodo para introducir el efecto de los modos superiores [Bak94, Chi95, Lan93].

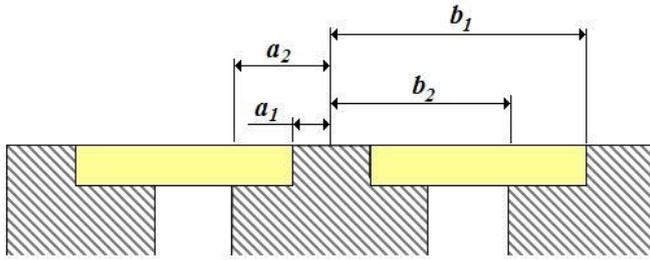
En estos casos, el planteamiento del problema es similar al que realizó Misra para una capa dieléctrica, planteando las ecuaciones para los campos a ambos lados de la discontinuidad de la apertura. Sin embargo, debido a que las expresiones del campo en la zona de la multicapa son más complejas, se suele recurrir a la utilización del potencial vector para simplificar el cálculo de los campos en la zona dieléctrica. Además, en el caso de Fan, por ejemplo, el análisis se realiza en el dominio espectral, sobre las transformadas de Fourier-Bessel de los campos, lo que simplifica las expresiones. El hecho de recurrir al análisis espectral es muy común en los modelos que analizan multicapas de materiales, ya que permiten expresar los campos en el medio dieléctrico de forma particularmente sencilla. Finalmente, las ecuaciones planteadas en la región del coaxial y en la región de la multicapa se igualan en el plano de la apertura, permitiendo obtener la expresión de la admitancia normalizada de la sonda.

En este trabajo, se ha hecho uso de dos modelos de sonda coaxial principalmente. Se trata del modelo multicapa monomodo desarrollado por Bakhtiari en [Bak99] y el modelo multicapa multimodo desarrollado por Baker en [Bak94]. Ambos modelos han servido como base del estudio de sensores coaxiales realizado en la tesis, y por ello se han descrito resumidamente en el Anexo A.

A continuación, en la Tabla 3.1, se enumeran las principales características de los modelos teóricos descritos en este apartado.

**Tabla 3.1. Resumen de los principales modelos teóricos de la apertura coaxial.**

<b>Nombre</b>	<b>Modos considerados</b>	<b>N° de capas dieléctricas</b>	<b>Referencias</b>
Circuito Equivalente	TEM	Monocapa	[Bur80, Mis90, Ber96]
Circuito Equivalente	TEM	Monocapa	[Stu80, Gaj83]
Modelo de Antena	TEM	Monocapa	[Mar51, Mis87]
Modelo de Antena	TEM	Multicapa	[Ala98, And86, Fan90]
Polinomial	TEM	Monocapa	[Bla97]
Línea de tx. Equivalente	TEM	Monocapa	[Gan89]
Análisis Espectral	TEM+TM	Monocapa	[Bak99, And94, Fan90]
Análisis Espectral	TEM+TM	Multicapa	[Bak94, Chi95, Lan93]
Func. Racional	TEM+TM	Monocapa	[Stu94, Ber96]



*Fig. 3.5. Esquema de zona de la apertura de la línea coaxial con un disco dieléctrico de protección. Se realiza un cambio en las dimensiones de los conductores para que el disco dieléctrico no penetre en el interior de la cavidad.*

### **3.3. APERTURA COAXIAL CON UN DISCO DE PROTECCIÓN**

Hay múltiples aplicaciones en las que se desea medir un material líquido o semisólido que puede llegar a penetrar en el interior de la línea coaxial. Si no existe un dieléctrico de relleno entre los dos conductores del coaxial, puede colocarse en la apertura de la línea un disco dieléctrico que evite que los materiales puedan penetrar en el interior de ésta. Conviene que el material dieléctrico utilizado para el disco tenga una permitividad lo más pequeña posible, ya que cuanto más elevada es la permitividad, más se confina el campo eléctrico en el interior del propio disco, y menos cantidad de energía llega a interactuar con el MUT, lo que se traduciría en una pérdida de sensibilidad de la sonda coaxial.

Una forma de colocar dicho disco de protección es la que se muestra en la figura 3.5. En ella se puede ver cómo se modifican los radios de los conductores del coaxial en la zona donde se coloca el

disco, con la finalidad de que éste quede apoyado (o pegado) en la estructura, y no pueda penetrar al interior de la línea.

La estructura mostrada en la figura 3.5 presenta una discontinuidad entre dos tramos de línea coaxial con conductores de diferentes dimensiones y un cambio del material de relleno. Por tanto, la introducción del disco de protección introduce cambios en la respuesta de la apertura coaxial que deben modelarse adecuadamente. En el Anexo A se incluye el modelo de dicha discontinuidad entre dos coaxiales con conductores de diferentes dimensiones.

## Referencias

- [Ala98] E. Alanen, T. Lathinen, “Variational formulation of open-ended coaxial line in contact with layered biological medium” *Trans. On Biomed. Eng.* Vol 45 N° 10 Oct. 1998
- [And86] L. Anderson, G. Gajda, S. Stuchly, “Analysis of an open-ended coaxial line sensor in layered dielectrics” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 35 N° 1 March.1986
- [And94] J.M. Anderson, C.L. Sibbald, “Dielectric Measurements using a rational function model” *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* Vol. 42, No 2, Feb. 1994.
- [Bak94] J. Baker, M.D. Janezic, “Analysis of an open-ended coaxial probe with lit-off for nondestructive testing” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 43 N° 5 Oct.1994
- [Bak99] S. Bakhtiari “Modelling Techniques” *Training Workshop on advanced microwave techniques.* Sept. 1999.
- [Ber96] D. Berube, F. Gannouchi, “A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of loosy dielectric/biological materials at microwave frequencies” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 44, N° 10 Oct. 1996
- [Bla97] D. Blackham, R. Pollard, “An Improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 46 N° 5 Oct. 1997
- [Bou99] A. Boughriet, Z. Whu, “The measurement of dielectric properties of liquids at microwave frequencies using open-ended coaxial probes” *Congress on Industrial Proccess Tomography.* April 1999.
- [Bur80] E. Burdette, F. Clain, “In vivo probe measurement technique for determining dielectric properties at VHF through microwave

- frequencies” *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol 28, No 4, April 1980.
- [Cla93] R.N.Clarke, A.P.Gregory, *RF and Microwave dielectric measurements upon layered materials using reflectometric coaxial sensors*, National Physical Laboratory, 1993.
- [Che04] L.F.Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [Chi95] Ching-Lieh Li, Kun-Mu Chen, “Determination of electromagnetic properties of materials using flanged open-ended coaxial probe - Full wave analysis” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 44 N° 1 Feb. 1995
- [Fan90] S. Fan, K. Staebell, “Static Analysis of an open-ended coaxial line terminated by layered media” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 39 N° 2 April.1990
- [Gaj83] G. Gajda, S. Stuchly, “Numerical Analysis of open-ended coaxial lines” *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol 31, No 5, May 1983.
- [Gan89] F. M. Gannouchi, R. G. Bosisio, “Measurement of microwave permittivity using a six-port reflectometer with an open-ended coaxial line” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 38 N° 2 Dec.1989
- [Gan95] S. Ganchev, N. Qaddoumi, “Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors”, *Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 44, N° 6, Dec. 1995.
- [Gre93] A. Gregory, N. Clarke, T.E. Hodgetts, “RF and microwave dielectric measurements upon layered materials using a reflectometric coaxial sensor”, *National Physical Laboratory Report DES. 125*, U.K. 1993.

- [Hew01] *Basics on measuring the dielectric properties of materials*, Application Note 1217-1. Hewlett Packard.
- [Lan93] P. Langhe, K. Blomme, “Measurement of low-permittivity Materials based on a Spectral-Domain analysis for the open-ended coaxial probe” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 42 N° 5 Oct.1993.
- [Lan94] P. Langhe, L. Martens, “Design rules for an experimental Setup Using an open-ended coaxial probe based on theoretical modelling” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 43 N° 6 Dec.1994
- [Mar51] N. Markuvitz, *Waveguide Handbook*, New York:MIT Radiation Laboratory and McGraw-Hill, 1951.
- [Mis87] D. Misra, M. Chhabra “A quasi static analysis of open-ended coaxial lines” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 35, Oct. 1987
- [Mis90] D. Misra, M. Chhabra, “Noninvasive Electrical Characterization of Materials at Microwave Frequencies using an Open-ended coaxial Line: Test of an improved Calibration Technique” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 38, N° 1 Jan. 1990
- [Mos81] J.R.Mosig, J.C.Besson, “Reflection of an open-ended coaxial line and application to non-destructive measurement of materials”,*IEEE Trans. On. Instrum. And Meas.*, Vol. 31, N° 1, Mar. 1981.
- [Nyf89] E. Nyfors, P. Vainikainen, *Industrial microwave sensors*, Ed. Artech House, 1989.
- [Pan01] G. Panariello, L. Verolino, “Efficient and accurate full-wave analysis of the open-ended coaxial cable”, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. 49, N° 7, Jul. 2001.
- [Sta90] K.F.Staebell, D. Misra, “An experimental technique for in vivo permittivity measurement of materials at microwave frequencies” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 38, N° 3 March. 1990

- [Stu80] M.A.Stuchly, S.S.Stuchly “Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio frequencies- A review” *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 29, No 3, Sept. 1980.
- [Stu82] M.A.Stuchly, T.W. Athey, “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line. Part II”. *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 30, N° 1 Jan. 1982
- [Stu94] S.S. Stuchly, C.L.Sibbald, “A new aperture model for open-ended waveguides”, *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 42, N° 2 Feb. 1994

# Capítulo 4

## Optimización de la sensibilidad de una sonda coaxial.

---

El uso de las microondas en campos tales como las comunicaciones, la medicina, biología, agricultura o la industria, requiere de un conocimiento preciso de las propiedades dieléctricas de los materiales, para poder predecir su comportamiento bajo la influencia de los campos electromagnéticos. También es necesario en muchas aplicaciones un seguimiento de las variaciones que se producen en dichas propiedades dieléctricas cuando el material está sometido a un cierto proceso. El control continuo de las propiedades dieléctricas del material permite verificar en tiempo real las condiciones del proceso. Como ya se ha visto en otros capítulos, una técnica muy extendida para llevar a cabo esta caracterización o seguimiento de las propiedades dieléctricas de materiales es la sonda coaxial abierta en un extremo [And86, And94, Ath82, Bar02, Bla97, Gan95, Gre93, Lan93, Lan94, Li95, Mis90, Pan01, Stu94]. Este método ofrece ciertas ventajas frente a otro tipo de técnicas: las medidas son no-destructivas y requieren un área de material pequeña, permitiendo obtener la caracterización dieléctrica del material en un amplio margen de frecuencias.

Tal y como se ha visto en el capítulo anterior, hay numerosos modelos que proporcionan la admitancia de la sonda coaxial en función de las propiedades dieléctricas del material bajo prueba (MUT) [And94, Bla97, Lan93, Li95, Pan01]. Esta admitancia depende básicamente de la permitividad del MUT, de los radios de los conductores de la sonda coaxial, y de la frecuencia de trabajo.

Cuando se diseña una sonda coaxial, es difícil obtener unas reglas precisas para escoger adecuadamente estos parámetros de diseño [Lan94]. Algunos criterios de selección del tipo de sonda coaxial se muestran en [Ath82], pero estos criterios son válidos si la frecuencia de trabajo es lo suficientemente pequeña como para que se puedan aplicar los modelos circuitales equivalentes. Otros criterios (tales como que las sondas pequeñas son más adecuadas para medir materiales biológicos) se basan en la experiencia práctica más que en un estudio exhaustivo de las ecuaciones involucradas.

En este capítulo de la tesis, se presenta el trabajo realizado en el estudio de la sensibilidad de las sondas coaxiales para el seguimiento de las propiedades dieléctricas de materiales. Como resultado de este estudio, se establecen una serie de reglas de diseño generales que permiten obtener la máxima sensibilidad de las sondas coaxiales diseñadas [Gar04, Gar05].

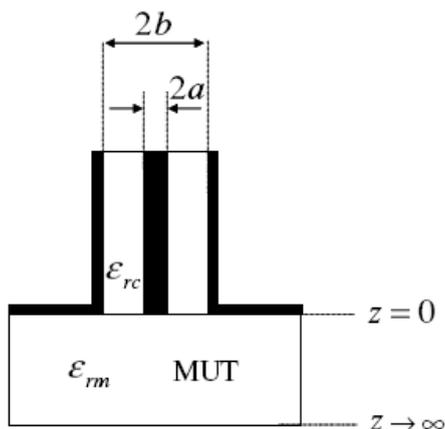


Fig. 4.1. Geometría de la sonda coaxial abierta radiando sobre una capa de material dieléctrico semi-infinita.

#### 4.1. MODELO DE LA SONDA COAXIAL UTILIZADO

En este apartado se describe brevemente el modelo de la sonda coaxial utilizado para el estudio de la sensibilidad. La figura 4.1 muestra una línea coaxial abierta en un extremo. Está formada por dos conductores de radios  $a$  y  $b$ , y entre ellos se sitúa un dieléctrico de permitividad  $\epsilon_{rc}$ , que puede ser aire. En general, se considerará que la apertura está rodeada por un plano metálico infinito (*flange*), y está en contacto con el MUT, de permitividad  $\epsilon_{rm}$ .

El análisis teórico de la admitancia de la apertura de una sonda coaxial abierta que se ha elegido para realizar este estudio es el desarrollado por Ganchev *et al.* [Gan95]. Se trata de un modelo sencillo, que permite obtener la respuesta de la sonda coaxial considerando únicamente el modo fundamental en el análisis. Se trata

por tanto de la versión monocapa del modelo desarrollado por Bakhtiari en [Bak99], y descrito en el punto 1 del Anexo A.

Por tanto, despreciando el efecto de los modos superiores, la admitancia compleja de la apertura de una línea coaxial abierta radiando en un material dieléctrico semi-infinito se puede obtener con la siguiente ecuación, mostrada en [Gan95]:

$$y = \frac{1 - \rho}{1 + \rho} = g + jb = \frac{\epsilon_{rm}}{\sqrt{\epsilon_{rc}} \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \int_0^{\infty} \frac{[J_0(k_0 \zeta b) - J_0(k_0 \zeta a)]^2}{\zeta \sqrt{\epsilon_{rm} - \zeta^2}} d\zeta \quad (4.1)$$

Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión de la línea coaxial,  $g$  y  $b$  son respectivamente la conductancia y la susceptancia normalizadas de la apertura,  $k_0$  es el número de onda del vacío,  $J_0$  es la función de Bessel de orden 0,  $\zeta$  es la constante de normalización, y  $\epsilon_{rm}$  es la permitividad compleja del MUT. Para más detalles, se puede consultar la referencia [Gan95].

## **4.2. DEFINICIÓN DE LA SENSIBILIDAD Y OPTIMIZACIÓN**

En este estudio se va a considerar el uso de la sonda coaxial para realizar un seguimiento de las propiedades dieléctricas de un material, es decir, se va a considerar que la permitividad del material va a cambiar de un valor inicial  $\epsilon_{initial}$  (p.ej. cuando el proceso comienza) a un valor final  $\epsilon_{final}$  (p. ej. cuando el proceso finaliza). Aplicando la ecuación 4.1 con estos valores de las propiedades

dieléctricas, se obtendrían los siguientes valores para la admitancia de la sonda coaxial:

$$y_1 = \frac{1 - \rho_1}{1 + \rho_1} \text{ para } \varepsilon_{rm} = \varepsilon_{initial} \quad (4.2.a)$$

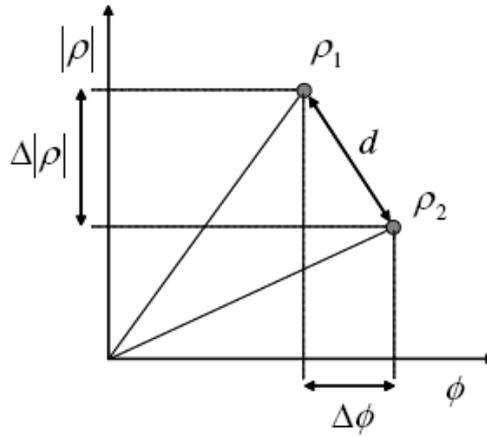
$$y_2 = \frac{1 - \rho_2}{1 + \rho_2} \text{ para } \varepsilon_{rm} = \varepsilon_{final} \quad (4.2.b)$$

Si la sonda coaxial tiene una sensibilidad alta, pequeños cambios en la permitividad producen cambios grandes en la respuesta de la sonda. Eso significa que cuando las propiedades dieléctricas del MUT cambien de  $\varepsilon_{initial}$  a  $\varepsilon_{final}$ , interesa que los valores del coeficiente de reflexión  $\rho_1$  y  $\rho_2$  de la sonda coaxial estén lo más separados posible.

Por tanto, la sensibilidad de la sonda coaxial puede definirse como la distancia entre los coeficientes de reflexión (en módulo y fase por ser números complejos) medidos al principio y al final del proceso considerado. La expresión de la sensibilidad tal y como se acaba de definir quedaría como:

$$d = \sqrt{(|\rho_1| - |\rho_2|)^2 + (\phi_1 - \phi_2)^2} = \sqrt{(\Delta|\rho|)^2 + (\Delta\phi)^2} \quad (4.3)$$

La figura 4.2 muestra el criterio elegido para la definición de la sensibilidad  $d$  entre los dos coeficientes de reflexión medidos ( $\rho_1$  y  $\rho_2$ ).



*Fig. 4.2. La sensibilidad  $d$  ha sido definida como la distancia entre dos medidas de la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión de la sonda coaxial. Dichas medidas corresponderán a dos estados diferentes del MUT.*

Por tanto, cuando se diseña una sonda coaxial que va a realizar una monitorización continua de las variaciones de la permitividad de un material, el objetivo es identificar qué valores de los parámetros de diseño (dimensiones de la sonda coaxial y frecuencia de trabajo) son los que maximizan el valor de la sensibilidad  $d$ , tal y como se ha definido en la ecuación 4.3.

Hay otra serie de parámetros como el tamaño del plano metálico que rodea la apertura coaxial (*flange*), o el grosor de la muestra dieléctrica, cuya influencia en la respuesta del coaxial ha sido investigada por otros autores [Lan94]. Dichos autores proporcionan las dimensiones mínimas del plano metálico y el tamaño mínimo del MUT (grosor y anchura en el plano XY) que proporcionan resultados suficientemente precisos. Se van a escoger estas dimensiones mínimas

como las óptimas en este estudio, y no se van a considerar como variables del diseño, ya que los valores proporcionados en [Lan94] representan un buen compromiso entre coste y precisión de las medidas. Por tanto, no se aplicará la optimización a estos dos parámetros.

La complejidad de la optimización de la sensibilidad reside en la función que se desea maximizar (ecuaciones 4.1-4.3), con interacciones no lineales entre las variables y muchos elementos co-dependientes. Otros problemas son el tamaño del dominio del problema y la definición de ciertas restricciones, que se detallarán más adelante.

Estas consideraciones parecen indicar que los métodos de búsqueda y maximización tradicionales pueden no ser adecuados para encontrar la solución óptima en este caso. Por ello, en este problema concreto, se elige utilizar Algoritmos Genéticos (GA) debido a su robustez, ya que pueden trabajar con grandes dominios de búsqueda, son aplicables sin necesidad de conocer las propiedades de la derivada de la función a optimizar, y porque son capaces de encontrar múltiples soluciones óptimas [Rah99]. Por tanto, se debe implementar la función objetivo que se desea maximizar, que en este caso representa la sensibilidad de la sonda coaxial como se ha mostrado en la ecuación 4.3.

Pero, como ya se ha dicho, se deben definir también una serie de restricciones a la función objetivo. Una condición que se debe añadir a la función de la sensibilidad, es que la frecuencia de trabajo no debe alcanzar la frecuencia de corte del primer modo superior, el

$TE_{10}$ , para poder asegurar que sólo se propaga el modo fundamental (TEM) por la línea coaxial. Otra condición que se impone durante el proceso de optimización está relacionada con la impedancia de la línea coaxial. Tal y como se plantea el estudio, se considera que el radio del conductor interior del coaxial  $a$ , es una variable del proceso de optimización. Entonces, para mantener una impedancia de línea característica de valor  $Z_c$ , el radio del conductor exterior  $b$  se obtiene a partir de la conocida expresión de la impedancia de una línea coaxial:

$$b = a \cdot \exp\left(\frac{Z_c \cdot \sqrt{\epsilon_{rc}}}{60}\right) \quad (4.4)$$

Y a partir de este momento, se considerará que la impedancia de la línea coaxial es  $Z_c = 50\Omega$ .

Aplicando las condiciones anteriores, se realizó un estudio en el que la sensibilidad definida en la ecuación 4.3 se maximizó para una serie de materiales. En concreto, se utilizaron los GA para optimizar varias líneas coaxiales rellenas de PTFE con las dimensiones de los conductores y la frecuencia de trabajo como variables de la optimización. Cada una de las optimizaciones consideraba un material cuya permitividad inicial y final eran  $\epsilon_{initial}$  y  $\epsilon_{final}$ .

A continuación se resumen los principales parámetros utilizados en la ejecución de los GA. Para una mayor información acerca de esta técnica de optimización, se ha incluido un Anexo (Anexo B) que describe brevemente el funcionamiento de los GA.

- o La población tiene 80 individuos.

- La optimización termina tras 100 generaciones (se comprueba que en la última generación, la desviación típica entre individuos es baja, es decir, que la mayor parte de la población ha convergido hacia alguna solución).
- Proceso de Selección: Se aplica una selección geométrica normalizada (la probabilidad de un individuo de ser seleccionado para la próxima generación depende del puesto que ocupa tras ordenar todos los individuos en función de su fitness). La probabilidad de seleccionar el mejor individuo se ha fijado al 60%, para evitar convergencias prematuras a máximos locales.
- Procesos de cruce (*Crossover*): Se aplican diferentes métodos en cada generación:
  - Cruce aritmético (Combinación lineal de los padres) con 5 pares de individuos
  - Cruce heurístico (Extrapolación lineal hacia el padre con mejor fitness) con 5 pares de individuos y 3 intentos en cada crossover (se queda con los mejores individuos)
  - Cruce simple (Intercambio de variables entre padres) con 5 pares de individuos.
- Procesos de Mutación: Se aplican diferentes métodos dependiendo de la generación:

- Mutación al límite (Se iguala la variable al valor del extremo del espacio de búsqueda): sobre 4 individuos en todas las generaciones
- Mutación uniforme (Se iguala la variable a un valor aleatorio del espacio de búsqueda): sobre 4 individuos en todas las generaciones
- Mutación no uniforme (El valor escogido tiene una función de probabilidad con un factor de forma, no es uniforme): sobre 6 individuos en cada generación, el factor de forma igual a 3 (es una gaussiana ancha en las primeras generaciones, pero se estrecha hacia un punto en las últimas generaciones).
- Mutación múltiple (Se aplica la no uniforme a todas las variables del individuo): Sobre 4 individuos en cada generación, con un factor de forma de 3.

Con los parámetros anteriores, la optimización con GA proporcionaba una solución tras unos 30-40 minutos de tiempo de cálculo. Algunos resultados del proceso de optimización obtenidos para diferentes materiales cuyas propiedades dieléctricas están dentro del rango [1-0j, 100-100j] se muestran en la Tabla 4.1, en la que se muestran los valores óptimos obtenidos para los parámetros de diseño, así como el valor de sensibilidad obtenido para cada caso.

Tabla 4.1. Parámetros óptimos de las sondas coaxiales obtenidos para varios materiales cuyas permitividades cambian.

$\epsilon_{initial}$ to $\epsilon_{final}$	$a$ (mm)	$b$ (mm)	$f$ (GHz)	$\Delta \rho $	$\Delta\phi$ (rad)	$d$	$a * f$ (mm*GHz)
1-0j to 2-0j	10.74	35.94	1.5783	0.15	0.57	0.58	16.95
	2.72	9.10	6.2318	0.15	0.57	0.58	16.95
5-j to 10-j	1.39	4.64	6.2972	0.01	0.79	0.79	8.69
	2.68	8.96	3.2468	0.01	0.79	0.79	8.69
10-10j to 20-20j	1.15	3.86	2.9272	0.003	1.05	1.05	3.38
	0.44	1.47	7.6725	0.003	1.05	1.05	3.38
80-80j to 100- 100j	0.14	0.48	3.5509	0.0006	0.32	0.32	0.51
	1.32	4.42	0.3862	0.0006	0.32	0.32	0.51

A partir de la tabla 4.1, se puede ver que existen múltiples configuraciones de la sonda coaxial que proporcionan la máxima sensibilidad  $d$ , dados los valores de permitividad inicial y final de un material.

A pesar de la variedad de dimensiones y frecuencias óptimas obtenidas, se observa en la tabla 4.1 que el producto  $af$  permanece constante en todas las soluciones óptimas para cada material. Este resultado se esperaba ya que la frecuencia y las dimensiones se escalan directamente en las ecuaciones de Maxwell, es decir, las dimensiones en las que dichas ecuaciones son válidas, son siempre relativas a la longitud de onda que se aplique. Más comentarios acerca de este hecho se pueden encontrar en [Gre93] o [And94]. A la vista de estos resultados, se puede decir que el proceso de optimización de la sensibilidad puede reducirse a encontrar el valor óptimo de una única variable  $\alpha = af$ .

A partir de la tabla 4.1 puede deducirse también que la maximización de la sensibilidad es fuertemente dependiente de la diferencia de fases de los coeficientes de reflexión ( $\Delta\phi$ ), mientras que la diferencia entre los módulos de los coeficientes de reflexión no tiene apenas ninguna influencia sobre el valor final de la sensibilidad. Este hecho es más apreciable para aquellos materiales que tienen valores altos de la constante dieléctrica y las pérdidas. También se observó que la diferencia entre los módulos del coeficiente de reflexión sufría pocos cambios durante el proceso de optimización. Este hecho se produce porque en general, la sonda coaxial no está adaptada al MUT. El salto de impedancias en la apertura hace que el módulo del

coeficiente de reflexión esté muy próximo a 1, especialmente cuando el MUT tiene una constante dieléctrica elevada. Por tanto, las variaciones que se obtienen en el módulo del coeficiente de reflexión son pequeñas y la sensibilidad de la sonda coaxial depende casi exclusivamente de las diferencias de fase obtenidas.

Este hecho permite concluir que el incremento del módulo del coeficiente de reflexión no es estrictamente necesario en la maximización de la sensibilidad. Por ello, a partir de este punto se considerará sólo el incremento de fases en la optimización de la sensibilidad. Aplicando este nuevo criterio a la ecuación 4.3, la definición de sensibilidad se reduce a

$$d = |\Delta\phi| = |\phi_1 - \phi_2| \quad (4.5)$$

A modo de comprobación, se realizó un estudio estadístico de la robustez de las soluciones óptimas obtenidas por los GA. Lo que se pretendía era comprobar la variación resultante en los incrementos de módulo y fase de las soluciones óptimas con pequeñas variaciones de las variables de diseño obtenidas con los GA. Para ello, se genera alrededor de las variables óptimas proporcionadas por los GA una distribución normal con una cierta desviación típica, y se obtuvo el nuevo valor de los incrementos de módulo y fase del coeficiente de reflexión. Los errores máximos considerados (por debajo de los cuales se encuentran el 95% de las muestras de las variables) fueron de 0.5 mm para las dimensiones, y de 1KHz para la frecuencia.

Como resultado de este estudio, se obtuvo que el incremento de fase podría sufrir un empeoramiento de hasta  $1.5^\circ$  y este

empeoramiento es mayor cuanto mayor sea la frecuencia de la solución. En cuanto al incremento de módulo, prácticamente en todos los casos se produce una mejora de dicha resolución aunque tan sólo de 0.003 o 0.004. Estas variaciones respecto al valor del óptimo también son más acusadas en aquellas soluciones con una frecuencia de trabajo mayor.

Por lo general, se comprobó que las tolerancias de fabricación (en torno a 0.1 mm) y las derivas en frecuencia de los equipos, no suponen un problema a la hora de implementar en la práctica las soluciones de diseño óptimas proporcionadas por los GA.

#### **4.4. MODELO PARA DETERMINAR EL $\alpha$ ÓPTIMO**

Se ha demostrado que la sensibilidad de la sonda coaxial para medir cambios en las propiedades dieléctricas de un material depende del parámetro  $\alpha$ . Tanto el radio del conductor interior del coaxial como la frecuencia puede elegirse libremente siempre y cuando se mantenga constante el producto de ambos, que es el parámetro  $\alpha$ . Por tanto, el proceso de diseño de la configuración óptima del coaxial, se ha reducido a encontrar el valor óptimo de dicho parámetro. En este apartado, se realiza un análisis matemático de las ecuaciones involucradas en esta búsqueda. Ello permite obtener una expresión para calcular el  $\alpha$  óptimo dados los valores de permitividad del MUT  $\epsilon_{initial}$  y  $\epsilon_{final}$ .

La sensibilidad de la sonda coaxial, que se va a maximizar, corresponde a la ecuación 4.5, con

$$\phi_i = \arg\{\rho_i\} = \arg\left\{\frac{1-y_i}{1+y_i}\right\} \quad \text{para } i = 1, 2 \quad (4.6)$$

Sustituyendo  $\alpha = af$ , las admitancias  $y_i$  se pueden obtener insertando la ecuación 4.4 en 4.1, quedando:

$$y_i = \frac{1-\rho_i}{1+\rho_i} = \frac{60 \varepsilon_{rm}}{Z_c \varepsilon_{rc}} \int_0^\infty \frac{\left( J_0\left(\frac{2\pi}{c_0} \exp\left(\frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{rc}}}{60}\right) \zeta \cdot \alpha\right) - J_0\left(\frac{2\pi}{c_0} \zeta \cdot \alpha\right) \right)^2}{\zeta \sqrt{\varepsilon_{rm} - \zeta^2}} d\zeta \quad (4.7)$$

Donde  $\varepsilon_{rm} = \varepsilon_{initial}$  para  $i=1$ , y  $\varepsilon_{rm} = \varepsilon_{final}$  para  $i=2$ .

La sensibilidad  $d$  puede expresarse en función del parámetro  $\alpha$  insertando las ecuaciones 4.6 y 4.7 en la ecuación 4.5. Derivando la ecuación 4.5 respecto a  $\alpha$ , igualando a cero la derivada, y aplicando algunas operaciones algebraicas, se obtiene que la expresión que debe satisfacer el  $\alpha$  óptimo es la siguiente:

$$\frac{\int_0^\infty \frac{A(\zeta, \alpha)}{K_f} d\zeta \int_0^\infty \frac{|C(\zeta, \alpha)|}{|K_i|} d\zeta + \int_0^\infty \frac{C(\zeta, \alpha)}{K_f} d\zeta \int_0^\infty \frac{A(\zeta, \alpha)}{|K_i|} d\zeta}{\int_0^\infty \frac{A(\zeta, \alpha)}{K_i} d\zeta \int_0^\infty \frac{|C(\zeta, \alpha)|}{|K_f|} d\zeta + \int_0^\infty \frac{C(\zeta, \alpha)}{K_i} d\zeta \int_0^\infty \frac{A(\zeta, \alpha)}{|K_f|} d\zeta} - \frac{\int_0^\infty \frac{C(\zeta, \alpha)}{K_f} d\zeta \int_0^\infty \frac{|C(\zeta, \alpha)|}{|K_i|} d\zeta}{\int_0^\infty \frac{C(\zeta, \alpha)}{K_i} d\zeta \int_0^\infty \frac{|C(\zeta, \alpha)|}{|K_f|} d\zeta} = 0 \quad (4.8)$$

Donde

$$A(\zeta, \alpha) = 2 \cdot [J_0(c_2 \zeta \alpha) - J_0(c_3 \zeta \alpha)] \cdot [c_2 \zeta \cdot J'_0(c_2 \zeta \alpha) - c_3 \zeta \cdot J'_0(c_3 \zeta \alpha)]$$

$$\begin{aligned} C(\zeta, \alpha) &= (J_0(c_2 \zeta \alpha) - J_0(c_3 \zeta \alpha))^2 \\ K_i &= \zeta \sqrt{\varepsilon_{initial} - \zeta^2} \\ K_f &= \zeta \sqrt{\varepsilon_{final} - \zeta^2} \\ c_2 &= \frac{2\pi}{c_0} \exp\left(\frac{50\sqrt{\varepsilon_{rc}}}{60}\right) \\ c_3 &= \frac{2\pi}{c_0} \end{aligned}$$

Y  $c_0$  es la velocidad de la luz en el vacío.

Mediante una rutina de minimización (función *fminsearch* de Matlab<sup>®</sup>) se determinó el óptimo valor de  $\alpha$  a partir de las ecuaciones anteriores. La línea coaxial se consideró rellena de PTFE, y los valores de permitividad inicial y final del MUT se variaron entre [1-0j, 100-100j], como en el apartado anterior. En la figura 4.3 se muestra el resultado del óptimo  $\alpha$  obtenido resolviendo la ecuación (4.8).

En esta representación el valor de las constantes dieléctricas inicial y final del MUT varían entre 1 y 25, mientras que el factor de pérdidas es  $\varepsilon''_{rm} = 10^{-2}$  en todos los casos. Estos valores se escogieron para la representación porque permiten observar en detalle el hecho de que existe un máximo valor de  $\alpha$ , que llamaremos  $\alpha_c$ , que no puede ser superado ya que esto significaría que en el coaxial estaría permitida la propagación del primer modo superior  $TE_{10}$ .

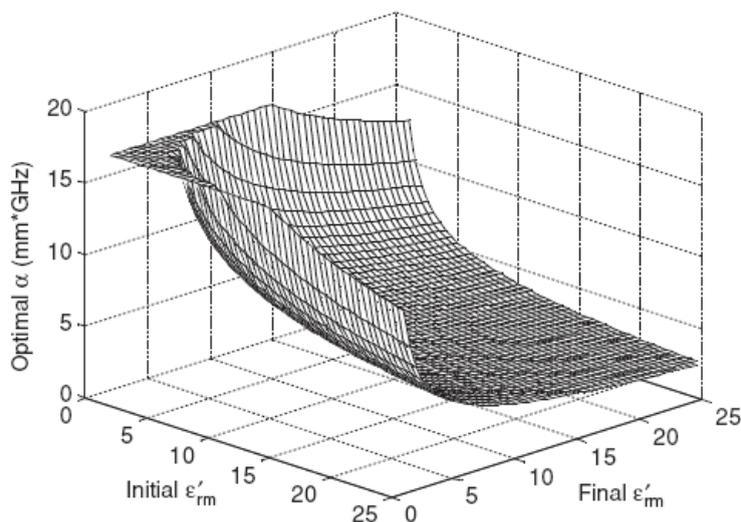


Fig. 4.3. Valor del parámetro  $\alpha$  óptimo (mm GHz) versus permitividad inicial y final del MUT, para un factor de pérdidas constante e igual a  $\varepsilon''_{rm} = 10^{-2}$ .

Este valor  $\alpha_c$  puede calcularse a partir de la relación  $\alpha_c = a f_c$ , donde  $f_c$  es la frecuencia de corte del primer modo superior del coaxial. Efectivamente, si se aplica la ecuación 4.4 a la expresión de la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$ , se tiene:

$$f_c = \frac{c_0 \sqrt{5}}{a(1 + \exp(Z_c \sqrt{\varepsilon_{rc}} / 60)) 2\pi \sqrt{\varepsilon_{rc}}} \quad (4.9)$$

A partir de la ecuación anterior, y teniendo en cuenta que se considera una línea coaxial rellena de PTFE ( $\varepsilon_{rc} = 2.1$ ), se puede obtener el valor de  $\alpha_c$ :

$$\alpha_c = a(mm) * f_c(GHz) = 16.9541 \quad (4.10)$$

Este resultado concuerda con el observado en la figura 4.3.

Puede ser conveniente evitar la propagación de modos de orden superior mediante la definición de un cierto margen de seguridad entre la máxima frecuencia permitida en la optimización, y la frecuencia de corte del primer modo superior. Así, se protege la utilidad de la solución frente a variaciones de la frecuencia de trabajo provocadas por las oscilaciones de la fuente generadora de la señal de microondas. Si se desea implementar este margen de seguridad en el proceso de diseño, el máximo valor que el parámetro  $\alpha$  podría alcanzar sería menor que el obtenido en la ecuación 4.10. Por ejemplo, si no se desea que la frecuencia de trabajo exceda el 80% de la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$ , se obtendría un  $\alpha_c = a(mm) \cdot 0.8f_c(GHz)$ .

En la figura 4.3, también se puede apreciar que el valor del  $\alpha$  óptimo es menor a medida que la constante dieléctrica inicial y final del MUT aumenta de valor. Esto explica el hecho de que, a una determinada frecuencia, la sensibilidad de las sondas coaxiales para caracterizar materiales de alta permitividad es mayor cuanto menor es el tamaño del coaxial. Esta conclusión cualitativa es a la que han llegado otros autores en la bibliografía, como se puede ver en [Ath82, Gre93, Stu94].

Observando la figura 4.3, se puede ver que la forma de la función representada permite realizar una aproximación polinomial de forma que se evite calcular el valor del  $\alpha$  óptimo resolviendo la compleja ecuación 4.8. Por tanto, se realizó una interpolación bidimensional para obtener precisión y rapidez de cálculo. Asumiendo

que se conocen los valores de permitividad del MUT  $\varepsilon_{initial}$  y  $\varepsilon_{final}$ , la expresión del óptimo  $\alpha$  es la siguiente:

$$\alpha \approx \sum_{m=0}^N \left( \sum_{n=0}^m c_{n,m-n} \cdot \left( \frac{1}{\varepsilon_{initial}} \right)^n \cdot \left( \frac{1}{\varepsilon_{final}} \right)^{m-n} \right) \quad (4.11)$$

Donde  $c_{n,m-n}$  representan los coeficientes de los polinomios de grado N.

A modo de ejemplo, se obtuvieron los polinomios que mejor ajustaban los valores del  $\alpha$  óptimo calculado con la ecuación 4.8 para diferentes valores de permitividad inicial y final del MUT. Los coeficientes  $c_{n,m-n}$  de los polinomios de grados  $N = 1, 2$  y  $3$  considerando materiales con valores de la constante dieléctrica en el rango  $[1,100]$ , y con pérdidas bajas ( $\varepsilon_{rm}'' = 10^{-2}$ ), medias ( $\varepsilon_{rm}'' = 1$ ), y altas ( $\varepsilon_{rm}'' = 10$  y  $\varepsilon_{rm}'' = 100$ ), se proporcionan en la Tabla 4.2 (a), (b) y (c), respectivamente.

Tabla 4.2(a). Coeficientes del polinomio de grado  $N = 1$  para la aproximación del parámetro  $\alpha$ .

	$\varepsilon_{rm}'' = 10^{-2}$	$\varepsilon_{rm}'' = 1$	$\varepsilon_{rm}'' = 10$	$\varepsilon_{rm}'' = 100$
$c_{00}$	2.36	1.74	2.78	6.74
$c_{10} = c_{01}$	15.73	19.76	4.24	2.21

Tabla 4.2(b). Coeficientes del polinomio de grado  $N = 2$  para la aproximación del parámetro  $\alpha$ .

	$\varepsilon_{rm}'' = 10^{-2}$	$\varepsilon_{rm}'' = 1$	$\varepsilon_{rm}'' = 10$	$\varepsilon_{rm}'' = 100$
$c_{00}$	1.92	1.80	1.79	1.41
$c_{01} = c_{10}$	11.94	11.03	10.06	7.16
$c_{02} = c_{20}$	-7.14	-5.61	-5.77	-2.87
$c_{11}$	128.00	180.63	-6.86	-14.23

Tabla 4.2(c). Coeficientes del polinomio de grado  $N = 3$  para la aproximación del parámetro  $\alpha$ .

	$\varepsilon_{rm}'' = 10^{-2}$	$\varepsilon_{rm}'' = 1$	$\varepsilon_{rm}'' = 10$	$\varepsilon_{rm}'' = 100$
$c_{00}$	1.24	1.53	1.58	2.21
$c_{01} = c_{10}$	18.35	14.30	12.55	7.94
$c_{02} = c_{20}$	-25.94	-13.56	-10.05	-4.77
$c_{11}$	137.57	171.18	-18.96	-26.32
$c_{03} = c_{30}$	14.56	5.92	2.19	0.81
$c_{12} = c_{21}$	-29.42	-3.65	7.95	13.13

Para poder evaluar la exactitud de las aproximaciones polinomiales realizadas, en la figura 4.4 se muestra el valor del coeficiente de correlación lineal de los polinomios de aproximación de orden  $N$  (desde 1 hasta 8), para diferentes valores del factor de pérdidas del MUT. Dicho coeficiente de correlación lineal ha sido calculado como:

$$r = \frac{\sum_i (x_i - \bar{x}) \sum_i (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_i (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_i (y_i - \bar{y})^2}} \quad (4.12)$$

Donde  $x$  e  $y$  representan los valores del óptimo  $\alpha$  obtenidos con las ecuaciones 4.8 y 4.11 respectivamente, y  $\bar{x}$ ,  $\bar{y}$  son los valores medios de ambos vectores.

Tal y como se puede ver en la figura 4.4, dado un grado  $N$  del polinomio, el comportamiento de la aproximación polinomial es mejor para materiales de bajo factor de pérdidas. Además, como es lógico, a medida que aumenta el grado del polinomio de aproximación, se obtiene un coeficiente de correlación cada vez mejor. Se puede concluir la necesidad de utilizar polinomios de grado mayor para obtener el  $\alpha$  óptimo si el MUT que se va a monitorizar presenta valores de permitividad elevados.

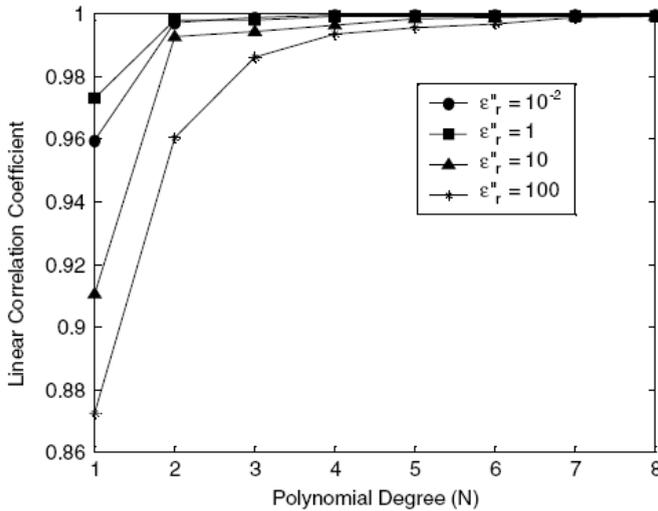


Fig. 4.4. Coeficiente de correlación lineal versus grado del polinomio de aproximación del  $\alpha$  óptimo. Se observa un mejor comportamiento del polinomio para MUTs de bajas pérdidas, y cómo al aumentar el grado del polinomio se obtienen cada vez mejores aproximaciones.

Las incertidumbres en el incremento de magnitud y fase del coeficiente de reflexión obtenidos, debida a la aproximación polinomial realizada para calcular  $\alpha$  fue calculada para materiales de constante dieléctrica entre 1 y 100. Dados los valores inicial y final de la permitividad del MUT, los coeficientes de reflexión inicial y final correspondientes se obtuvieron mediante la ecuación 4.7. Los errores se calcularon comparando las desviaciones del coeficiente de reflexión obtenidas cuando el  $\alpha$  óptimo había sido calculado mediante la ecuación 4.8, y cuando el  $\alpha$  óptimo había sido obtenido con la ecuación 4.11. Los errores resultantes para el incremento en la fase del coeficiente de reflexión están por debajo de  $0.3^\circ$  y  $0.7^\circ$  para

factores de pérdidas del MUT de  $\varepsilon''_{rm} = 10^{-2}$  and  $\varepsilon''_{rm} = 1$  respectivamente, y por debajo de  $5^\circ$  para  $\varepsilon''_{rm} = 10$  and  $\varepsilon''_{rm} = 100$  si  $\varepsilon'_{initial} > 5$  y  $\varepsilon'_{final} > 5$ . Por otra parte, los errores en el incremento de la magnitud del coeficiente de reflexión estaban por debajo de 0.006, 0.02, 0.035 y 0.058 para materiales con  $\varepsilon''_{rm} = 10^{-2}$ ,  $\varepsilon''_{rm} = 1$ ,  $\varepsilon''_{rm} = 10$  y  $\varepsilon''_{rm} = 100$  respectivamente. El hecho de que la incertidumbre obtenida en el incremento de la magnitud del coeficiente de reflexión sea del mismo orden que los valores mostrados para dicho incremento en la Tabla 4.1 no tiene un efecto apreciable en la sensibilidad final obtenida. La razón de ello es que la maximización de la sensibilidad depende fuertemente del incremento de fase del coeficiente de reflexión, mientras que el incremento del módulo no tiene apenas influencia sobre el valor final de la sensibilidad, tal y como se ha visto en apartados anteriores.

Por tanto, se puede concluir que la aproximación polinomial propuesta para obtener el valor óptimo del parámetro  $\alpha$ , permite un cálculo rápido de los parámetros de diseño de la sonda coaxial con una buena precisión. Se debe recordar que, si se calcula el parámetro  $\alpha$  utilizando estos polinomios, hay que asegurarse de que el valor final de  $\alpha$  que se vaya a utilizar no exceda el máximo valor permitido, tal y como se obtuvo en la ecuación 4.10.

## **4.5. RESUMEN DEL PROCEDIMIENTO DE DISEÑO**

A partir de las expresiones del valor óptimo de  $\alpha$  obtenidas en el apartado anterior, se puede definir lo que sería el procedimiento de

diseño de una sonda coaxial. Dados los valores de permitividad del MUT  $\varepsilon_{initial}$  y  $\varepsilon_{final}$ , el valor óptimo de  $\alpha$  se puede calcular mediante la ecuación exacta 4.8, o mediante la aproximación polinomial 4.11, tal y como se ha descrito en el apartado anterior. A partir de dicho valor de  $\alpha$  obtenido, el radio del conductor interior del coaxial o bien la frecuencia de trabajo pueden elegirse libremente. Si el MUT es muy dispersivo (es decir, su permitividad varía fuertemente con la frecuencia) es conveniente estimar los valores  $\varepsilon_{initial}$  y  $\varepsilon_{final}$  a una determinada frecuencia, y por tanto en este punto del diseño se fijaría el valor de frecuencia y se obtendría el valor del radio del conductor interior del coaxial a partir del valor obtenido de  $\alpha$ . Por otra parte, para materiales no dispersivos (por ejemplo ciertos polímeros), la frecuencia puede considerarse como una variable del proceso de diseño, dado un valor del radio del coaxial  $a$ . Finalmente, el radio del conductor exterior del coaxial  $b$  se obtendría imponiendo una impedancia de línea igual a  $50\Omega$  en el coaxial resultante. Con la configuración obtenida, se obtiene la máxima sensibilidad del sensor coaxial para monitorizar el MUT considerado.

El procedimiento de diseño que se acaba de describir fue aplicado a los pares de valores de  $\varepsilon_{initial}$  y  $\varepsilon_{final}$  de la figura 4.3. Con el  $\alpha$  óptimo calculado, se aplicó la ecuación 4.7 para obtener los coeficientes de reflexión inicial y final. Finalmente, la sensibilidad de los coaxiales fue obtenida con la ecuación 4.5. La figura 4.5 muestra los resultados obtenidos para la sensibilidad de los coaxiales.

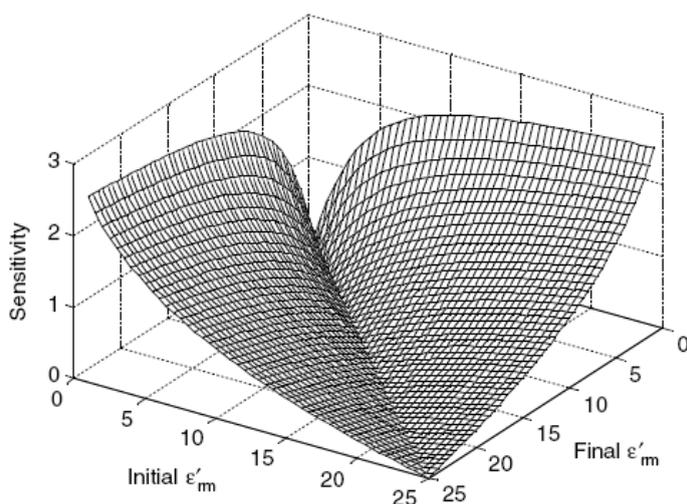


Fig. 4.5. Sensibilidad final obtenida utilizando el valor de  $\alpha$  óptimo de la figura 4.3, para materiales con factor de pérdidas  $\epsilon''_m = 10^{-2}$ .

## 4.6. MEDIDAS Y RESULTADOS

El procedimiento descrito en el apartado anterior fue utilizado para determinar los parámetros de diseño óptimos de una sonda coaxial para monitorizar una serie de materiales. Para cada experimento, se seleccionaron dos materiales diferentes que representaban los valores de permitividad  $\epsilon_{initial}$  y  $\epsilon_{final}$ . En un primer experimento, se realizó el procedimiento de diseño de una sonda coaxial para medir agua y propanol. Ambos líquidos son altamente dispersivos, por lo que se eligió una frecuencia fija de 3 GHz durante el proceso de diseño y se obtuvieron los radios del coaxial óptimos. Los valores estimados de las permitividades  $\epsilon_{initial}$  y  $\epsilon_{final}$  se tomaron de [Gre01], y son los mostrados en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Constante dieléctrica de los líquidos utilizados a 3 GHz. Valores de [Gre01].

Agua	$\epsilon_{initial} = 76.75 - 11.19j$
Propanol	$\epsilon_{final} = 4.14 - 2.67j$

Debido a los elevados valores de constante dieléctrica y factor de pérdidas de los materiales considerados, para calcular el óptimo valor de  $\alpha$  se utilizó un polinomio con  $N=8$  en la ecuación 4.11, obteniendo  $\alpha = 3.75$ , con un coeficiente de correlación lineal por encima de 0.999. A partir de este valor, se calcularon los radios de los conductores de la sonda coaxial, dando  $a=1.25\text{mm}$ , y  $b=4.2\text{mm}$ , considerando que la línea coaxial iba a estar rellena de PTFE.

Para poder realizar las medidas, se construyó una sonda coaxial con las dimensiones obtenidas tras el proceso de diseño, con un plano metálico alrededor de la apertura (flange) de diámetro igual a 70 mm. Las dimensiones de dicho plano metálico se escogieron siguiendo las indicaciones dadas en [Lan94]. Para poder comparar la sonda diseñada con otras sondas coaxiales comerciales de propósito general, se realizaron las mismas medidas con la sonda coaxial abierta HP85070B ( $a = 0.33$  mm,  $b = 1.5$  mm), y con una sonda coaxial fabricada en el taller del grupo, a partir de una línea coaxial de dimensiones  $a = 5$  mm,  $b = 16.25$  mm, rellena de PTFE. Se empleó un analizador de redes vectorial (HP8510C) para realizar las medidas del coeficiente de reflexión de la discontinuidad entre las sondas

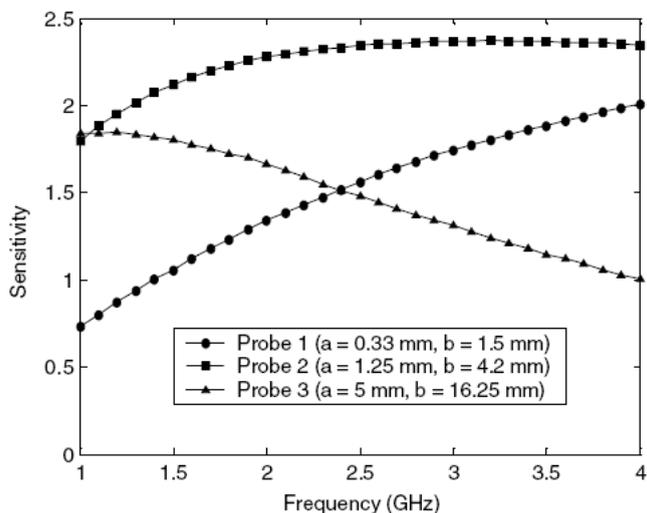


Fig. 4.6. Sensibilidad de diferentes sondas coaxiales midiendo agua y propanol en un rango de frecuencias. Se observa que a la frecuencia escogida para el diseño (3 GHz), la sonda que proporciona mayor sensibilidad es la optimizada por el procedimiento propuesto (sonda 2).

coaxiales y ambos líquidos. Se utilizó el conocido procedimiento de calibración que incluye medidas con las sondas coaxiales de un cortocircuito, aire y agua.

La figura 4.6 muestra la comparación de la sensibilidad  $d$  en función de la frecuencia para cada una de las tres sondas coaxiales, obtenida aplicando la ecuación 4.5 a las medidas del coeficiente de reflexión del agua y el propanol. A partir de la figura, se puede concluir que a la frecuencia elegida (3 GHz), la sonda coaxial optimizada (sonda 2) es la que tiene una mayor sensibilidad.

En un segundo experimento, el proceso de optimización se aplicó análogamente para obtener la configuración óptima de medida

Tabla 4.4 Permitividad estimada utilizada en el proceso de diseño.

	$f = 1\text{GHz}$	$f = 15\text{GHz}$	Utilizada en la optimización
PTFE (De [Pan01])	$\epsilon_r = 2.1$	$\epsilon_r = 2.1$	$\epsilon_{initial} = 2.1$
Madera (De [Kab01])	$\epsilon_r = 2.5 - 0.19j$	$\epsilon_r = 2.3 - 0.22j$	$\epsilon_{final} = 2.4 - 0.205j$

de madera y PTFE. En este caso, los materiales son menos dispersivos, como se puede ver en la Tabla 4.4. Por tanto, en este caso se puede fijar el valor del radio del conductor interior del coaxial  $a$ , y determinando la frecuencia óptima de medida. La sonda coaxial de radios  $a = 1.25$  mm, y  $b = 4.2$  mm fue la utilizada en este caso para realizar las medidas.

El procedimiento de diseño necesita partir de una estimación de los valores de permitividad inicial y final del MUT (permitividades de la madera y del PTFE en este ejemplo). Sin embargo, en este caso la frecuencia de la medida no se conoce *a priori*, ya que es precisamente la variable de diseño. Por esta razón, el valor medio de la permitividad en el rango de frecuencias considerado para el diseño [1 GHz, 15GHz] se utiliza como una estimación para el proceso de diseño. Nótese que esta estimación es válida siempre y cuando los materiales sean poco dispersivos, que es la hipótesis de partida en este caso. Por tanto, los valores promedio de las permitividades a 1 y 15 GHz a partir de la Tabla 4.4 se utilizaron como estimaciones de

$\varepsilon_{initial}$  y  $\varepsilon_{final}$ . Se empleó una aproximación polinomial del parámetro  $\alpha$  con  $N = 3$  y un coeficiente de correlación lineal superior a 0.999. En este caso, el valor del  $\alpha$  óptimo obtenido era superior al  $\alpha_c$  de la ecuación 4.10. Esto significa que la frecuencia proporcionada por el polinomio era superior a la frecuencia de corte del modo  $TE_{10}$ . Por tanto, y de acuerdo con lo mostrado en la ecuación 4.10, el valor del  $\alpha$  óptimo se fijó a  $\alpha = 16.95$ . Fijando entonces el valor del radio  $a$  al de la sonda coaxial elegida ( $a = 1.25$  mm), se obtuvo que la frecuencia óptima de medida es  $f = 13.56$  GHz.

Se realizaron medidas del coeficiente de reflexión de la sonda coaxial aplicada sobre PTFE y madera en el rango de frecuencias de 1 a 15 GHz.

La figura 4.7 muestra los incrementos de módulo y fase del coeficiente de reflexión de ambos materiales. Los resultados representados muestran que el mayor incremento se produce en la frecuencia óptima determinada por el proceso de diseño, lo que confirma la validez del procedimiento propuesto.

También se representa en la misma figura la sensibilidad calculada esta vez con la ecuación 4.3. De esta forma se pretende demostrar que se habría obtenido la misma frecuencia óptima de medida si se hubiese tenido en cuenta el incremento del módulo del coeficiente de reflexión en la definición de la sensibilidad. Este hecho justifica la simplificación de la ecuación 4.3 en la ecuación 4.5.

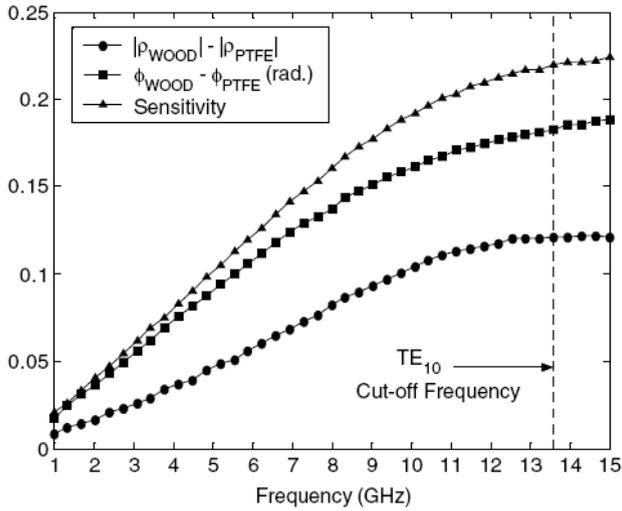


Fig. 4.7. Sensibilidad, incremento del módulo e incremento de la fase del coeficiente de reflexión medidos ( $\rho$ ) del PTFE y la madera en función de la frecuencia. Se puede ver cómo el máximo de sensibilidad de la sonda se obtiene a la frecuencia determinada por el proceso de optimización ( $f=13.56\text{GHz}$ ). También se observa que la sensibilidad depende en mayor medida del incremento de la fase, por lo que se justifica que no se considere el incremento de módulo en el proceso de diseño.

## 4.7. CONCLUSIONES

En este capítulo, se resume el estudio realizado sobre la sensibilidad de las sondas coaxiales abiertas cuando se utilizan para monitorizar cambios en las propiedades dieléctricas de materiales. Los resultados obtenidos han permitido definir un procedimiento de diseño sistemático de este tipo de sondas coaxiales, que ha sido publicado en [Gar04, Gar05]. Asimismo, el método puede utilizarse

para diseñar sondas coaxiales destinadas a la caracterización de materiales dieléctricos. Sin embargo, en ese caso, se aconseja que se realice una representación de la sensibilidad en función de la frecuencia (como la mostrada en la figura 4.6), para asegurarse de que la sonda proporciona una buena discriminación a las frecuencias de interés.

Este estudio ha sido realizado considerando que el MUT es una capa semi-infinita, pero el procedimiento podría obtenerse análogamente en el caso de tener una multicapa dieléctrica, utilizando para ello el modelo multicapa de la admitancia de coaxial.

Los resultados experimentales demuestran la validez del método propuesto. La maximización de la sensibilidad obtenida al monitorizar cambios en las propiedades dieléctricas de materiales es muy interesante en aplicaciones reales de control de procesos.

## Referencias

- [And86] L. Anderson, G. Gajda, S. Stuchly, “Analysis of an open-ended coaxial line sensor in layered dielectrics” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 35 N° 1 March.1986
- [And94] J.M. Anderson, C.L. Sibbald, “Dielectric Measurements using a rational function model” *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* Vol. 42, No 2, Feb. 1994.
- [Ath82] Athey T.W., Stuchly M.A. and Stuchly S., “Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: part I”, *IEEE Trans. On Microw. Theory Tech.*, Vol. 30, No. 82-6, 1982.
- [Bak99] S.Bakhtiari “Modelling Techniques”, *Training Workshop on advanced microwave techniques.* Sept. 1999.
- [Bar02] Bartley P., Nelson S. and McClendon R, “Dimensional analysis of a permittivity measurement probe”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 51 No 5, 2002.
- [Bla97] D. Blackham, R. Pollard, “An Improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 46 N° 5 Oct. 1997
- [Gan95] S. Ganchev, N. Qaddoumi, “Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors”, *Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 44, N° 6, Dec. 1995.
- [Gar04] B. Garcia-Baños, F. Peñaranda-Foix, D. Polo, M. Contelles, “Optimización de sondas coaxiales para la caracterización de materiales dieléctricos”, *XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Barcelona 2004.

- [Gar05] B. García-Baños, J.M. Catalá-Civera, A.J.Canós and F.L.Peñaranda-Foix, “Design rules for the optimization of the sensitivity of open-ended coaxial microwave sensors for monitoring changes in dielectric materials”, *Meas. Sci. Tech.*, Vol. 16, 2005.
- [Gre93] A. Gregory, N. Clarke, T.E. Hodgetts, “RF and microwave dielectric measurements upon layered materials using a reflectometric coaxial sensor”, *National Physical Laboratory Report DES. 125*, U.K. 1993.
- [Gre01] A. Gregory, N. Clarke, “Tables of the complex permittivity of dielectric reference liquids at frequencies up to 5 GHz”, *National Physical Laboratory Report*, CETM 33, UK. 2001.
- [Kab01] M.F. Kabir, W. Daud, K Khalid and H. Sidela, “Temperature dependence of dielectric properties of rubber wood”, *Wood Fiber Sci.*, Vol. 33, 2001.
- [Lan93] P. Langhe, K, Blomme, “Measurement of low-permittivity Materials based on a Spectral-Domain analysis for the open-ended coaxial probe” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 42 N° 5 Oct.1993.
- [Lan94] P. Langhe, L. Martens, “Design rules for an experimental Setup Using an open-ended coaxial probe based on theoretical modelling” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 43 N° 6 Dec.1994.
- [Li95] Li C.L. and Chen K.C., “Determination of electromagnetic properties of materials using flanged open-ended coaxial probe- full wave analysis”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 44, No. 19, 1995.
- [Mis90] D. Misra, M. Chabbra, “Noninvasive Electrical Characterization of Materials at Microwave Frequencies using an Open-ended coaxial Line: Test of an improved Calibration Technique” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 38, N° 1 Jan. 1990

- [Pan01] G. Panariello, L. Verolino, “Efficient and accurate full-wave analysis of the open-ended coaxial cable”, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. 49, N° 7, Jul. 2001.
- [Rah99] Rahmat-Samii Y. and Michielssen E., *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, New York: Wiley, 1999.
- [Stu94] Stuchly S., Sibbald C. and Anderson J.M., “A new aperture admittance model for open-ended waveguides”, *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, Vol. 42, No. 8.

# Capítulo 5

## Análisis de un resonador coaxial.

---

Una vez se han descrito los modelos teóricos que proporcionan la admitancia de la apertura de una línea coaxial en contacto con un material dieléctrico, y el procedimiento de diseño de las dimensiones óptimas de los conductores del coaxial que proporcionan la máxima sensibilidad en la respuesta, se procede en este capítulo a describir el diseño de un resonador coaxial abierto para caracterización o monitorización de materiales dieléctricos. Este tipo de resonadores está formado por un tramo de línea coaxial abierta en un extremo, como las analizadas en los capítulos anteriores, y en el otro extremo se coloca un cortocircuito o un circuito abierto, de forma que se establece una onda estacionaria en su interior, y convirtiéndose así en una estructura resonante, cuya frecuencia de resonancia y factor de calidad dependerán de las características del material colocado en el extremo abierto.

### **5.1. EL RESONADOR COAXIAL**

Los resonadores coaxiales son celdas resonantes realizadas a partir de un tramo de línea coaxial. Hay varias configuraciones típicas de este tipo de celdas, tal y como se muestra en la figura 5.1.

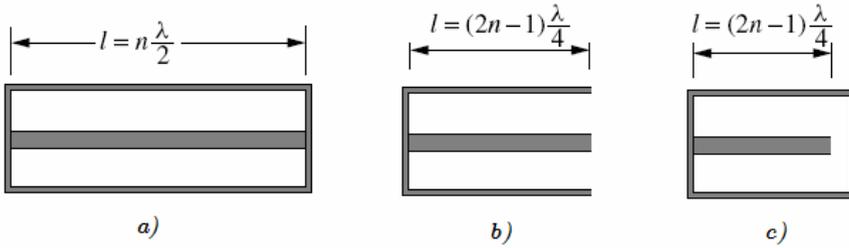


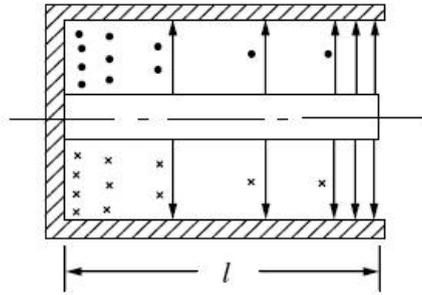
Fig. 5.1. Tres estructuras típicas de resonadores coaxiales. A) Resonador coaxial de media longitud de onda, b) resonador coaxial abierto de cuarto de longitud de onda, c) resonador coaxial con carga capacitiva.

Tal y como se muestra en la figura 5.1, las celdas coaxiales resonantes constan de un tramo de línea coaxial terminado en sus dos extremos mediante cortocircuitos o circuitos abiertos de forma que se establezca en su interior una onda estacionaria a una cierta frecuencia. Generalmente, las líneas coaxiales utilizadas deben trabajar en régimen monomodo, es decir, sólo el modo TEM debe propagarse por la línea. Para evitar posibles resonancias en la dirección radial, se debe cumplir que [Che04]

$$\pi(a + b) < \lambda_{\min} \quad (5.1)$$

Donde  $a$  y  $b$  son los radios de los conductores interior y exterior del coaxial respectivamente, y  $\lambda_{\min}$  es la longitud de onda mínima que corresponde a la frecuencia de trabajo máxima.

Como se observa en la figura 5.1.c) en un resonador coaxial de cuarto de longitud de onda, hay un extremo que tiene un cortocircuito, mientras que el otro extremo se encuentra abierto. Este extremo también provoca una reflexión casi total de la señal, por lo



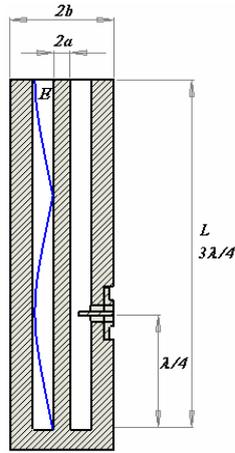
*Fig.5.2. Distribución de los campos en el resonador coaxial de cuarto de longitud de onda ( $n=0$ ). Las flechas muestran la dirección del campo eléctrico. Los puntos indican la dirección del campo magnético saliente del papel, mientras que las cruces muestran el campo magnético entrante al papel. Imagen de [Che04].*

que también se crea en su interior una onda estacionaria. Sin embargo, al estar abierto, permite utilizar la apertura coaxial en contacto con un material, cuyas propiedades dieléctricas influirán en la configuración de dicha onda estacionaria, y por tanto, en las características de la resonancia. Como ya se tiene modelada la respuesta de la apertura coaxial en contacto con un material dieléctrico, se procede a extender el análisis de las celdas de medida coaxiales al caso de tener un resonador de este tipo.

De acuerdo con las condiciones de contorno descritas, se tiene:

$$\beta L = (2n + 1) \frac{\pi}{2} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.2)$$

Donde  $L$  es la longitud del resonador. Por tanto, la relación entre la longitud de onda a la frecuencia de resonancia y la longitud del resonador es:



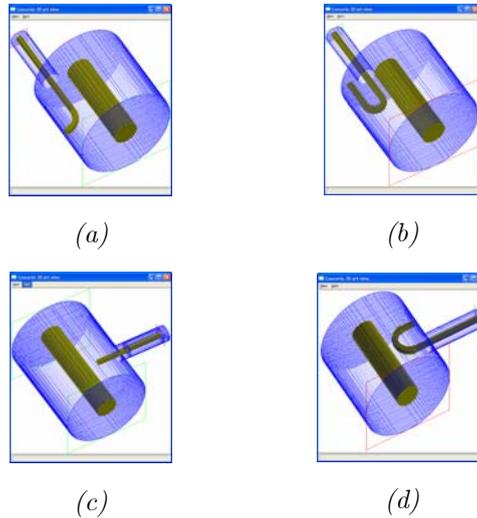
*Fig. 5.3. Configuración de la cavidad coaxial que se pretende diseñar. En ella se aprecia la distribución del campo eléctrico ( $E$ ) en el interior, así como la colocación teórica de la sonda de excitación.*

$$L = (2n + 1)\frac{\lambda}{4} \quad n = 0,1,2,\dots \quad (5.3)$$

La ecuación 5.3 indica que la longitud del resonador debe ser un número impar de cuartos de longitud de onda. De esta forma, la distribución de los campos eléctrico y magnético en la estructura es la que se muestra en la figura 5.2, con un máximo de campo eléctrico en la zona próxima a la apertura.

## **5.2. DESCRIPCIÓN DE LA CELDA**

La celda coaxial resonante que se pretende diseñar es la mostrada en la figura 5.3. En ella se aprecian las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ , así como el dieléctrico de relleno de la línea, que



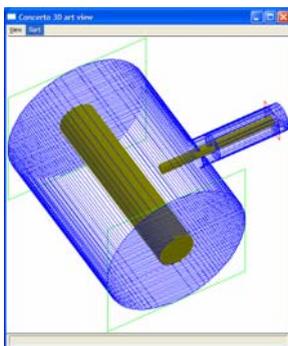
*Fig. 5.4. Diferentes redes de excitación de la cavidad. (a),(b),(d) son espiras que excitan el campo magnético del modo TEM, y (c) es una sonda coaxial que acopla la energía al campo eléctrico.*

será aire ( $\epsilon_{rc}=\epsilon_0$ ). La longitud de la cavidad es  $L$ , y tal y como se puede apreciar en la figura 5.3, se elige una frecuencia de resonancia tal que la longitud de la línea a esa frecuencia sea  $3\lambda/4$ . Esto se ha elegido así para que a una frecuencia de resonancia en torno a los 2 GHz, el tamaño de la cavidad sea manejable (una estructura en  $\lambda/4$  resultaría pequeña y presentaría dificultades para poder incluir la red de excitación).

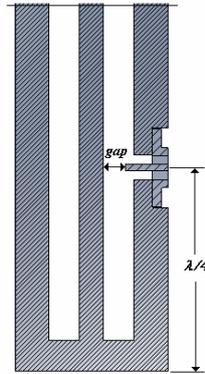
En la figura 5.4, se muestran diferentes formas de excitar la cavidad. En (a), (b) y (d) se pueden apreciar tres configuraciones diferentes en las que el conductor central de la línea de excitación se cierra para formar una espira. De esta forma, se obtiene el equivalente a un dipolo magnético, y se excita en la cavidad el modo

TEM resonante. En (c), sin embargo, la red de excitación está formada por una sonda eléctrica. Se implementa mediante una línea coaxial cuyo conductor central se prolonga penetrando en el interior de la cavidad, mientras que el conductor exterior hace contacto con la pared de la cavidad, para mantener el contacto entre las masas. Una vez analizadas las distintas opciones, se decidió implementar la red de excitación 2(c), por su simplicidad de fabricación.

En la Figura 5.5 se muestra la configuración elegida. Consta de una línea coaxial cuyo conductor interior penetra en la cavidad acercándose al conductor interior de la cavidad, de forma que cuanto más cerca está de éste, mayor es la energía acoplada en la cavidad. La distancia de separación entre la sonda eléctrica y el conductor central de la cavidad (ver Fig. 5.6) se denominará *gap* a partir de ahora.

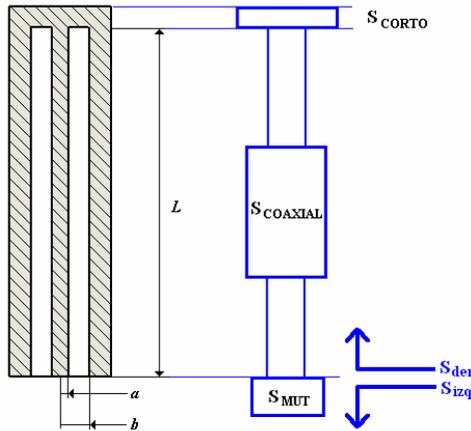


*Fig. 5.5. Configuración de la sonda de excitación de la cavidad coaxial. Se trata de una línea coaxial cuyo conductor interior penetra en la cavidad resonante, mientras que el conductor exterior queda en contacto con la pared de la cavidad, para que ambas estructuras compartan la misma masa.*



*Fig. 5.6. Posición teórica de la sonda de excitación en la cavidad en vacío. Para excitar el modo resonante se coloca la sonda en un punto de máximo campo eléctrico. La cantidad de energía acoplada a la cavidad depende de la distancia denominada gap.*

Una vez elegida la sonda de excitación, la posición que debería tener la sonda para excitar el campo eléctrico, sería a  $\lambda/4$  ( $L/3$ ) del cortocircuito, ya que esa es la posición del máximo de campo  $E$  (Ver Fig. 5.3). Sin embargo, en la práctica, al colocar un MUT (cuya permitividad es mayor que la del vacío) en el extremo de la cavidad, el campo eléctrico tiende a confinarse en el MUT, lo que provoca una deformación de la distribución del campo que hace que el máximo de campo se desplace hacia la muestra. Por esa razón, no se coloca la sonda eléctrica en la posición teórica, sino desplazada hacia la muestra. En concreto, se sitúa la sonda en el centro de la cavidad (a  $L/2$  del cortocircuito).



*Fig. 5.7. Modelo teórico de la cavidad en el que se ha dividido la estructura en tres tramos caracterizados por su matriz  $S$ . Definición de parámetros  $S$  a derecha e izquierda para la implementación de la condición de resonancia.*

### **5.3. MODELO TEÓRICO DEL RESONADOR**

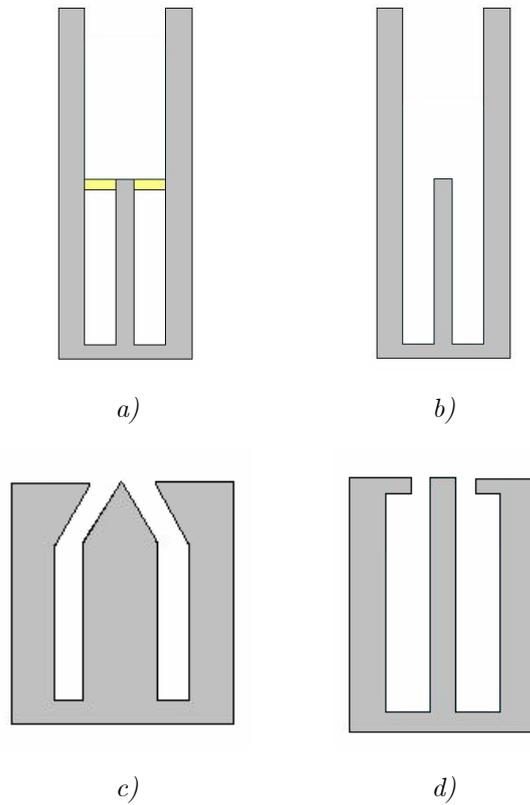
El modelo teórico de la cavidad describe las frecuencias de resonancia descargadas, es decir, sin tener en cuenta el efecto de la red de excitación. Para llevar a cabo dicho modelo, se sigue el esquema de la figura 5.7 En ella se puede observar que la cavidad se ha dividido en varios tramos. Cada tramo está caracterizado con su matriz de parámetros  $S$ , y la conexión en cascada de las diferentes matrices  $S$  permite obtener la respuesta de la estructura.

Como se puede ver en la figura 5.7, se modela un primer tramo de línea coaxial de longitud  $L$ , en primer lugar se obtiene su admitancia y posteriormente se obtiene su matriz de parámetros  $S$

multimodal. Un segundo paso es obtener la matriz  $S$  de un cortocircuito. Una vez obtenidas las dos matrices  $S$  anteriores, se procede a realizar la conexión de ambas matrices y se obtiene lo que llamaremos matriz  $S_{der}$  o la admitancia  $y_{der}$ , por representar la red existente a la derecha de la interfaz entre cavidad y MUT.

Por otra parte, se obtiene la caracterización de la apertura de un coaxial a un material dieléctrico de una o varias capas (el MUT). Para ello, se utiliza el modelo teórico desarrollado por Baker-Jarvis en [Bak94], y descrito en el Anexo A de la tesis, que proporciona la matriz  $S$  multimodal de dicha discontinuidad. Así, disponemos de la matriz que llamaremos  $S_{izq}$ , y la admitancia  $y_{izq}$ , que representa la red a la izquierda de la interfaz entre cavidad y MUT.

Gracias a la potencia de este método de análisis en el que cada tramo se modela como una red obteniendo su matriz de parámetros  $S$  multimodal, y en el que posteriormente se conectan circuitalmente en cascada los distintos tramos para obtener la respuesta total de la estructura, es posible modelar numerosas configuraciones de medida. Como ejemplo, se muestran en la figura 5.8 diferentes configuraciones que pueden ser de interés como celdas de medida para otras aplicaciones. Así, se puede obtener la frecuencia de resonancia de la cavidad en el caso en que esté terminada en una guía cilíndrica al corte rellena de un material (por ejemplo, para medir líquidos) y con un radio diferente al de la cavidad, o se puede simular el caso en el que los radios del coaxial se modifiquen en la zona de la apertura (por ejemplo para confinar el campo en una pequeña zona alrededor de la apertura). Para ello, se deben implementar los modelos teóricos



*Fig. 5.8. Otras configuraciones de celdas de medida alternativas que podrían ser analizadas mediante la conexión circuital de las matrices de dispersión multimodales que caracterizan los diferentes tramos. a) y b) celda coaxial terminada en una guía cilíndrica al corte. C) y d) celdas coaxiales con variación de las dimensiones de los conductores en la zona de la apertura.*

adecuados para obtener la matriz de dispersión característica en cada caso. De cualquier forma, lo que se obtendría es una matriz  $S_{izq}$  distinta, quedando el resto del modelo teórico igual.

Una vez se tienen las matrices multimodales  $S_{der}$  y  $S_{izq}$  (o las admitancias equivalentes), se puede calcular la frecuencia de resonancia teórica de la cavidad realizando un proceso de minimización que busque la frecuencia a la que se cumpla una de las siguientes condiciones:

$$S_{der} \cdot S_{izq} = 1 \quad (5.4.a)$$

$$imag\{y_{der} + y_{izq}\} = 0 \quad (5.4.b)$$

$$abs(y_{der} + y_{izq}) = 0 \quad (5.4.c)$$

La frecuencia de resonancia es una magnitud compleja, que permite obtener el valor del factor de calidad como sigue:

$$f_U = f_0 \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) \quad (5.5)$$

Donde  $f_U$  representa la frecuencia de resonancia compleja de la cavidad descargada, es decir, sin tener en cuenta la red de excitación.

En las figuras 5.9 – 5.12, se muestran las dependencias de los valores de la frecuencia de resonancia descargada  $f_U$ , el factor de calidad  $Q$ , y los valores de constante dieléctrica ( $\epsilon_r'$ ) y factor de pérdidas ( $\epsilon_r''$ ) del material, para una cavidad con las siguientes dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

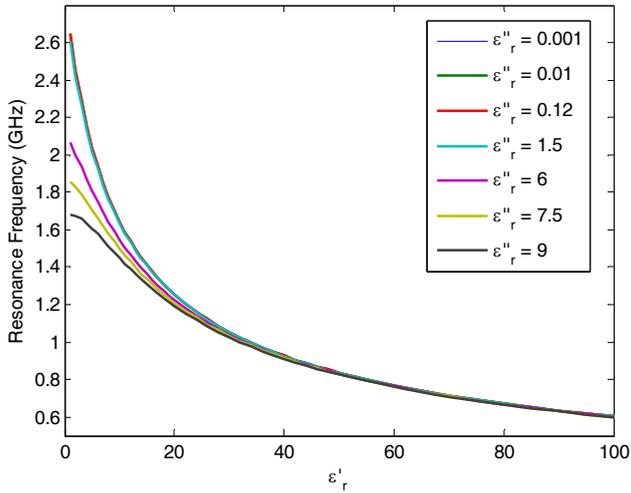


Fig. 5.9. Variación de la frecuencia de resonancia de una cavidad coaxial en función de la constante dieléctrica del MUT, para diferentes valores del factor de pérdidas. Datos:  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

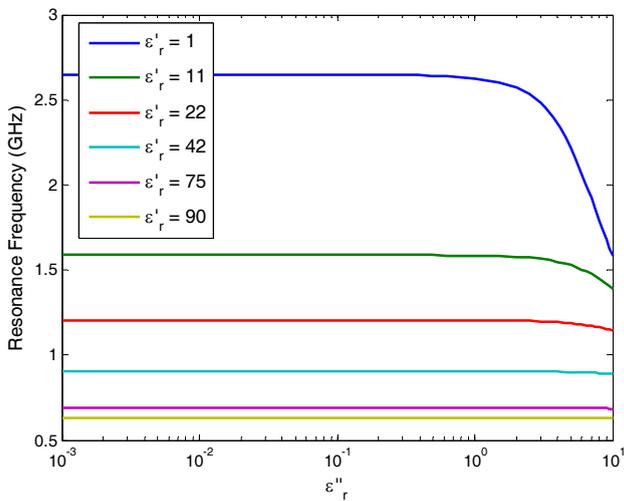


Fig. 5.10. Variación de la frecuencia de resonancia de una cavidad coaxial en función del factor de pérdidas del MUT, para diferentes valores de la constante dieléctrica. Datos:  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

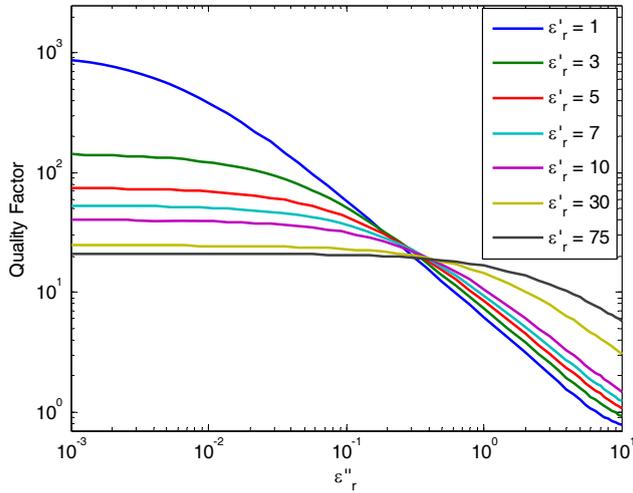


Fig. 5.11. Variación del Factor de calidad  $Q$  de una cavidad coaxial en función del factor de pérdidas del MUT, para diferentes valores de la constante dieléctrica. Datos:  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

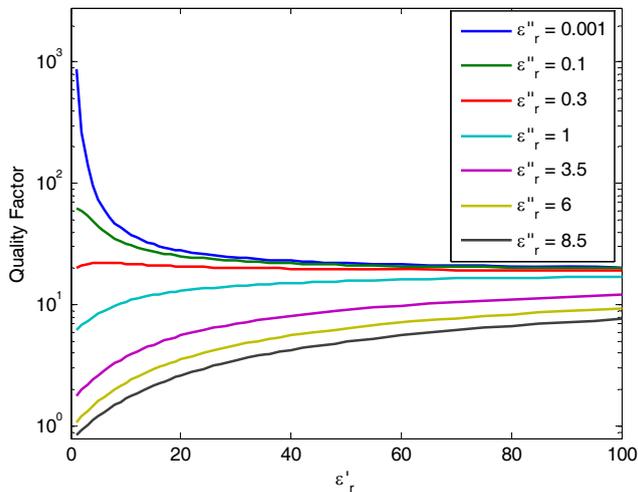


Fig. 5.12. Variación del factor de calidad de una cavidad coaxial en función de la constante dieléctrica del MUT, para diferentes valores del factor de pérdidas. Datos:  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

El análisis anterior permite obtener, a partir de las propiedades dieléctricas del material que se coloca en contacto con el resonador coaxial, los valores de frecuencia de resonancia descargada y el factor de calidad. Aplicando un método iterativo, permiten también resolver el problema inverso, es decir, a partir de los valores de la frecuencia descargada y el factor de calidad, se puede obtener la permitividad compleja del material que está en contacto con la apertura del coaxial. Por las características del modelo aplicado, éste material puede estar formado por varias capas dieléctricas de diferentes grosores, o por un único material de grosor infinito.

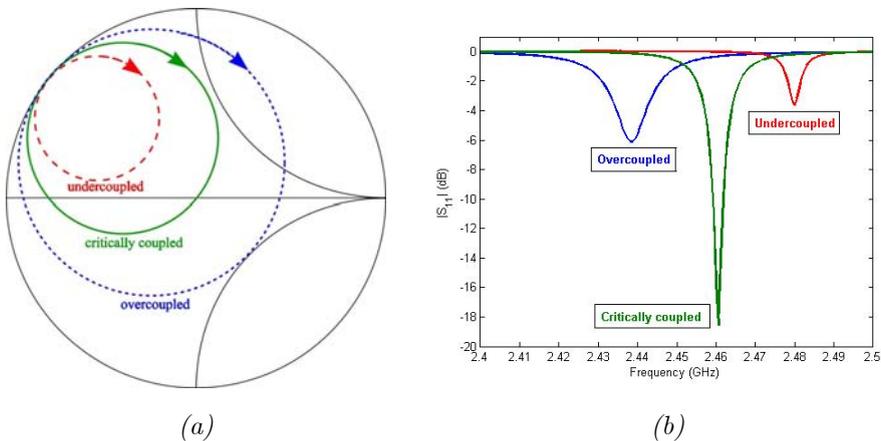
#### **5.4. MODELO REAL DEL RESONADOR**

El modelo teórico de la cavidad tal y como se ha descrito, describe la frecuencia de resonancia de la cavidad descargada, es decir, sin tener en cuenta la red de excitación. Sin embargo, en la cavidad real, debe existir una red que acople la energía al interior de la cavidad. La existencia de esta red de excitación introduce una serie de perturbaciones en los parámetros de la cavidad, por lo que su efecto debe ser tenido en cuenta a la hora de obtener la frecuencia de resonancia. [Can03, Can06, Col92, Kaj94, Kor95]

Tradicionalmente, lo que se hace es utilizar una configuración de la red de excitación tal que el acoplo se energía sea muy débil (condición de subacoplo, ver la figura 5.13), de forma que se puede considerar despreciable la perturbación introducida por la red de acoplo [Xu87, Can03, Can06, Coa03]. Bajo esas condiciones, se puede

realizar la caracterización de la cavidad utilizando el modelo teórico descrito en el apartado 5.3. Sin embargo, este método tiene el inconveniente de que al acoplar la energía muy débilmente a la cavidad, no permite medir MUTs que tengan pérdidas medias o altas, que absorben totalmente la energía y hacen que la resonancia desaparezca [Xu87].

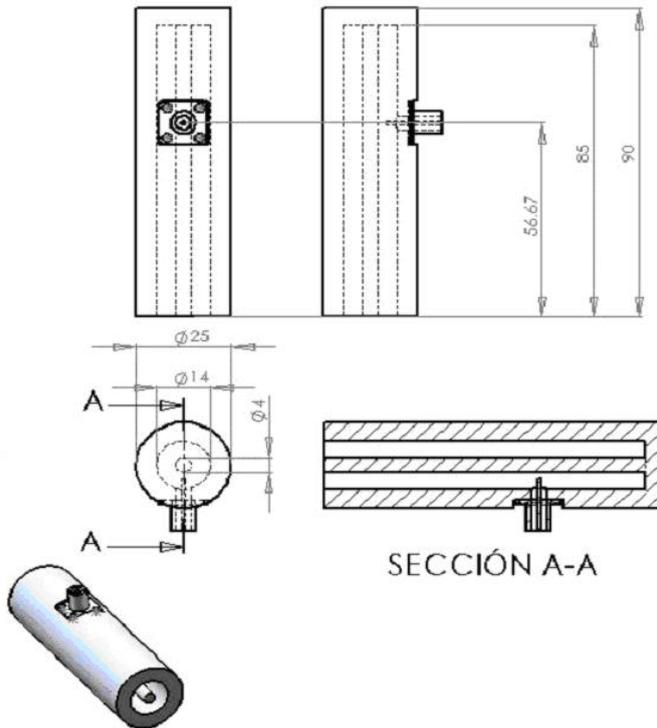
En esta tesis, se pretende ampliar el uso de la cavidad coaxial para la caracterización de materiales tanto de bajas pérdidas como de pérdidas medias o altas. Para ello, es necesario que el acoplo de la energía en la cavidad sea suficientemente alto (debe existir sobreacoplo, ver figura 5.13), por lo que la red de excitación



*Fig. 5.13 Resonancias para un cierto MUT con diferentes acoplos de energía de la cavidad. Se puede comprobar como, a medida que aumenta el nivel de acoplo, el círculo que describe el coeficiente de reflexión en la Carta de Smith es mayor (a), y la frecuencia de resonancia es menor (la resonancia en el módulo del coeficiente de reflexión se desplaza hacia la izquierda) (b).*

introducirá una perturbación que no se podrá considerar despreciable. Por ello, se ha desarrollado un modelo real de la cavidad, que permite obtener la frecuencia de resonancia y el factor de calidad teniendo en cuenta el efecto que introduce la red de acoplo.

Por tanto, el modelo de la cavidad real incluye, como ya se ha dicho, la red de excitación como parte de la celda. Los parámetros que definen la geometría del modelo se muestran en las figuras 5.14 y 5.15.



*Fig. 5.14. Modelo real de la cavidad con las dimensiones del coaxial y sonda eléctrica de acoplo (conector SMA).*

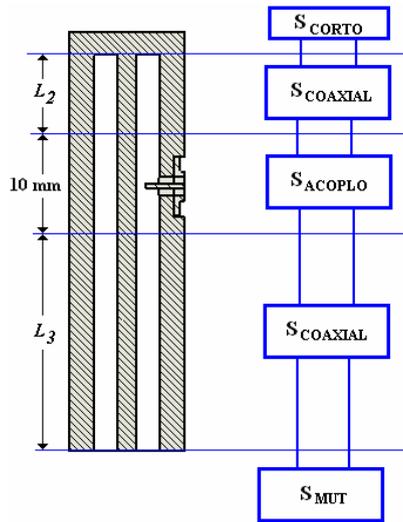


Fig. 5.15. Modelo real de la cavidad. División en tramos de la estructura y conexión de las matrices  $S$  en cascada.

En cuanto a la simulación de la respuesta del conjunto, la técnica empleada es la misma que en el modelo teórico, ya que la estructura se divide en tramos caracterizados por su admitancia o por su matriz de parámetros  $S$  multimodal, y después se conectan las matrices en cascada para obtener la respuesta de la celda completa. Posteriormente, se aplica la condición de resonancia para poder hallar la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. La división en tramos realizada es la que se muestra en la figura 5.15.

En primer lugar se obtiene, como en el modelo teórico, la matriz de parámetros  $S$  de un cortocircuito. Posteriormente se calcula la matriz  $S$  de un tramo de línea coaxial de longitud  $L_2$ . El tramo de coaxial que contiene la red de acoplo se obtiene a partir de una serie de matrices simuladas con el simulador FDTD *Concerto* [Con01] (ver

figura 5.5), que han sido previamente calculadas para un tramo de línea coaxial fijo de 10 mm, y para diferentes posiciones (*gaps*) de la sonda de excitación. Por último, se obtiene la matriz que caracteriza el tramo coaxial de longitud  $L_3$ , y finalmente se obtiene la matriz multimodal de la apertura en contacto con el MUT, utilizando como en el modelo teórico, el método de Baker-Jarvis [Bak94] descrito en el Anexo A.

Una vez obtenidas las matrices  $S$  multimodales de cada uno de los tramos, se procede a realizar la conexión en cascada de todas ellas, de forma que se obtienen los parámetros  $S$  de la celda completa.

Con el parámetro  $S_{11}$  de la cavidad descrita, podemos calcular la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. Estos valores obtenidos son diferentes a los obtenidos con el modelo teórico, ya que la red de excitación ha introducido una desviación en el comportamiento de la cavidad que se traduce en una desviación de la frecuencia de resonancia respecto a la frecuencia de resonancia descargada de la cavidad.

## **5.5. MODELO DE LA RED DE EXCITACIÓN**

El modelo real de la cavidad descrito en el apartado anterior permite, mediante simulaciones electromagnéticas, comprobar los efectos que la red de acoplo tiene sobre la resonancia de la celda coaxial. A continuación, se describe el modelo teórico de dicha red de acoplo, de forma que después se puedan interpretar los resultados de

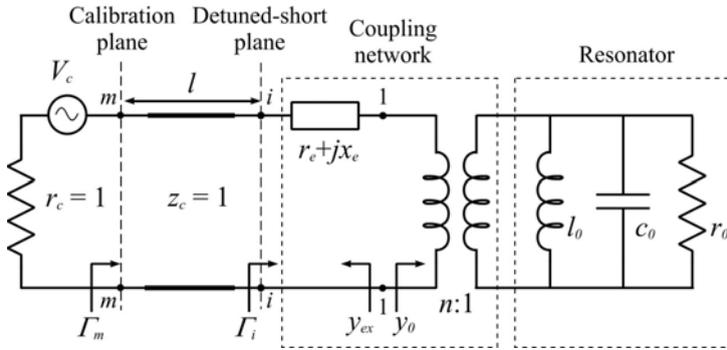
las simulaciones y se puedan relacionar con las expresiones teóricas descritas en este apartado.

Un resonador de un puerto conectado a un analizador de redes vectorial (VNA) a través de una línea de transmisión, se puede representar en los alrededores de una resonancia por los circuitos equivalentes que se representan en las figuras 5.16.a) y 5.16.b). Ambas figuras se pueden considerar modificaciones de la primera y la segunda representación general de Foster [Fos24, Sun95].

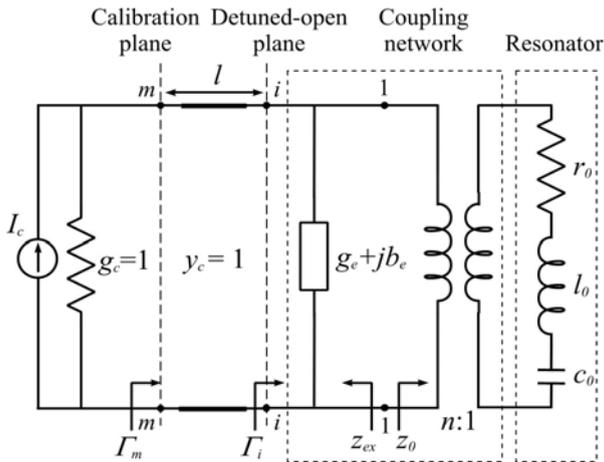
En la figura 5.16, los elementos  $l_0, c_0, r_0$  son parámetros internos, ya que modelan el comportamiento del resonador aislado. Las redes de acoplo se pueden modelar con un transformador ideal de ratio  $n$ , y por una impedancia  $r_e + jx_e$  o admitancia  $g_e + jb_e$ , en la primera y segunda forma de Foster, respectivamente. Las pérdidas óhmicas debidas al mecanismo de acoplo se representan con  $r_e$  y  $g_e$ . Los elementos  $x_e$  y  $b_e$  representan el almacenamiento extra de energía producido por las estructuras de acoplo. Todos los parámetros han sido normalizados respecto de la impedancia característica de la línea, que normalmente es un parámetro real e igual a la resistencia de fuente del VNA.

Si se considera el circuito equivalente que se deriva de la primera forma de Foster, la impedancia de entrada en el plano  $i$  se puede escribir como:

$$y_t = y_{ex} + y_0 = g_e + jb_e + \frac{1}{n^2 r_0} (1 + jQ_u \Delta) \quad (5.6)$$



(a)



(b)

Fig. 5.16. Circuitos equivalentes de un resonador de microondas de un puerto, en las proximidades de una resonancia, incluyendo el sistema de medida (VNA). a) Primera forma de Foster. b) Segunda forma de Foster.

Donde

$$g_e = \frac{1+r_e}{(1+r_e)^2 + x_e^2} \quad (5.7)$$

$$b_e = \frac{-x_e}{(1+r_e)^2 + x_e^2} \quad (5.8)$$

$$\Delta = \frac{f}{f_u} - \frac{f_u}{f} \quad (5.9)$$

$$f_u = \frac{\omega_u}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_0 c_0}} \quad (5.10)$$

$$Q_u = \frac{r_0}{2\pi f_0 l_0} = 2\pi f_0 c_0 r_0 = r_0 \sqrt{\frac{c_0}{l_0}} \quad (5.11)$$

Donde  $f_u, Q_u$  son la frecuencia y el factor de calidad de la cavidad descargada (*unloaded*), es decir, sin tener en cuenta el efecto de la red de excitación,  $f_0$  representa la parte real de  $f_u$ . El factor de acoplo, que representa el cociente entre la potencia disipada en el circuito externo y la potencia disipada en el resonador aislado, puede expresarse como:

$$k = \frac{P_{ex}}{P_0} = n^2 r_0 g_e = n^2 r_0 \frac{1+r_e}{(1+r_e)^2 + x_e^2} = \frac{Q_u}{Q_e} \quad (5.12)$$

Donde  $Q_e$  puede definirse como el factor de calidad de la propia red de acoplo. La frecuencia de resonancia cargada ( $f_L$ ) se define como la frecuencia a la que la parte imaginaria de la admitancia  $y_t$  se anula, lo que ocurre si:

$$\Delta_L = \frac{f_L}{f_u} - \frac{f_u}{f_L} = -\frac{b_e}{Q_u} = \frac{n^2 r_0}{Q_u} \frac{x_e}{(1+r_e)^2 + x_e^2} = \frac{kx_e}{(1+r_e)Q_u} = \frac{x_e}{(1+r_e)Q_e} \quad (5.13)$$

Con lo que queda:

$$\frac{f_L}{f_u} = \sqrt{1 + \frac{\Delta_L^2}{4}} + \frac{\Delta_L}{2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta_L^2}{4} - \frac{\Delta_L}{2}}} \quad (5.14)$$

Por lo que:

$$f_L = f_u \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{x_e^2}{4(1+r_e)^2 Q_e^2}} + \frac{x_e}{2(1+r_e)Q_e} \right) \quad (5.15)$$

A partir de (5.13):

$$x_e = \left( \frac{f_L}{f_u} - \frac{f_u}{f_L} \right) (1+r_e)Q_e \quad (5.16)$$

Si tenemos en cuenta la siguiente aproximación:

$$\Delta = \delta \left( 1 + \frac{1}{1+\delta} \right) \approx 2\delta \quad (5.17)$$

Donde

$$\delta = \frac{f - f_u}{f_u} \quad (5.18)$$

Entonces, la ecuación (5.13) quedaría:

$$\Delta_L \approx 2\delta_L = 2 \frac{f_L - f_u}{f_u} = \frac{x_e}{(1+r_e)Q_e} \quad (5.19)$$

Por lo que:

$$f_L = f_u \cdot \left( 1 + \frac{x_e}{2(1+r_e)Q_e} \right) \quad (5.20)$$

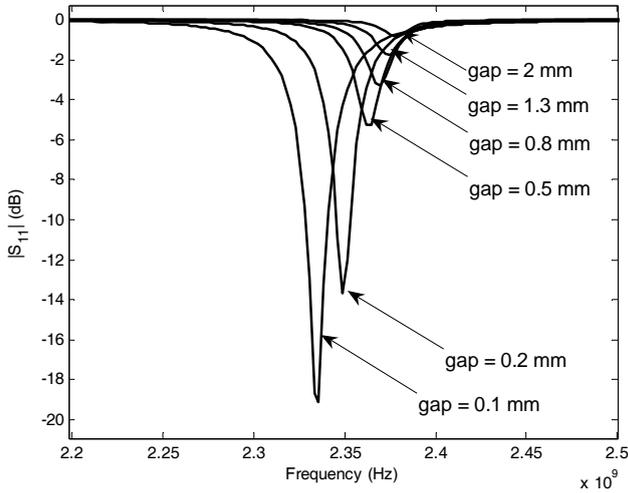
Y

$$x_e = 2(1+r_e) \left( \frac{f_L}{f_u} - 1 \right) Q_e \quad (5.21)$$

## 5.6. EFECTO DE LA RED DE EXCITACIÓN

Para poder evaluar el efecto de la red de acoplo sobre la frecuencia de resonancia, se debe realizar un estudio en el que se varíe la cantidad de energía que se introduce en la cavidad. Para ello, se realizan una serie de simulaciones utilizando el modelo real de la cavidad, descrito en el apartado 5.4, modificando el valor del *gap* entre la sonda eléctrica y el conductor interior de la cavidad. Así, cuanto menor sea el valor del *gap*, mayor es el acoplo de la energía, y se puede comprobar el efecto progresivo que la red de acoplo tiene sobre la respuesta de la cavidad descargada.

En la figura 5.17 se muestra el valor del parámetro  $S_{11}$  de la cavidad real, considerando un MUT con  $\epsilon_r = 5 - j0.1$ , para distintos valores del *gap*, es decir, para distintos niveles de acoplo de la energía en la cavidad. Se puede observar el efecto de la red de acoplo, de desplazamiento de la frecuencia de resonancia hacia frecuencias más bajas a medida que aumenta el nivel de acoplo. Este efecto lo denominamos “*frequency pulling*”. En el límite en el que el acoplo es muy débil, se puede suponer que la perturbación introducida por la red de acoplo es despreciable, por lo que la frecuencia de resonancia será muy parecida a la frecuencia resonancia de la cavidad descargada.

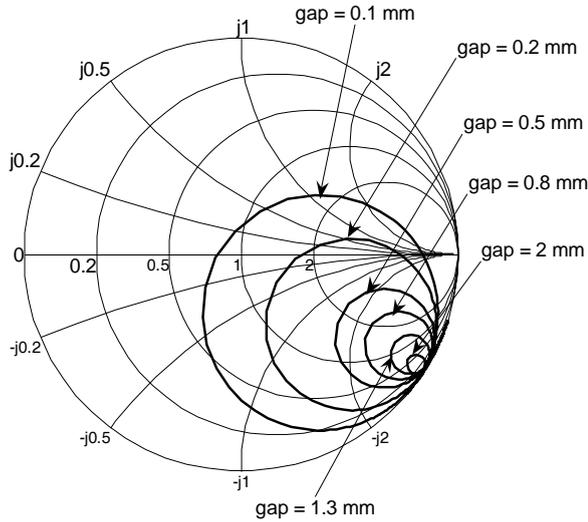


*Fig. 5.17. Variación de la frecuencia de resonancia por el efecto de la red de acoplo. Módulo del parámetro  $S_{11}$  para distintos valores del gap entre la sonda de excitación y el conductor interior de la cavidad. Se comprueba que a medida que aumenta el acoplo (disminuye el gap), la resonancia se desplaza hacia la izquierda, y el valor de la frecuencia de resonancia es menor. Simulación de una cavidad coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm, MUT con  $\epsilon_r = 5-j0.1$ .*

Por lo tanto, de la figura 5.17 se puede concluir que si la cavidad descargada tiene una frecuencia de resonancia determinada, el efecto que introduce la red de acoplo (la sonda coaxial de excitación) se refleja en una disminución del valor de dicha frecuencia, que es proporcional al nivel de acoplo de energía en la cavidad.

En la figura 5.18 se observa dicho efecto en la Carta se Smith. El círculo que describe el coeficiente de reflexión en la resonancia de la cavidad descargada correspondería al más pequeño que se observa

en la Carta (la resonancia más subacoplada), mientras que a medida que aumenta el nivel de acoplo, el círculo se hace mayor, y la frecuencia de la resonancia se desvía cada vez más del valor teórico de la cavidad descargada.



*Fig. 5.18. Variación de la frecuencia de resonancia por el efecto de la red de acoplo. Parámetro  $S_{11}$  en la Carta de Smith para distintos valores del gap. Simulación de una cavidad coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm, MUT con  $\epsilon_r=5-j0.1$ . Se observa cómo a medida que aumenta el acoplo (menor valor del gap), el círculo en la Carta de Smith aumenta de tamaño.*

A partir de las figuras anteriores se puede ver gráficamente la dificultad que tiene el medir las resonancias muy subacopladas para poder despreciar el efecto de la red de acoplo. Dichas resonancias representan círculos muy pequeños en la carta de Smith, que son difíciles de medir y son más sensibles al ruido de la medida. Por ello, para poder ampliar el margen de uso de este tipo de resonadores, conviene aumentar el acoplo e incluir un modelo que permita extraer el efecto de la red de excitación. El capítulo siguiente de la tesis describe varios métodos utilizados para la obtención de este modelo.

## Referencias

- [Bak94] J. Baker, M.D. Janezic, "Analysis of an open-ended coaxial probe with lit-off for nondestructive testing" *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 43 N° 5 Oct.1994
- [Can03] A. J. Canós, J. M. Catalá-Civera, F. L. Peñaranda-Foix, E. de los Reyes Davó, "A new empirical method for extracting unloaded resonant frequencies from microwave resonant cavities", *IEEE MTT- Symposium Digest*, 2003.
- [Can06] A. J. Canós, J. M. Catalá-Civera, F. L. Peñaranda-Foix, E. de los Reyes Davó, "A novel technique for deembedding the unloaded resonance frequency from measurements of microwave cavities", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, pp.3407-3416, Aug. 2006.
- [Coa03] K.J. Coakley, J. D. Splett, M.D. Janezic, R.F. Kaiser, "Estimation of Q-factors and resonant frequencies", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, Vol. 51, No.3, March 2003.
- [Col92] R.E. Collin, *Foundations for microwave engineering*, New York: McGraw-Hill, 1992.
- [Con01] *Concerto User Guide*, Vector Fields Limited, Oxford (England), 1999.
- [Che04] L.F.Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [Fos24] R.M. Foster, "A reactance theorem". *Bell System Tech. J.*, vol. 3, pp. 259-267. April 1924.
- [Kaj94] D. Kajfez, *Q factor*, Oxford, MS: Vector Fields, 1994.

- [Kor95] T. Koryu Ishii, Handbook of microwave technology. Vol I: Components and Devices, San Diego: Academic Press, 1995, Ch.3.
- [Sun95] E.-Y. Sun and S.-H. Chao, “Unloaded Q measurement—The Critical-Points Method”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 1983-1986, Aug. 1995.
- [Xu87] D. Xu, L. Liu, Z. Jiang, “Measurement of the dielectric properties of biological substances using an improved open-ended coaxial line resonator method”, *IEEE Trans. On Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-35, No. 12, Dec. 1987.

# Capítulo 6

## Métodos de corrección del efecto de la red de acoplo.

---

Como se ha visto en el capítulo anterior, una cavidad coaxial real debe tener una red de excitación que acople la energía al modo resonante. La existencia de esta red tiene un efecto sobre la frecuencia de resonancia y sobre el factor de calidad del resonador. Este efecto puede ser despreciado siempre y cuando el acoplo de la energía sea muy débil, siendo éste el procedimiento de medida utilizado tradicionalmente [Xu87, Can03, Can06, Coa03].

Sin embargo, la condición de acoplo muy débil supone una limitación importante en el tipo de materiales que se pueden caracterizar con esta técnica de medida. La razón es que, si se acopla la energía muy débilmente a la cavidad, no se pueden medir MUTs que tengan pérdidas medias o altas, ya que éstos absorben totalmente la energía y hacen que la resonancia desaparezca [Xu87].

Por ello, para poder ampliar el margen de uso de este tipo de resonadores, conviene aumentar el acoplo e incluir un modelo que permita extraer el efecto de la red de excitación [Can03, Can06, Col92, Kaj94, Kor95]. En este capítulo se describen varios métodos desarrollados para la obtención de este modelo.

Los modelos descritos en este capítulo se pueden dividir según el procedimiento de medida que se debe realizar una vez caracterizada adecuadamente la red de excitación. La primera de las técnicas (llamada técnica de  $A$  y  $\alpha$ ) se ha denominado de *acoplo variable*, mientras que la otra técnica (basada en el parámetro  $x_e$ ) se han denominado de *acoplo fijo*. La razón es que, si se utiliza la primera técnica para caracterizar la red de acoplo, cada vez que se requiera medir un determinado MUT, es necesario obtener una serie de medidas variando el nivel de acoplo para poder extraer el efecto de la red de excitación. Sin embargo, con el método de acoplo fijo, una vez realizada la caracterización de la red de excitación para un determinado nivel de acoplo, este acoplo se considerará fijo, y sólo será necesaria una medida del MUT.

Los modelos que se van a describir, se centran en la corrección del efecto que la red de excitación tiene sobre la frecuencia de resonancia. El efecto que tiene la red de excitación sobre el factor de calidad sigue un mecanismo más simple que el de la frecuencia de resonancia, y ya ha sido analizado por numerosos autores [Gin57, Mat64, Suc63]. Al finalizar el capítulo, se incluye un apartado en el que se describe brevemente el método utilizado para obtener el factor de calidad descargado  $Q_u$  a partir de las medidas.

### **6.1. ACOPLO VARIABLE. MODELO DE $A$ Y $\alpha$**

Un posible modelo que representa la modificación que sufre la frecuencia de resonancia de la cavidad debida a los elementos de la

red de acoplo, es el descrito en [Can03, Can06]. Aunque este método fue propuesto con anterioridad a la realización de esta tesis, los estudios realizados en ella han permitido profundizar y ampliar el modelo, mejorando la precisión de los resultados obtenidos [Gar05].

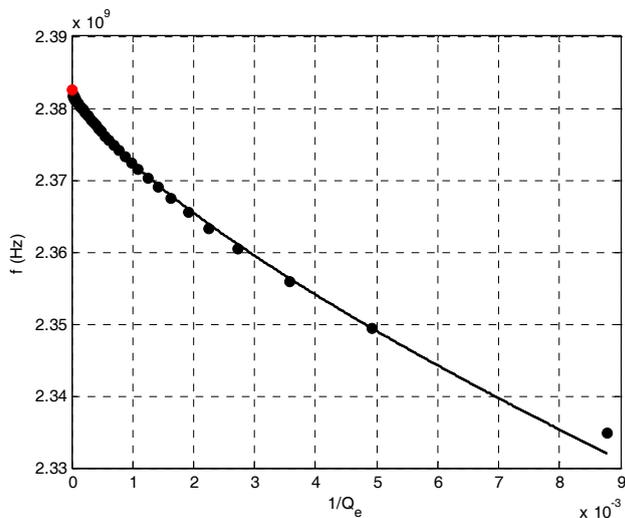
Básicamente, el modelo se reduce a la siguiente expresión que relaciona la frecuencia de la cavidad real ( $f_L$ ) que incluye el efecto de la red de excitación, y la frecuencia de la cavidad descargada ( $f_u$ ) que es la que se obtiene tras imponer la condición de resonancia en el modelo teórico (y no tiene en cuenta ninguna excitación):

$$f_L = \left(1 + \frac{A}{Q_e^\alpha}\right) f_u \quad (6.1)$$

Donde  $Q_e$  es el factor de calidad propio de la red de excitación. Tal y como se explica en [Can03, Can06], los parámetros  $A$  y  $\alpha$  dependen del campo electromagnético en el interior de la cavidad (dimensiones físicas, modo resonante, etc.), el tipo de red de acoplo (sonda, espira, posición, etc.) y de la forma en la que se modifique el valor de  $Q_e$  (posición, dimensiones, orientación, etc.), y pueden obtenerse teóricamente a través de un análisis electromagnético de la estructura.

En las figuras 6.1 – 6.3 se muestra el comportamiento típico de la frecuencia de resonancia en función del parámetro  $Q_e$ ,  $1/Q_e$ , y  $1/Q_e^\alpha$ . En todos los casos se ha considerado una cavidad coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm, y un MUT con  $\epsilon_r=5-j0.1$ . En ellas se aprecia la forma en que, para valores pequeños de  $Q_e$ , la cavidad está muy acoplada, y el efecto de “*frequency pulling*”

hace que el valor de frecuencia obtenido difiera en gran medida del valor de la frecuencia de resonancia descargada. A medida que el  $Q_e$  va aumentando, el nivel de acoplo de la energía en la cavidad es cada vez menor, por lo que la frecuencia de resonancia obtenida se parece cada vez más a la frecuencia de resonancia descargada. El valor de la resonancia descargada puede obtenerse como aquel valor de frecuencia que se obtiene en el límite en el que  $Q_e$  es infinito (el acoplo es nulo).



*Fig. 6.1. Variación de la frecuencia de resonancia cargada en función del nivel de acoplo. Los puntos negros son los diferentes valores de  $f_L$ , mientras que se ha representado el valor de  $f_u$  con un punto rojo.*

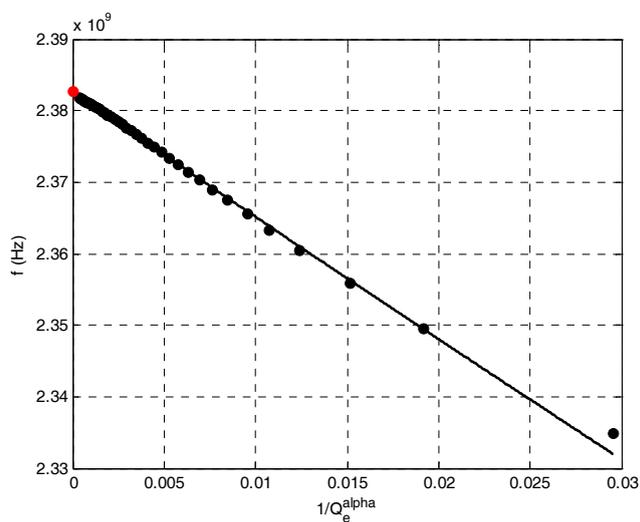


Fig. 6.2. Variación de la frecuencia de resonancia cargada en función del nivel de acoplo. Los puntos negros son los diferentes valores de  $f_L$ , mientras que se ha representado el valor de  $f_u$  con un punto rojo.

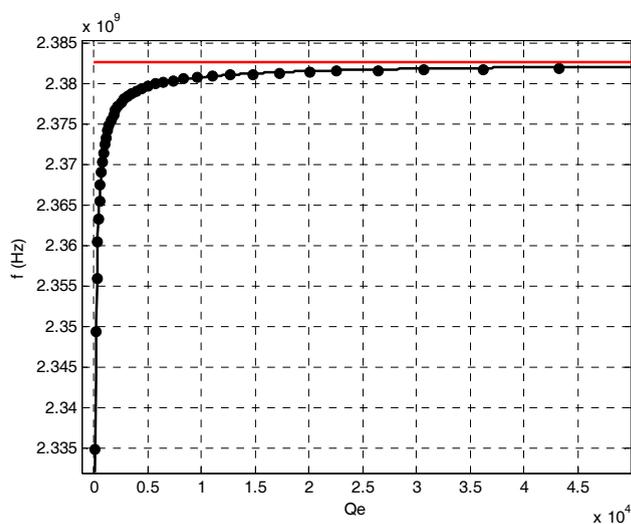


Fig. 6.3. Variación de la frecuencia de resonancia cargada en función del nivel de acoplo. Los puntos negros son los diferentes valores de  $f_L$ , mientras que el valor de  $f_u$  se ha representado con una línea roja.

Por tanto, el procedimiento para llevar a cabo la caracterización de la red de acoplo sería el siguiente. Para un cierto material (por ejemplo aire), con un cierto nivel de acoplo se obtendría una frecuencia de resonancia cargada  $f_L$ . Si se varía el nivel de acoplo, se podrían obtener, para el mismo material, múltiples valores de  $f_L$ . Por otra parte, mediante un análisis electromagnético se obtendría el valor de la frecuencia de resonancia  $f_u$  para ese material. Con todos esos valores obtenidos, se aplicaría la expresión 6.1, y se obtendría (por mínimos cuadrados) los valores de  $A$  y  $\alpha$  que caracterizan el efecto de la red de acoplo.

Una vez obtenidos los valores de  $A$  y  $\alpha$ , el procedimiento de medida de un material cuya permitividad es desconocida, se basaría en realizar medidas con diferentes acoplos para obtener distintas  $f_L$ . Utilizando las frecuencias medidas y los parámetros  $A$  y  $\alpha$  obtenidos tras el procedimiento de caracterización de la red de acoplo, se aplicaría la ecuación 6.1 para obtener el valor de  $f_u$ . Tal y como se explicó en el capítulo anterior, con dicha  $f_u$  y el valor de factor de calidad, se puede aplicar un método iterativo que permita obtener la permitividad del material.

En principio, una vez caracterizada la cavidad con este modelo, y obtenidos los parámetros  $A$  y  $\alpha$ , se puede empezar a medir MUTs y, mediante la ecuación (6.1), extraer el efecto de la red de excitación y obtener la frecuencia de resonancia de la cavidad descargada para cada MUT. Sin embargo, posteriormente se vio que los parámetros  $A$  y  $\alpha$  dependen también del MUT que se coloque en contacto con la cavidad.

También se observó que en el modelo, en unas determinadas condiciones, hay múltiples valores de la pareja  $A$  y  $\alpha$  que proporcionan resultados similares, por lo que se comprobó que una posibilidad era fijar uno de ellos, por ejemplo  $A=1$ , y obtener el valor del otro ( $\alpha$ ), de forma que se ajustara la curva del modelo.

En las Figs. 6.4 y 6.5 se observa la variación del parámetro  $\alpha$  (con  $A=1$ ) en función de  $f_u$  y en función de la constante dieléctrica del MUT ( $\epsilon'$ ) respectivamente, para un determinado valor del factor de pérdidas  $\epsilon''=0.001$ . Simulaciones realizadas para otros valores de pérdidas del MUT proporcionan una variación muy similar del parámetro  $\alpha$ .

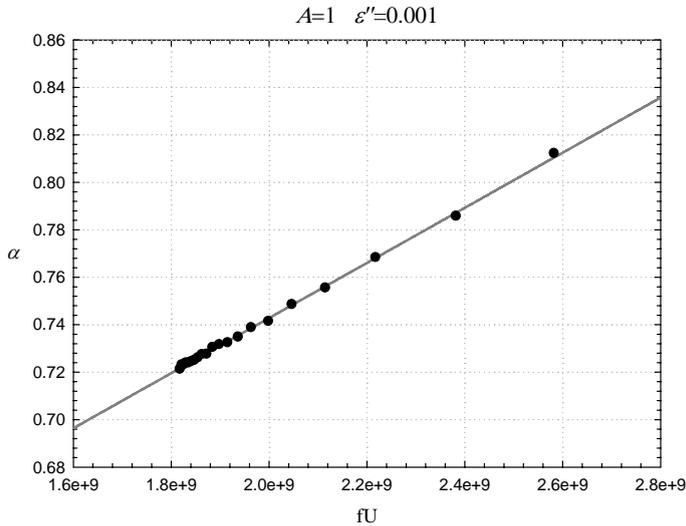
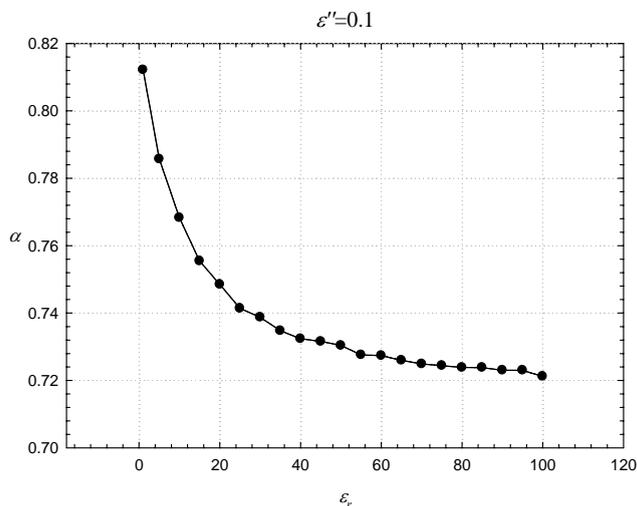


Fig. 6.4.- Variación de  $\alpha$  en función de la frecuencia descargada ( $f_u$ ) para un valor de factor de pérdidas ( $\epsilon''=0.001$ ) y fijado el valor de  $A=1$ . Cavity coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.



*Fig. 6.5.- Variación de  $\alpha$  en función de la constante dieléctrica del MUT ( $\epsilon_r$ ) para un valor de factor de pérdidas ( $\epsilon''=0.1$ ) y fijado el valor de  $A=1$ . Cavidad coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.*

Una vez comprobado que los parámetros  $A$  y  $\alpha$  dependen del MUT que se desea medir, el procedimiento de caracterización de la red de acoplo se realizaría tal y como ya se ha descrito, pero incluyendo medidas de varios materiales (no sólo aire) cuyas propiedades dieléctricas sean conocidas y estén distribuidas en un cierto rango de valores, de forma que se pueda estimar una curva como la mostrada en la figura 6.5. Posteriormente, se utilizaría un valor de los parámetros  $A$  y  $\alpha$  dependiendo del valor de permitividad estimado del MUT. Otra forma de aplicar el método sería directamente obtener los parámetros  $A$  y  $\alpha$  utilizando para ello un material de permitividad conocida y parecida a la del MUT que se desea medir, o si es posible, obtener los parámetros utilizando para

ello medidas del mismo MUT. Esta última opción es la que se va a utilizar en las medidas del siguiente apartado.

### 6.1.1 APLICACIÓN PRÁCTICA DEL MÉTODO

Para la aplicación práctica de este método de caracterización de la red de acoplo, se han fabricado varias versiones de cavidades coaxiales que incluyen una estructura que permite variar la cantidad de energía acoplada. La estructura simplificada es la que se muestra en la figura 6.6, donde se observa un resonador coaxial de radios  $a$ ,  $b$ , rellena con un dieléctrico de permitividad  $\epsilon_{rc}$  y cuya longitud es  $L_1$ . El MUT se coloca en el final abierto del resonador. La red de acoplo variable consiste en una línea coaxial cuyo conductor central se coloca a una cierta distancia del conductor central del resonador, y dicha distancia es variable, de forma que entre ellos se establece un acoplo capacitivo variable en función de la posición relativa entre ambos conductores. Dicha posición es, por tanto, la que determina la cantidad de energía que se acopla al resonador, esto es, el factor de acoplo ( $k$ ).

En la figura 6.7 se muestran dos ejemplos de las cavidades construidas siguiendo la estructura de la figura 6.6. Ambas cavidades tienen las siguientes dimensiones  $a=1.5\text{mm}$ ,  $b=4.2\text{mm}$ ,  $L_1=4\text{cm}$ , y  $\epsilon_{rc}=2.1$  (PTFE).

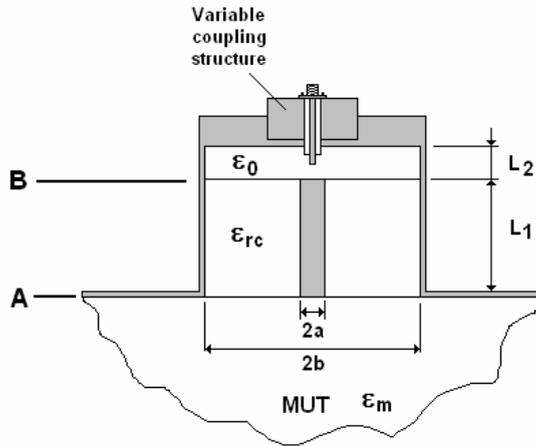


Fig. 6.6. Configuración de la cavidad coaxial con una estructura de acoplo variable. En función de la posición ( $L_2$ ) se varía la cantidad de energía acoplada al resonador.

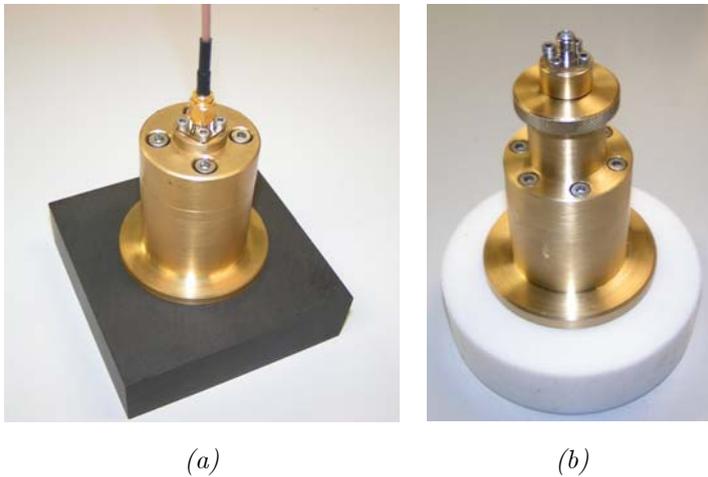


Fig. 6.7. Cavidades coaxiales con estructuras de acoplo variable. A) La posición del acoplo se realiza moviendo el conector en la dirección vertical y fijándolo con tornillos laterales. B) Modificación de la cavidad anterior, en la que la estructura de acoplo se mueve con una rosca para obtener mayor robustez y un ajuste del acoplo más fino.

Utilizando la cavidad coaxial de acoplo variable mostrada en la figura 6.7 (con un ajuste fino del acoplo) se realizaron medidas de varios materiales, para verificar el correcto funcionamiento del método. En primer lugar, se muestran las gráficas características del modelo, para la determinación de los parámetros A y  $\alpha$  de la cavidad, en el caso en que la cavidad se deja radiando al aire. Los resultados de dichas medidas se muestran en las figuras 6.8 y 6.9.

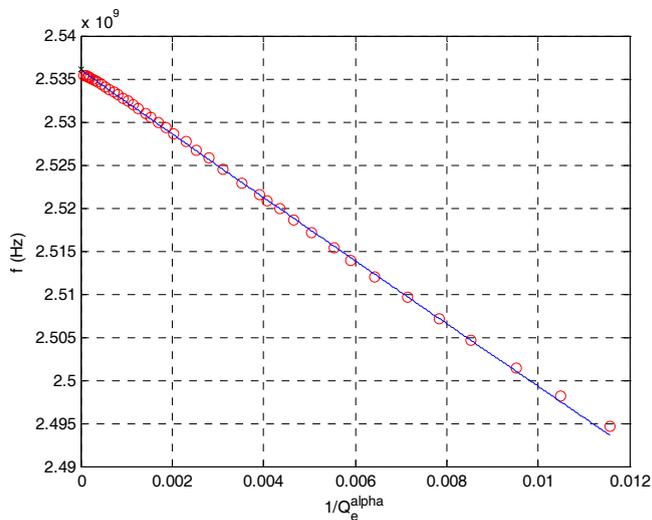


Fig. 6.8. Variación de la frecuencia de resonancia cargada en función del nivel de acoplo cuando la cavidad se deja radiando al aire. Los círculos rojos son los diferentes valores de  $f_L$  medidos, el valor de  $f_u$  se ha representado con una cruz (valor de frecuencia límite cuando  $1/Q_e^{\alpha}$  se hace cero).

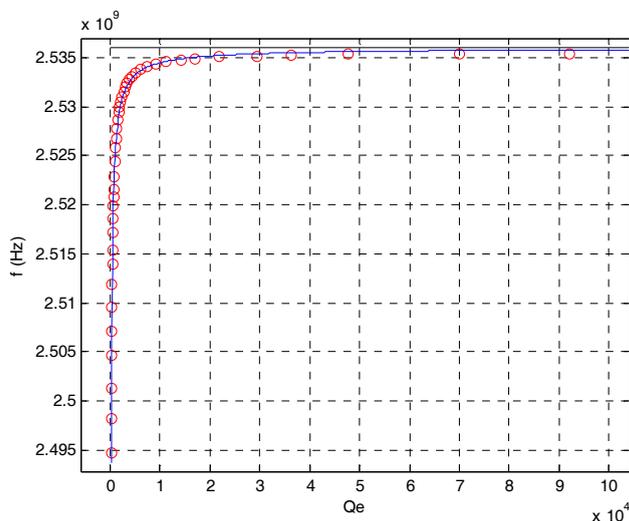


Fig. 6.9. Variación de la frecuencia de resonancia cargada en función del nivel de acoplo cuando la cavidad se deja radiando al aire. Los círculos rojos son los diferentes valores de  $f_L$  medidos, el valor de  $f_u$  se ha representado con una línea negra (valor de frecuencia límite cuando  $Q_e$  se hace infinito).

Utilizando las medidas de la cavidad radiando al aire, con 41 niveles de acoplo diferentes, y realizando el ajuste de las curvas del modelo tal y como se muestra en las gráficas 6.8 y 6.9, se obtuvieron los parámetros  $A=-1.4741067$ , y  $\alpha=0.845400$ , obteniendo una  $f_u=2.5360709$  GHz, con un coeficiente de correlación lineal de las curvas de  $r^2=0.999499$ . El valor de  $f_u$  obtenido está muy próximo al valor teórico ( $f_u=2.536124$  GHz) que se calcula para la cavidad sin la red de excitación.

Como se ha dicho en el apartado anterior, se realizaron medidas con múltiples niveles de acoplo para cada uno de los

materiales considerados. Como ejemplo, se muestran en las figuras 6.10 - 6.11 las medidas de las resonancias tanto en la carta de Smith como en el módulo del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de la cavidad coaxial radiando sobre agua destilada a 25°C y sobre arena de cuarzo con un contenido de humedad del 4%, con múltiples niveles de acoplo.

Para el cuarzo, se obtuvieron los parámetros  $A=-0.95483$ , y  $\alpha=0.70258$ , obteniendo una  $f_u=2.47932$  GHz, con un coeficiente de correlación lineal de las curvas de  $r^2=0.999499$ . De nuevo se observa una buena aproximación de la frecuencia obtenida al valor teórico de la misma ( $f_u=2.47946$  GHz).

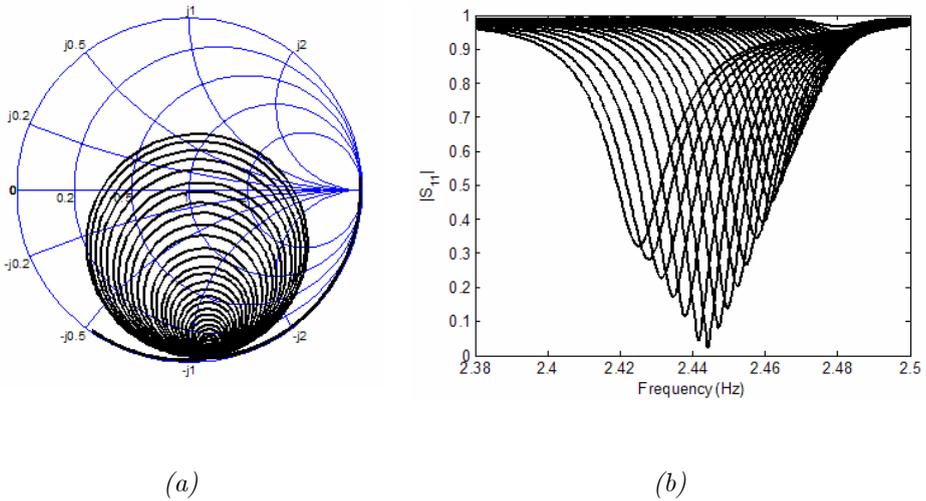


Fig. 6.10. Medidas de las resonancias de arena de cuarzo con un 4% de humedad, tanto en la carta de Smith (a) como en el módulo del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  (b).

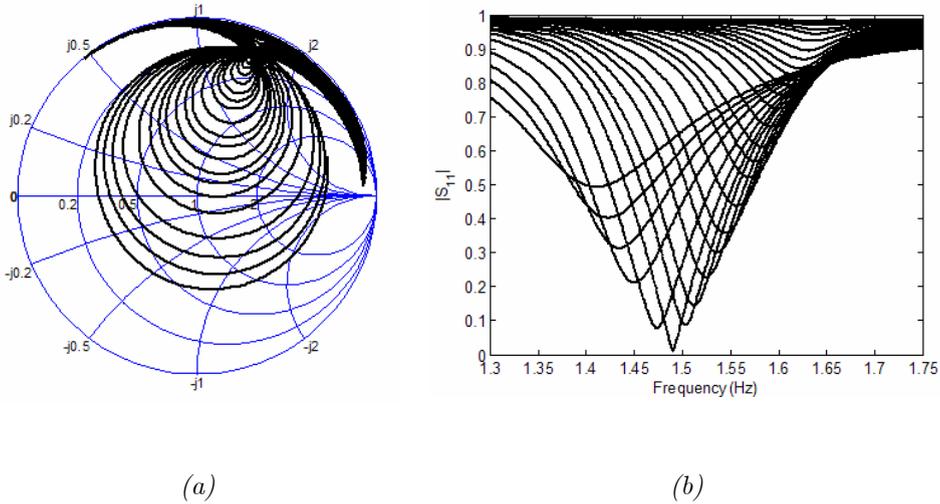


Fig. 6.11. Medidas de las resonancias de agua destilada a 25°C, tanto en la carta de Smith (a) como en el módulo del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  (b).

En el caso del agua destilada, se obtuvieron los parámetros  $A=-1.187522$ , y  $\alpha=0.88642$ , obteniendo una  $f_u=1.6465516$  GHz, con un coeficiente de correlación lineal de las curvas de  $r^2=0.999499$ . El valor de  $f_u$  obtenido está muy próximo al valor teórico ( $f_u=1.64643$  GHz) que se calcula para la cavidad sin la red de excitación.

## **6.2. ACOPLLO FIJO. MÉTODO BASADO EN EL PARÁMETRO $X_e$**

El método de acoplo fijo estudiado, se basa en la obtención de la frecuencia de resonancia descargada  $f_u$  a partir de la frecuencia cargada  $f_L$ , utilizando para ello un parámetro intermedio ( $x_e$ ) que

representa la reactancia característica de la red de excitación de la cavidad. Se utiliza este parámetro porque la variación del parámetro  $x_e$  con la frecuencia  $f_L$ , directamente relacionada con la constante dieléctrica del MUT, tiene un comportamiento que se ajusta perfectamente a una parábola para los diferentes niveles de acoplo de la energía.

En las figuras 6.12 y 6.13 se muestra la forma que tiene dicho parámetro  $x_e$  en función de la frecuencia  $f_L$  y en función de la permitividad del MUT, respectivamente, para varios valores del factor de pérdidas de los materiales, y para un determinado valor del gap.

En las figuras 6.14 y 6.15 se han colocado en una única gráfica las curvas del parámetro  $x_e$  para dos valores diferentes de acoplo, en función de  $f_L$  y de la constante dieléctrica del MUT.

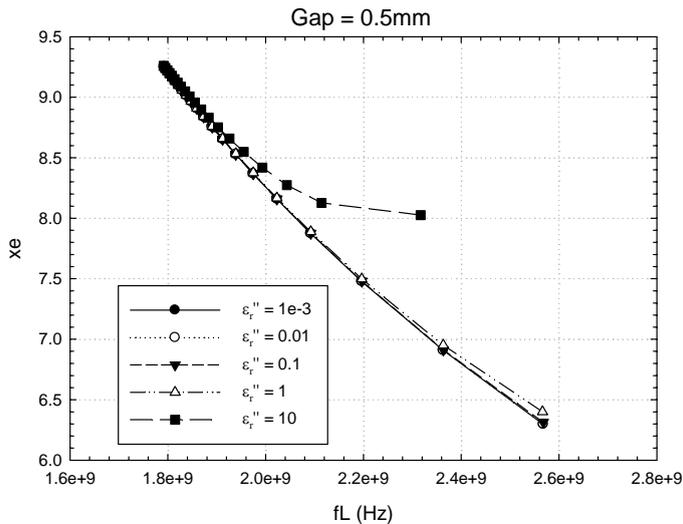


Fig. 6.12.- Variación de  $x_e$  en función de  $f_L$  para un gap de 0.5 mm, y diferentes valores del factor de pérdidas del MUT. Cavity coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

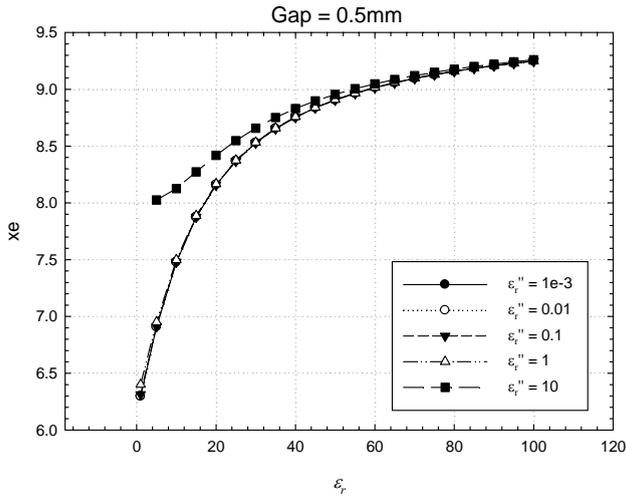


Fig. 6.13. Variación de  $x_e$  en función de la constante dieléctrica del MUT ( $\epsilon_r$ ) para un gap de 0.5 mm y diferentes valores del factor de pérdidas. Cavity coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

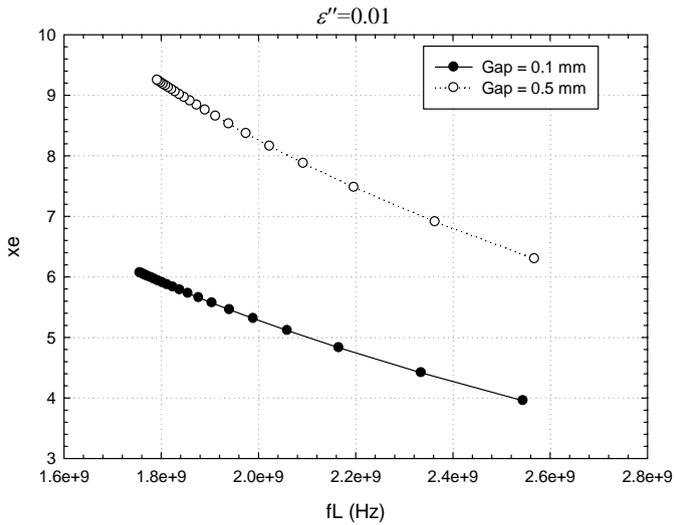


Fig. 6.14. Variación de  $x_e$  en función de  $f_L$  para dos valores del gap (0.1mm y 0.5mm) y factor de pérdidas constante. Cavity coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

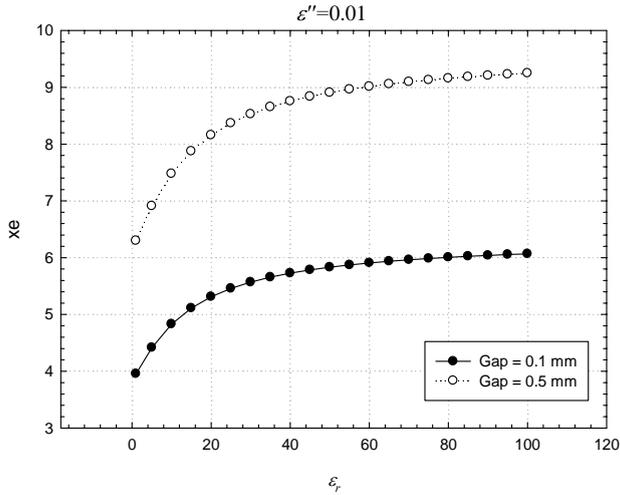
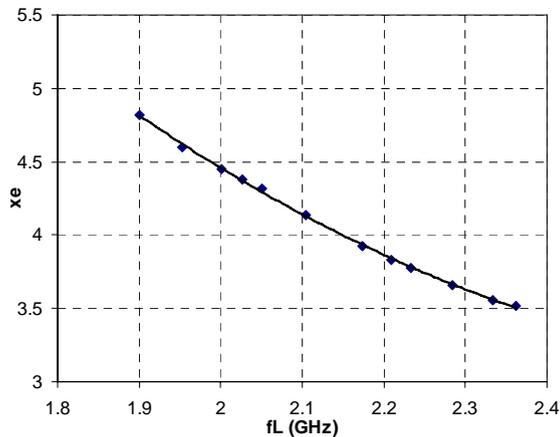


Fig. 6.15.-  $x_e$  en función de la constante dieléctrica del MUT ( $\epsilon_r$ ) para dos valores del gap . Cavity coaxial con  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.

A modo de ejemplo, se muestra en la figura 6.16 la curva de  $x_e$  en función de  $f_L$ , medida con una cavity de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm, para un cierto valor del gap.



*Fig. 6.16. Medidas de  $x_e$  en función de  $f_L$  para un cierto valor del gap.  
Cavidad coaxial de dimensiones  $a=2$  mm,  $b=7$  mm,  $L=85$  mm.*

Una vez se dispone del parámetro  $x_e$  en función de la frecuencia  $f_L$ , es posible recuperar el valor de la frecuencia descargada mediante la siguiente expresión:

$$x_e = \left( \frac{f_L}{f_u} - 1 \right) \cdot 2Q_e \quad (6.2)$$

Donde se puede ver que además de conocer el valor de  $f_L$ , es necesario conocer el valor de  $Q_e$  (factor de calidad de la red de excitación) para poder extraer de la frecuencia de resonancia el efecto de la red de excitación.

La dificultad de aplicación de este método radica en la necesidad de determinar el parámetro  $Q_e$ , que a su vez es muy sensible a las imprecisiones en la determinación de la longitud de línea de la sonda de excitación [Can06, Kaj94]. Además, tanto el parámetro  $Q_e$ , como  $x_e$  son muy sensibles al ruido presente en las medidas, por lo que en la práctica este método es difícil de aplicar.

### **6.3. OBTENCIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD $Q_U$**

Como se ha comentado, los apartados anteriores se centran en el estudio de los métodos para corregir el efecto de la red de acoplo sobre la frecuencia de resonancia de la cavidad. Es decir, los métodos anteriormente descritos tienen como finalidad la obtención de la frecuencia descargada  $f_u$  a partir de la medida de la resonancia de la cavidad. En este apartado, se describe un método conocido para la

obtención del factor de calidad descargado  $Q_u$  a partir de las medidas [Gin57, Mat64, Suc63] ambos parámetros son necesarios para poder obtener la permitividad del MUT, estando la frecuencia de resonancia estrechamente ligada al valor de la constante dieléctrica del MUT, mientras que el factor de calidad está ligado al factor de pérdidas del MUT.

El método de corrección del factor de calidad se basa en determinar las pérdidas introducidas por la propia celda de medida (la cavidad coaxial) y posteriormente eliminar dicho efecto de las medidas de los materiales. Las pérdidas introducidas por la cavidad están provocadas porque los conductores no son perfectos, presentando un cierto valor de resistencia superficial que hace que parte de la energía se disipe en las paredes. Dichas pérdidas no deben ser confundidas con las pérdidas introducidas por el propio MUT, por lo que es necesario determinar su magnitud y corregir el factor de calidad de las medidas posteriormente.

Para ello, se debe realizar una medida con la cavidad en vacío (aire), cuyo factor de calidad teórico se ha calculado previamente con los modelos de la cavidad, y se sabe que es igual a  $Q_u=Q_{teórico}$ . Una vez se tiene el factor de calidad medido para el aire,  $Q_{medido}$ , se aplica la siguiente expresión [Gin57, Kaj94]:

$$\frac{1}{Q_{medido}} = \frac{1}{Q_{celda}} + \frac{1}{Q_{teórico}} \quad (6.3)$$

De la que se podría despejar el término debido al factor de calidad de la celda de medida:  $Q_{celda}$ . Ahora cada vez que se mida un

material se aplica la siguiente expresión y se obtiene el factor de calidad del material ( $Q_u$ ):

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_{medido}} - \frac{1}{Q_{celda}} \quad (6.4)$$

De esta forma se obtiene el factor de calidad debido únicamente a las pérdidas en el material, habiendo extraído el efecto de las pérdidas de la propia cavidad.

## Referencias

- [Can03] A. J. Canós, J. M. Catalá-Civera, F. L. Peñaranda-Foix, E. de los Reyes Davó, “A new empirical method for extracting unloaded resonant frequencies from microwave resonant cavities”, *IEEE MTT- Symposium Digest*, 2003.
- [Can06] A. J. Canós, J. M. Catalá-Civera, F. L. Peñaranda-Foix, E. de los Reyes Davó, “A novel technique for deembedding the unloaded resonance frequency from measurements of microwave cavities”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, pp.3407-3416, Aug. 2006.
- [Coa03] K.J. Coakley, J. D. Splett, M.D. Janezic, R.F. Kaiser, “Estimation of Q-factors and resonant frequencies”, *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, Vol. 51, No.3, March 2003.
- [Col92] R.E. Collin, *Foundations for microwave engineering*, New York: McGraw-Hill, 1992.
- [Gar05] B. García-Baños, F.L. Peñaranda-Foix, P.J. Plaza-González, D. Polo-Nieves, “Nueva técnica de medida de humedad basada en un resonador coaxial abierto”, *Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio – URSI*, Gandía (España) 2005.
- [Gin57] E.L. Ginzton, *Microwave measurements*. New York: McGraw-Hill, 1957 (Chapter 9).
- [Kaj94] D. Kajfez, *Q factor*, Oxford, MS: Vector Fields, 1994.
- [Kor95] T. Koryu Ishii, *Handbook of microwave technology. Vol I: Components and Devices*, San Diego: Academic Press, 1995, Ch.3.
- [Mat64] G.L. Matthaei, L. Young, A.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures*. New York: McGraw-Hill, 1964, Ch. 11.

- [Suc63] M. Sucher, J.Fox, *Handbook of microwave measurements*, New York: Polytechnic Press 1963, Ch. 7.
- [Xu87] D. Xu, L. Liu, Z. Jiang, “Measurement of the dielectric properties of biological substances using an improved open-ended coaxial line resonator method”, *IEEE Trans. On Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-35, No. 12, Dec. 1987.

# Capítulo 7

## El proceso de calibración.

---

Cuando se realizan medidas de los parámetros de dispersión mediante un analizador de redes (VNA: *Vector Network Analyzer*), todos los elementos involucrados en la medida – cables, conectores, redes de separación, etc. – introducen efectos en las señales transmitidas que se traducen en errores de medida. Es por tanto necesario un proceso de calibración previo a la realización de las medidas, para poder determinar las características de dichos errores y poder corregirlos en las medidas posteriores. En la bibliografía pueden encontrarse numerosas referencias sobre el proceso de calibración en medidas con un VNA [Agi01, Cox99, Eng79, Eul91a, Eul91b, Mor03, Rol03, Wil03].

En esta tesis se estudian métodos de caracterización y monitorización de las propiedades dieléctricas de materiales mediante celdas de medida en reflexión, es decir, con un único puerto. La utilización de este tipo de equipos requiere la calibración de un solo puerto del VNA, ya que no se requieren medidas de transmisión.

En este capítulo se describe el proceso de calibración general para medidas en reflexión. También se describe el caso particular de calibración de la sonda coaxial abierta, por la peculiaridad de los patrones que utiliza. Asimismo, se describe un método de calibración

con patrones de bajo coste desarrollado en esta tesis. Aunque los patrones de calibración son diferentes, el fundamento en el que se basa el proceso de calibración es común a todos los casos, lo único que los diferencia es el plano en el que se desee realizar la calibración.

## **7.1. TIPOS DE ERRORES DE MEDIDA**

Los errores que aparecen en las medidas de los parámetros de dispersión mediante un VNA, se pueden clasificar en tres grupos: errores sistemáticos, errores aleatorios y errores de deriva [Agi01, Che04, Cox99].

Los errores sistemáticos incluyen los errores debidos a la desadaptación de los componentes, la directividad, interferencias y la respuesta en frecuencia. Los errores de adaptación aparecen porque hay múltiples reflexiones en el dispositivo bajo prueba (DUT *Device Under Test*) que no son detectadas en el detector de onda incidente del VNA. Los errores de directividad se deben a señales que se detectan en el detector de onda reflejada, pero no son reflejadas por el DUT. Los errores de interferencia se deben a señales que se llegan al detector de onda transmitida sin que hayan pasado por el DUT. Los errores de respuesta en frecuencia se deben a las pérdidas, el desfase introducido en la señal, y la curva de respuesta de los detectores. Estos errores están causados por imperfecciones en el sistema de medida. La mayor parte de estos errores no varían con el tiempo, por lo que pueden ser caracterizados mediante el proceso de calibración y ser corregidos matemáticamente durante las medidas.

Los errores aleatorios son impredecibles y no pueden ser corregidos mediante la calibración. La principal fuente de este tipo de errores es el ruido de los componentes de medida. La forma de minimizar estos errores es realizar varias veces la misma medida y aplicar un promediado.

Los errores de deriva se producen porque hay algún cambio en las condiciones de medida después de realizarse la calibración. La variación de la temperatura suele ser la principal causa de derivas. Durante las medidas, se deben mantener en la medida de lo posible las condiciones de medida en las que se encontraban los equipos en el momento de la calibración. Para eliminar este tipo de errores, se debe realizar un nuevo proceso de calibración.

## **7.2. CALIBRACIÓN DE UN PUERTO**

Los errores sistemáticos pueden corregirse mediante el proceso de calibración. Este proceso calcula los errores sistemáticos a partir de medidas de estándares de referencia conocidos. Cuando se realizan posteriormente las medidas, los errores sistemáticos calculados en la calibración se eliminan matemáticamente.

En los métodos de caracterización de materiales mediante medidas de la reflexión, se utiliza un único puerto del VNA, por lo que es necesaria la calibración de un puerto. Esta calibración es más sencilla que la calibración completa de los dos puertos, que tiene en cuenta los errores que se producen tanto en transmisión como en reflexión. Asimismo, el número de errores sistemáticos que se

determinan es menor. En concreto, con la calibración de un puerto se miden y corrigen los errores de directividad, adaptación de la fuente y respuesta en frecuencia [Agi01, Che04, Cox99].

En la figura 7.1 se muestra el diagrama de flujo en el caso ideal de medida de la reflexión de un dispositivo. En ese caso, como no hay elementos que introduzcan errores, el parámetro de dispersión  $S_{11}$  medido ( $S_{11m}$ ) es igual al parámetro  $S_{11}$  real del dispositivo ( $S_{11a}$ ). En la figura 7.2 se muestra el diagrama de flujo para un caso real de medida, en el que se ha supuesto que los errores sistemáticos pueden ser modelados mediante una red equivalente de dos puertos [Che04, Cox99, Eng79]. Se observa que, debido a la existencia de dichos errores, la relación entre el parámetro  $S_{11}$  medido ( $S_{11m}$ ) y el parámetro  $S_{11}$  real del dispositivo ( $S_{11a}$ ) es la siguiente:

$$S_{11m} = E_D + \frac{E_R S_{11a}}{1 - E_S S_{11a}} \quad (7.1)$$

Donde  $E_D$  representa el error de directividad,  $E_R$  es el error de la respuesta en frecuencia, y  $E_S$  es el error de adaptación de la fuente.

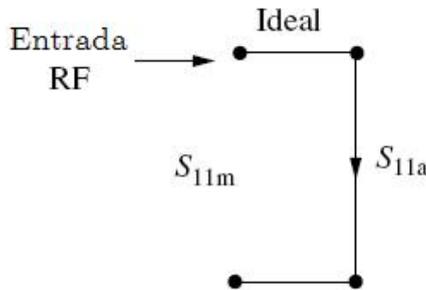


Fig. 7.1. Diagrama de flujo del caso ideal de medida de la reflexión (parámetro  $S_{11}$ ) en el que se observa que el parámetro  $S_{11}$  medido ( $S_{11m}$ ) es igual al parámetro  $S_{11}$  real del dispositivo ( $S_{11a}$ ).

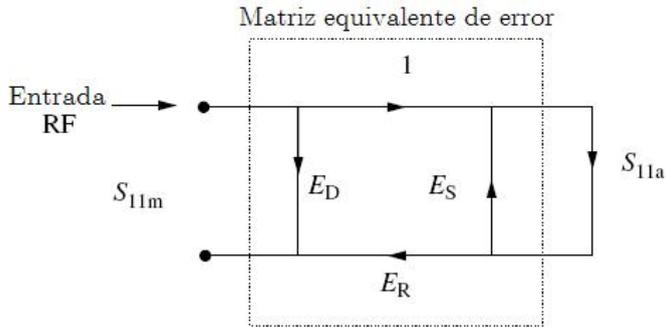


Fig. 7.2. Diagrama de flujo del caso real de medida de la reflexión. En este caso se modelan los errores como una red equivalente de dos puertos.  $E_D$  representa el error de directividad,  $E_R$  es el error de la respuesta en frecuencia, y  $E_S$  es el error de adaptación de la fuente.

Para poder determinar los tres términos de error ( $E_D$ ,  $E_S$  y  $E_R$ ) y así obtener el valor real de la reflexión  $S_{11a}$  a partir de la reflexión medida  $S_{11m}$ , es necesario obtener tres ecuaciones con los términos de error como las tres incógnitas y resolver el sistema resultante. Por esta razón, es necesario realizar medidas de tres estándares o patrones conocidos, es decir, de los que se conozca el valor de  $S_{11a}$ . Debido a que los términos de error son magnitudes complejas, las medidas de la reflexión deben realizarse tanto en módulo como en fase.

En principio, se puede utilizar cualquier patrón de medida para obtener las tres ecuaciones necesarias del proceso de calibración, ya que la única condición que se debe cumplir es que el valor teórico de reflexión ( $S_{11a}$ ) de dichos patrones sea una cantidad conocida. Sin embargo, debido a la naturaleza de los errores que se pretenden corregir, los patrones deben cumplir además que sus medidas de

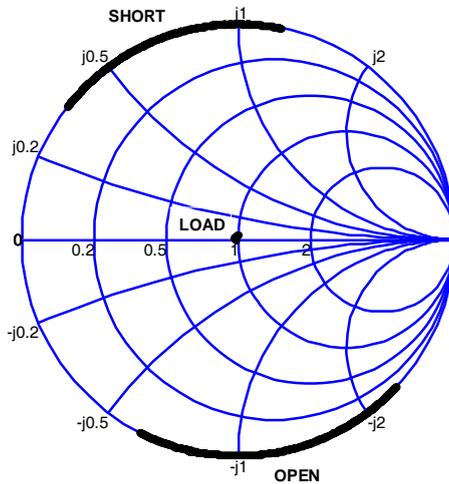


Fig. 7.3. Ejemplo de medida del parámetro  $S_{11}$  de los tres patrones generalmente utilizados para la calibración de un puerto: Corto (Short), abierto (Open) y carga adaptada (Load). Se observa que la reflexión de los tres patrones está distribuida en puntos dispares de la Carta de Smith.

reflexión estén distribuidas por toda la Carta de Smith, es decir, conviene tener tanto patrones reflexivos ( $S_{11a}$  próximo a 1) como absorbentes ( $S_{11a}$  próximo a 0) [Agi02, Wil90]. Por esta razón, se utilizan generalmente como patrones de calibración un corto, un abierto (ambos son altamente reflexivos y con fases opuestas) y una carga adaptada, y la técnica de calibración se denomina OSL (*Open Short and Load*). En la figura 7.3 se muestra un ejemplo de los parámetros  $S_{11}$  medidos de estos tres patrones.

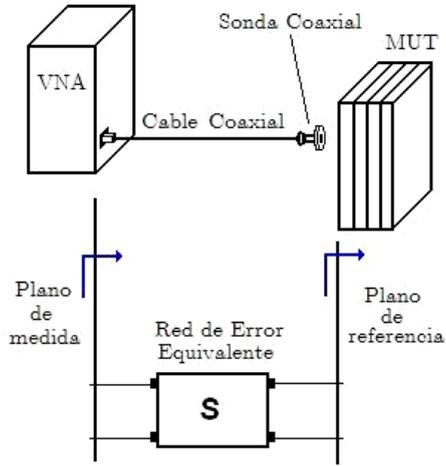
Otra posibilidad es utilizar más de tres patrones en el proceso de calibración. En ese caso, el sistema de ecuaciones que se obtiene es

sobreestimado, ya que hay más ecuaciones que incógnitas, y se debe utilizar un algoritmo como mínimos cuadrados para obtener los parámetros de error [Cox99, Wil90, Wil03]. Esta posibilidad es muy interesante si se van a medir DUTs con comportamientos muy diferentes, ya que los patrones redundantes pueden cubrir las zonas de la Carta de Smith que quedan “libres” entre los tres patrones de calibración iniciales.

Conviene aclarar que también se puede entender el proceso de calibración como un proceso en el que se traslada el plano de medida (es decir, el punto en el que se obtiene el  $S_{11m}$ , que generalmente será el puerto del VNA) hasta el plano de referencia (aquél en el que se tiene el  $S_{11a}$ ). Por tanto, la medida de los patrones de calibración debe realizarse colocándolos en lo que se considere el plano de referencia [Gar07]. De esa forma se corrigen todos los errores entre el plano de medida, y dicho plano de referencia, pero no los que se introduzcan por detrás de éste. Por ello, dependiendo del punto en el que se sitúe el plano de referencia, pueden utilizarse unos patrones de calibración u otros. Un ejemplo de ello es la calibración de la sonda coaxial que se describe a continuación.

### **7.3. CALIBRACIÓN DE LA SONDA COAXIAL**

En el caso particular de la sonda coaxial abierta en un extremo, la configuración de medida y el modelo de error utilizado para la calibración son los mostrados en la figura 7.4.



*Fig. 7.4. Configuración de medida en reflexión con la sonda coaxial y modelo de error (matriz equivalente) para la calibración. Se observa que el plano de medida está situado en el puerto del VNA, mientras que el plano de referencia está situado en la interfaz entre la apertura de la sonda coaxial y el MUT.*

En la figura 7.4 se observa que el plano de medida está situado en el puerto del VNA, mientras que el plano de referencia está colocado en la apertura de la sonda coaxial. De esta forma, es posible obtener los valores teóricos del coeficiente de reflexión ( $S_{11a}$ ) mediante los modelos teóricos de la apertura coaxial [Gan95, Mis90].

La definición de los planos de referencia y medida utilizada en este caso tiene la ventaja de que la calibración corrige todos los errores producidos entre ambos planos, y al incluir la propia sonda coaxial, se corrigen también los errores que la posible desadaptación de la propia sonda pueda introducir en las medidas. Sin embargo,

este método presenta la dificultad de que ya no es posible utilizar los patrones tradicionales de calibración OSL, debido a que el plano de referencia está definido en la propia apertura de la sonda coaxial.

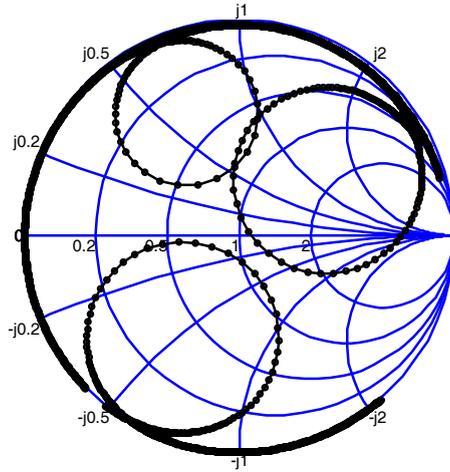
Debido a que es necesaria la utilización de patrones cuya respuesta en el plano de referencia sea totalmente conocida, tanto en magnitud como en fase, se utilizan generalmente un plano metálico (sustituyendo al cortocircuito), el aire (sustituyendo al circuito abierto) y un líquido de propiedades dieléctricas conocidas (a ser posible de elevado factor de pérdidas), por ejemplo el agua (sustituyendo la carga adaptada) [Gan95, Gre93, Mis90]. Con el uso de dichas cargas, se consigue que sus coeficientes de reflexión sigan estando repartidos por la Carta de Smith. Sin embargo, otros autores recomiendan el uso únicamente de un líquido de propiedades conocidas, realizando múltiples medidas con diferentes distancias entre la apertura del coaxial y un plano metálico inmerso en dicho líquido [Gan95]. Otro método de calibración propuesto es una variante de esta técnica, se trata de utilizar una capa dieléctrica (de propiedades conocidas) de un cierto grosor y llevar a cabo múltiples medidas variando la anchura del gap de aire entre el sensor y la capa dieléctrica con un preciso dispositivo mecánico [Gan95]. Hay que tener en cuenta que la muestra utilizada para la calibración mediante esta última técnica debe presentar un cambio apreciable del factor de reflexión al variar el gap de aire.

## **7.4. CALIBRACIÓN CON TRES RESONADORES**

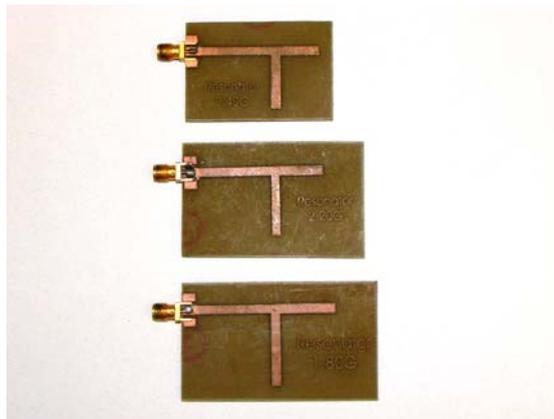
Como ya se ha dicho, la calibración para medidas en reflexión típica es la OSL, que utiliza como patrones un corto, un abierto y una carga adaptada. Estos patrones son generalmente frágiles y caros (un kit de calibración de tres cargas puede costar alrededor de 4000 euros), lo que aumenta considerablemente el coste del sistema de medida. Por esta razón, y dentro de un programa de colaboración con la Universidad Santo Tomás (USTA) en Bucaramanga (Colombia), se ha desarrollado en esta tesis un método de calibración que utiliza unos patrones diferentes a los tradicionales OSL [Gar07]. En concreto, se propone utilizar como patrones una serie de resonadores fabricados en tecnología microstrip, cuya principal ventaja radica en su bajo coste de fabricación, lo que hace de esta posibilidad una atractiva solución para poder obtener un sistema de medida de bajo coste.

Como ya se ha dicho, la ecuación 7.1 permite realizar la calibración de las medidas en reflexión utilizando tres patrones conocidos, con la condición de que sus medidas de reflexión estén repartidas por la Carta de Smith. En la figura 7.5 se muestra el coeficiente de reflexión medido de tres resonadores microstrip. Se puede observar en la figura cómo las respuestas están distribuidas por toda la Carta de Smith, combinando puntos de alta reflectividad con otros puntos de reflectividad muy baja. La clave está en utilizar resonadores cuyas frecuencias de resonancia estén contenidas en el margen de frecuencias considerado.

Los resonadores pueden fabricarse muy fácilmente en tecnología microstrip. En la figura 7.6 se muestra un ejemplo de varios resonadores fabricados en dicha tecnología.



*Fig. 7.5. Medidas del parámetro  $S_{11}$  de los tres resonadores propuestos como patrones de calibración de bajo coste. Se observa que las respuestas están repartidas por la Carta de Smith, combinando puntos de alta y baja reflectividad.*



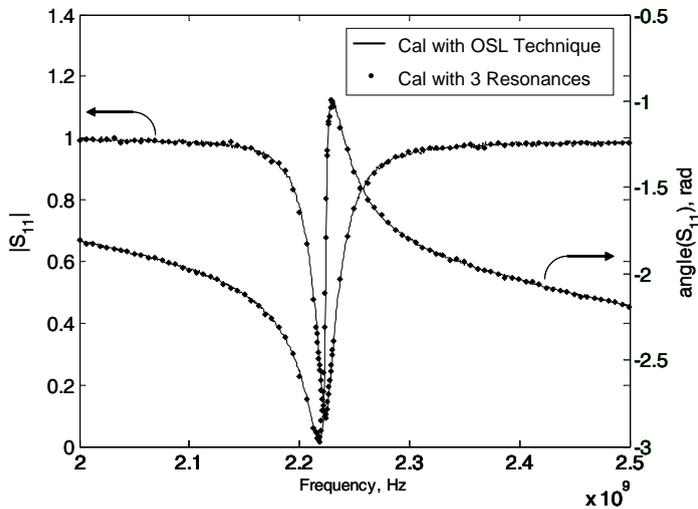
*Fig. 7.6. Ejemplo de resonadores fabricados en tecnología microstrip. La fabricación de este tipo de estructuras es sencilla y barata.*

Aunque se utilizan otros patrones diferentes, el procedimiento de calibración es el mismo que en la técnica OSL, por lo que es necesario disponer del valor teórico de dichos patrones para poder tener el sistema de ecuaciones y determinar así los términos de error. En el estudio realizado, se propone utilizar las medidas de los patrones realizadas tras una previa calibración del VNA como valores de  $S_{11a}$  de los patrones. Esta calibración previa del VNA sí que requiere de los patrones OSL, pero lo importante es que esta caracterización de los patrones puede ser realizada externamente (por ejemplo, en la UPV) y ser utilizada posteriormente (por ejemplo en la USTA) como valores teóricos de la reflexión de los nuevos patrones de bajo coste.

Como ejemplo de aplicación, se muestran las medidas de reflexión realizadas con un VNA (HP8510C) en un rango de frecuencias desde 2 GHz a 2.5 GHz, de un DUT, en este caso, otro

resonador, por combinar puntos de alta y baja reflectividad en dicho margen de frecuencias. La calibración se realizó con los tres resonadores cuyas respuestas aparecen en la figura 7.5. Los parámetros  $S_{11}$  de los tres resonadores no coinciden con el del DUT en ningún punto de frecuencia, es decir, la propia respuesta del DUT no se ha utilizado en ningún punto de frecuencia como un patrón de calibración.

En la figura 7.7 se muestra el resultado de la calibración con los tres resonadores, comparada con la calibración realizada con la técnica OSL. Ambos métodos proporcionan resultados muy similares, tanto en la magnitud como en la fase de las medidas de la reflexión, lo que demuestra la validez del método propuesto.



*Fig. 7.7. Medidas del coeficiente de reflexión de un resonador calibrado con tres resonadores y con los patrones tradicionales OSL. Se observa que ambas opciones proporcionan resultados muy similares tanto en módulo como en fase.*

Como se ha visto, el uso de tres resonadores microstrip como estándares de calibración de bajo coste es una posibilidad que proporciona resultados precisos, al menos en un margen de frecuencias relativamente estrecho. En el caso en que se deseen realizar medidas en un margen de frecuencias más amplio, se propone utilizar varios resonadores más con resonancias repartidas por todo el ancho de banda de interés, y realizar una calibración con más de tres patrones para mantener la precisión.

## Referencias

- [Agi01] Agilent Technologies. *Applying error correction to Network Analyzer measurements*. Application Note AN 1287-3. 2002.
- [Agi02] Agilent Technologies, “Specifying Calibration Standards for the Agilent 8510 Network Analyzer”, Product Note 8510-5a, 2001.
- [Cox99] M.G. Cox, M.P. Dainton, P.M. Harris, N.M. Ridler, P.R. Young, “A generalised treatment of the uncertainty in calibration and measurement of Vector-indicating microwave reflectometers”, *NPL Report CETM 10*, Sept. 1999.
- [Che04] L.F.Chen, C.K.Ong, C.P.Neo, V.V.Varadan, V.K.Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [Eng79] G.F. Engen, “Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six port automatic network analyzer”, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, vol. 27, No. 12, pp. 987-993, Dec. 1979.
- [Eul91a] H.J.Eul, B.Schiek, “A generalized theory and new calibration procedures for Network Analyzer self-calibration”, *IEEE Trans. On Microw. Theor. Tech.*, Vol. 39, No.4, pp.724-731, Apr. 1991.
- [Eul91b] H.J.Eul, B.Schiek, “Reducing the number of calibration standards for Network Analyzer calibration”, *IEEE. Trans. On Instrum and Meas.*, Vol. 40, No. 4, pp.732-736, Aug. 1991.
- [Gan95] S. Ganchev, N. Qaddoumi, “Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 44 N° 6 Dec. 1995.

- [Gar07] B. García-Baños, R. Pérez, J.M. Catalá-Civera, “Reflection measurements calibration with a tunable resonator”, *Iteckne*, Vol. 4 No.1, pp. 47-50, Jul. 2007.
- [Gre93] A. P. Gregory, R.N. Clarke, T.E. Hodgetts, G.T. Symm, “RF and Microwave dielectric measurements upon layered materials using a reflectometric coaxial sensor”, *NPL Report DES 125*, Mar. 1993.
- [Mis90] D. Misra, M. Chhabra, “Noninvasive Electrical Characterization of Materials at Microwave Frequencies using an Open-ended coaxial Line: Test of an improved Calibration Technique” *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 38, N° 1 Jan. 1990.
- [Mor03] A.G. Morgan, N.M. Ridler, M.J. Salter, “Generalized Adaptive Calibration Schemes for Precision RF Vector Network Analyzer Measurements”, *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 52, No. 4, pp. 1266-1272, Aug. 2003.
- [Rol03] I. Rolfes, B. Schiek, “LRR – A self-calibration technique for the calibration of Vector Network Analyzers”, *IEEE Trans. On Instrum and Meas.*, Vol. 52, No. 2, pp. 316-320, Apr. 2003.
- [Wil90] D. Williams, “De-embedding and Unterminating Microwave Fixtures with non-linear least squares”, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, vol. 38, No. 6, pp. 787-791, Jun. 1990.
- [Wil03] D. F. Williams, J.C.M. Wang, U.Arz, “An optimal Vector Network Analyzer calibration algorithm”, *IEEE Trans. On Microw. Theor. Tech.*, Vol. 51, No. 12, pp. 2391-2401, Dec. 2003.

# Capítulo 8

## Aplicaciones de los sensores coaxiales.

---

En este capítulo se resumen los principales resultados obtenidos aplicando los sensores coaxiales desarrollados en diversas aplicaciones. Se muestran las medidas de caracterización de materiales realizadas tanto con sondas coaxiales abiertas como con resonadores coaxiales. También se describe la monitorización de las características de varios materiales, realizadas principalmente con celdas resonantes coaxiales.

Algunas de las aplicaciones mostradas han sido desarrolladas para su aplicación en el laboratorio, mientras que otras han sido diseñadas para su aplicación dentro de algún proceso o cadena de producción. La posibilidad de utilizar las celdas de medida como parte de un proceso industrial, para la monitorización no invasiva y *on line* de alguna característica de interés, hace de estos sensores una solución particularmente interesante para la implementación de nuevas funcionalidades de control en los procesos industriales. La prueba de ello es que las principales aplicaciones desarrolladas en esta tesis y resumidas en este capítulo, han surgido como respuesta a problemas tecnológicos planteados desde la misma industria, y en el

marco de proyectos de investigación solicitados por empresas de diversos sectores, como se verá a lo largo del capítulo.

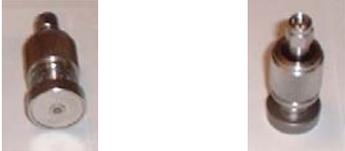
En primer lugar se muestran los resultados obtenidos en la caracterización dieléctrica de una serie de materiales. Se comienza con materiales de referencia, cuyos valores de permitividad han sido determinados por otros autores y pueden contrastarse en la bibliografía. De este modo se realiza la comprobación del buen funcionamiento tanto de las celdas coaxiales diseñadas, como de los modelos teóricos de dichas celdas desarrollados en la tesis.

Posteriormente, se muestran ya aplicaciones concretas de los sensores coaxiales diseñados. Por un lado cabe destacar las aplicaciones destinadas al control de la humedad de determinados materiales mediante la caracterización y monitorización de las propiedades dieléctricas de dichos materiales. Los sensores desarrollados han generado un particular interés en este ámbito de aplicación, debido a su capacidad de monitorizar la humedad de forma continua y en tiempo real, y a su flexibilidad de instalación sin interferir con el proceso industrial.

Por otro lado, destaca la flexibilidad de los sensores coaxiales para ser utilizados en múltiples configuraciones de medida para la caracterización de materiales y la monitorización de procesos, tal y como se muestra en el último apartado.

Debido a la variedad de celdas de medidas utilizadas, se muestra en la Tabla 8.1 las características de las celdas que se han utilizado para realizar las medidas descritas en este capítulo.

Tabla 8.1. Características de las celdas de medida coaxiales.

Fotos		Nombre	Tipo	$a$ (mm)	$b$ (mm)	$\epsilon_{rc}$	$L$ (cm)
		Sonda HP (HP85070B)	Sonda	0.33	1.5	3.01	-
		Sonda 1	Sonda	1.25	4.2	2.1	-
		Cavidad 1	Cavidad	1.25	4.2	2.1	4
		Sonda 2	Sonda	5	16.5	2.1	-
		Cavidad 2	Cavidad	5	16.5	2.1	5
		Cavidad 3	Cavidad	2	7	1	8.5

En las distintas columnas se especifica el tipo de celda (cavidad coaxial o sonda coaxial), así como los radios de los conductores interior y exterior ( $a$  y  $b$  respectivamente), el valor de permitividad del dieléctrico de relleno del coaxial ( $\epsilon_{rc}$ ), y en el caso de los resonadores, la longitud de la celda ( $L$ ).

## **8.1. CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES**

### **MEDIDAS DE MATERIALES DE REFERENCIA**

Para poder comprobar la validez de los métodos desarrollados para la caracterización de las celdas coaxiales, se realizaron una serie de medidas de diversos materiales, comparando los resultados obtenidos con los que aparecen en la bibliografía o los proporcionados por los fabricantes. En la Tabla 8.2 se muestran los resultados de permitividad obtenidos con la cavidad coaxial 3 para diferentes materiales.

Tabla 8.2. Medidas de permitividad de materiales.

MUT	<i>Medidas</i>			<i>Referencias</i>			
	$\epsilon'_r$	$\epsilon''_r$	$F(GHz)$	$\epsilon'_r$	$\epsilon''_r$	$F(GHz)$	<i>Ref.</i>
Agua (20-22°C)	77.86	6.887	1.66	77.95	6.298	1.66	[Bla97]
Aire	1.0009	0.0008	2.55	1.0005	-	-	[RF01]
Aceite Mineral	2.6	0.12	2.45	2.7	-	-	[RF01]
Ácido oleico	2.8	0.14	2.45	2.5	0.15	2	[Asi01]
PVC	2.83	0.0138	2.5	2.85	0.05	2	(1)
FR4	4.98	0.154	2.39	4.2-4.9	0.014	0.1	[RF01]
Madera Pino	2.26-2.31	0.23-0.28	2.49	2-2.6	-	-	[Asi01]
PTFE	2.03-2.05	0.0003	3	2.03	0.0001	-	[Ast01]-[Kom03]
Plexiglass	2.46	0.0641	2.48	2.2-3.4	-	-	[RF01]
Rohacell	1.15	0.011	2.53	1.1	-	-	[Pat01]
Styrofoam	1.13	0.00047	2.53	1.03	0.000103	10	[Mic01]
Polietileno	2.24	0.0018	2.49	2.2	0.004	2.45	[Asi01]
Nylon	2.68	0.0223	2.46	2.4	0.02	-	[Mic01]

(1) Medidas realizadas por M. Janezic con equipos del NIST (celda de medida en transmisión).

En la Tabla 8.2 se puede apreciar la validez de los métodos de caracterización desarrollados, así como la dificultad para obtener referencias de valores estándares de permitividad de diferentes materiales, ya que es muy difícil encontrar materiales cuyas propiedades se mantengan constantes en todos los lotes de fabricación, y que puedan servir de referencia para realizar este tipo de comprobaciones [NPL03, Afs80, Gan95, Gre01]. Sin embargo, se puede decir que existen materiales como el PVC o el PTFE, cuyas propiedades se pueden considerar como constantes independientemente de la muestra, y que por tanto han sido utilizadas por numerosos autores para la validación de métodos de medida de propiedades dieléctricas. Cabe destacar que para estos materiales, se ha obtenido una precisión muy buena en los resultados.

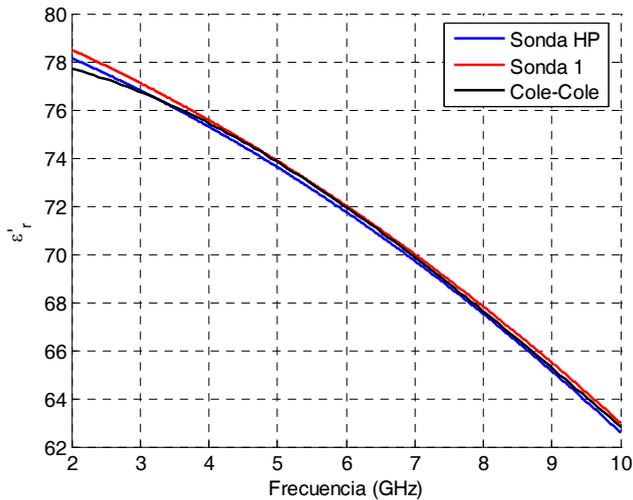
Para comprobar el comportamiento de las sondas coaxiales para la caracterización de materiales en un cierto ancho de banda, se realizaron medidas de la permitividad de diversos materiales, incluyendo líquidos. De nuevo, debido a la dificultad de encontrar estándares para la medida de permitividad de diferentes materiales, se ha optado por comparar los resultados obtenidos con una de las sondas diseñadas en esta tesis (sonda coaxial 1) con los resultados proporcionados por una sonda coaxial de propósito general proporcionada por HP (sonda HP). En las figuras 8.1-8.9 se muestran los resultados de dichas medidas de permitividad.

En las figuras 8.1 y 8.2 se muestran las medidas de la constante dieléctrica y del factor de pérdidas del agua a 20°C. En este caso, se pueden comparar las medidas con el modelo Cole-Cole

proporcionado en [Bla97] que permite obtener la permitividad del agua destilada a esa temperatura en función de la frecuencia, utilizando la siguiente expresión:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (j2\pi f \tau)^{1-\alpha}} \quad (8.1)$$

Con  $\varepsilon_\infty = 5.2$ ,  $\varepsilon_s = 78.5$ ,  $\tau = 8.3 \cdot 10^{-12}$ , y  $\alpha = 0$  [Bla97]. Cabe decir que diversos autores han proporcionado diferentes aproximaciones para la permitividad del agua en función de la frecuencia [Hip88, Mal56, Nys92, NBS58], pero todos ellos proporcionan resultados similares.



*Fig. 8.1. Constante dieléctrica del agua entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP. Comparación con el modelo teórico (Cole-Cole) obtenido en [Bla97].*

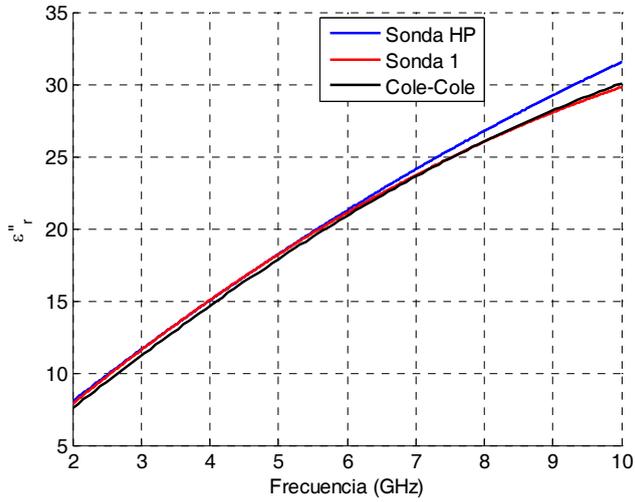


Fig. 8.2. Factor de pérdidas del agua entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP. Comparación con el modelo teórico (Cole-Cole) obtenido en [Bla97].

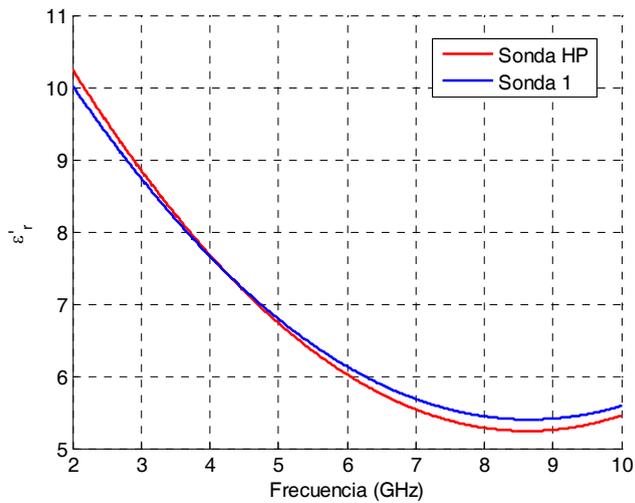


Fig. 8.3. Constante dieléctrica del alcohol entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

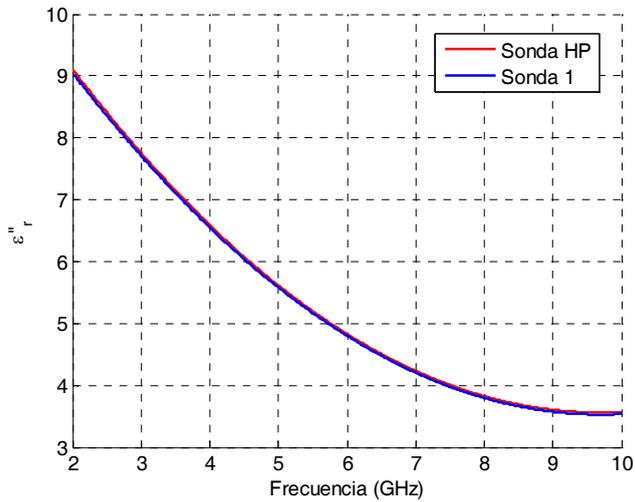


Fig. 8.4. Factor de pérdidas del alcohol entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

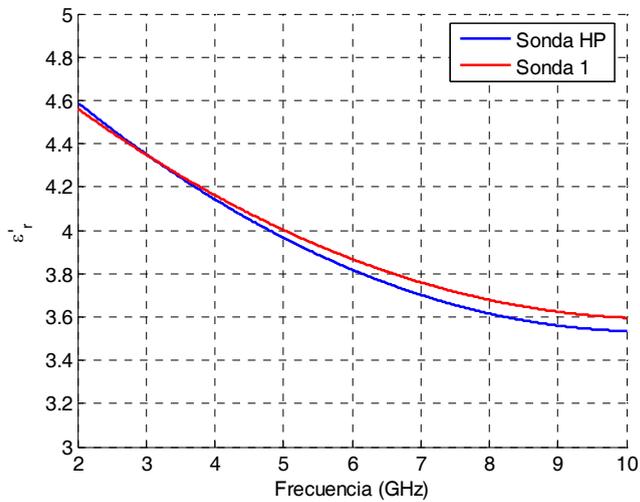


Fig. 8.5. Constante dieléctrica del propanol entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

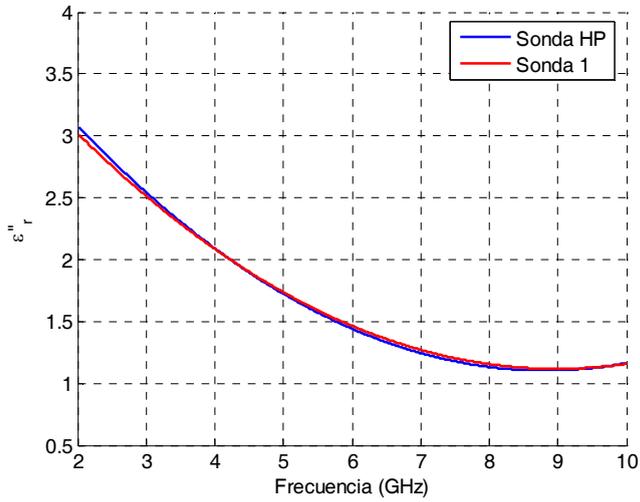


Fig. 8.6. Factor de pérdidas del propanol entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

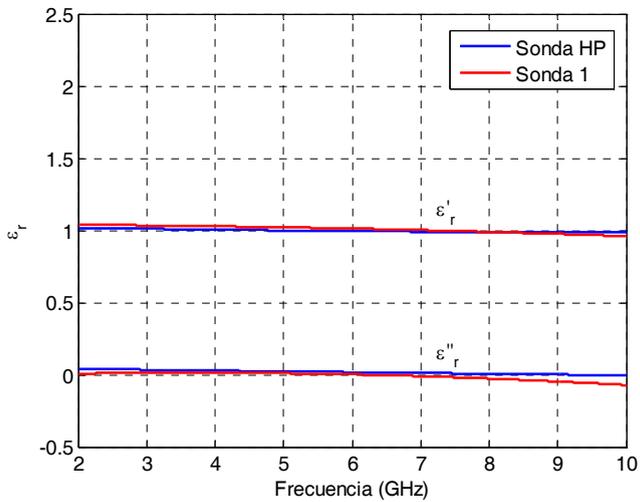


Fig. 8.7. Constante dieléctrica y factor de pérdidas del aire entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

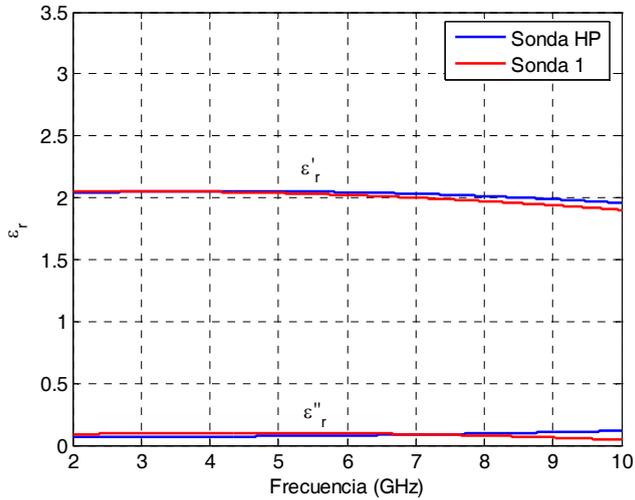


Fig. 8.8. Constante dieléctrica y factor de pérdidas del PTFE entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

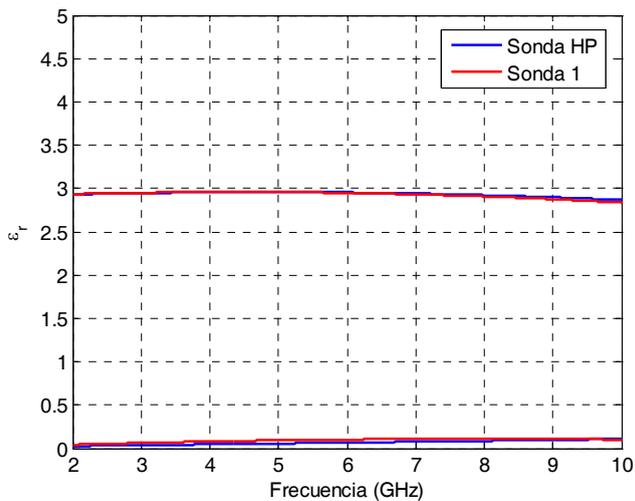
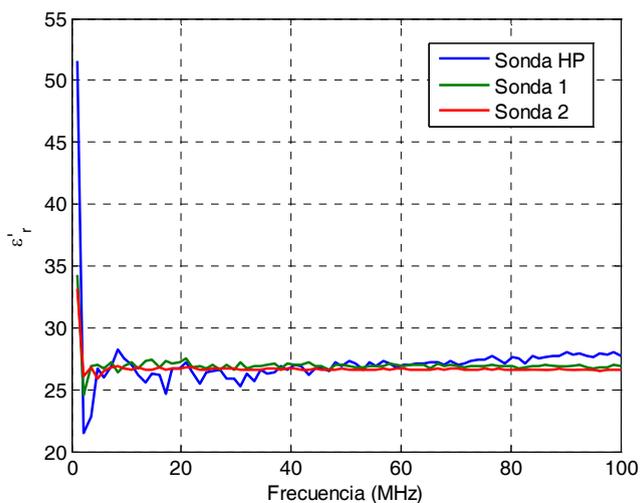


Fig. 8.9. Constante dieléctrica y factor de pérdidas del PTFE entre 2 y 10 GHz. Medidas realizadas con la sonda coaxial 1 y con la sonda coaxial de HP.

**MEDIDAS A BAJA FRECUENCIA (1-100 MHz)**

Para demostrar la capacidad de caracterización en un gran ancho de banda de las sondas coaxiales, se realizó también una caracterización dieléctrica (en este caso de alcohol) en un rango de frecuencias más bajas, desde 1 MHz hasta 100 MHz, realizando de nuevo una comparación entre los resultados de las sondas 1 y 2 diseñadas en la tesis con los proporcionados por la sonda de HP. Los resultados aparecen en las figuras 8.10 y 8.11.



*Fig. 8.10. Constante dieléctrica del alcohol desde 1 hasta 100 MHz. Comparación de las medidas obtenidas con tres sondas coaxiales de diferente tamaño. Se puede observar que al tratarse de medidas a frecuencias relativamente bajas, la incertidumbre en las medidas disminuye para la sonda de mayor tamaño (Sonda 2).*

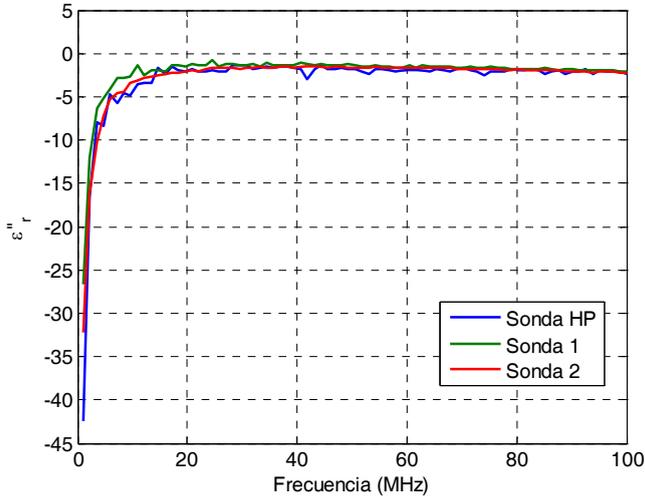


Fig. 8.11. Factor de pérdidas del alcohol desde 1 hasta 100 MHz. Comparación de las medidas obtenidas con tres sondas coaxiales de diferente tamaño. Se puede observar que al tratarse de medidas a frecuencias relativamente bajas, la incertidumbre en las medidas disminuye para la sonda de mayor tamaño (Sonda 2).

En los resultados se observa que la mayor incertidumbre se obtiene para las medidas realizadas con la sonda de HP, que es la de menor tamaño, mientras que esta incertidumbre es mucho menor en las medidas realizadas con la sonda 2, que es la de mayor tamaño. Este hecho concuerda con lo estudiado en el capítulo 4, en el que se optimizaba la sensibilidad de las sondas coaxiales. En efecto, en el capítulo 4 se vió que obtenido un determinado valor de  $\alpha$  óptimo, que proporcionaba la máxima sensibilidad de la sonda diseñada, el producto del radio del conductor interior por la frecuencia de medida era constante. Por tanto, si se desea realizar medidas a bajas frecuencias (como es este caso), ello nos llevaría a elegir sondas de

mayor tamaño (radio  $a$  grande), para que el producto  $af$  se mantuviese constante. Por esa razón la sonda coaxial de mayor tamaño (Sonda 2) es la que proporciona una medida con menor incertidumbre que las otras dos.

## CARACTERIZACIÓN DE MEZCLAS LÍQUIDAS

Mediante las sondas coaxiales abiertas, se ha visto cómo es posible caracterizar materiales en un cierto ancho de banda, de forma precisa. Además, este tipo de sondas está especialmente indicado para caracterizar líquidos, ya que éstos no presentan problemas de contacto con la superficie de la sonda (siempre y cuando se evite la formación de burbujas de aire en la apertura de la sonda) [NPL03].

Por otra parte, las mezclas líquidas son utilizadas en determinadas ocasiones para obtener materiales con un rango de valores de permitividad que varían entre los valores de cada uno de los componentes líquidos utilizados [Smi90]. Por ello, es interesante obtener con precisión la caracterización dieléctrica de dichas mezclas líquidas.

En las figuras 8.12 y 8.13 se muestran las medidas realizadas con la sonda coaxial 1 de las mezclas de agua destilada y glicerina entre 1 y 4 GHz. Las mezclas se realizaron variando la proporción volumétrica de los dos componentes como  $XG YH$ , es decir,  $X$  partes volumétricas de glicerina (G) con  $Y$  partes volumétricas de agua (H). Todas las muestras se prepararon de 100 mL. Por esta razón, aparece un pequeño rizado en las medidas, que se debe principalmente a que, al tratarse de muestras pequeñas, la energía de microondas que

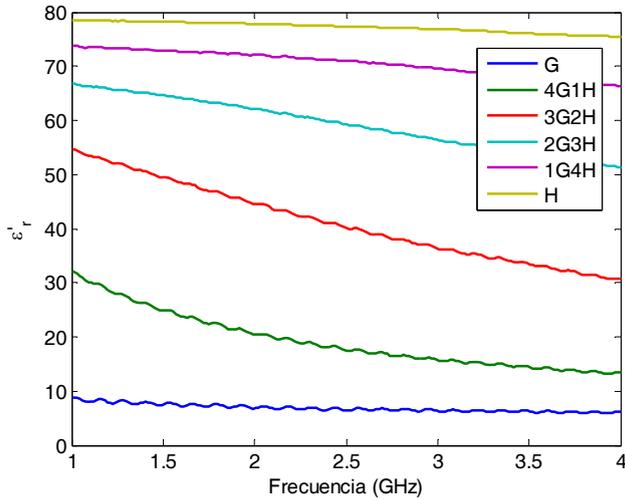


Fig. 8.12. Constante dieléctrica de las mezclas de glicerina (G) y agua (H) entre 1 y 4 GHz realizadas con la Sonda coaxial 1. Las proporciones volumétricas se indican como XGYH, donde X es el número de partes volumétricas de glicerina, e Y es el número de partes de agua.

emerge de la sonda coaxial no queda enteramente contenida en el interior de las muestras, sino que parte de ella llega a los bordes (al contenedor de la muestra) y se refleja de nuevo hacia la fuente. Sin embargo, es posible observar claramente cómo las propiedades dieléctricas varían adecuadamente a medida que se modifican las proporciones volumétricas de la mezcla líquida.

En las figuras 8.14 y 8.15 se muestran las medidas realizadas con la sonda coaxial 1 de las mezclas de agua destilada y alcohol entre 1 y 4 GHz. Las mezclas se realizaron variando la proporción volumétrica de los dos componentes como XAYH, es decir, X partes volumétricas de alcohol (A) con Y partes volumétricas de agua (H).

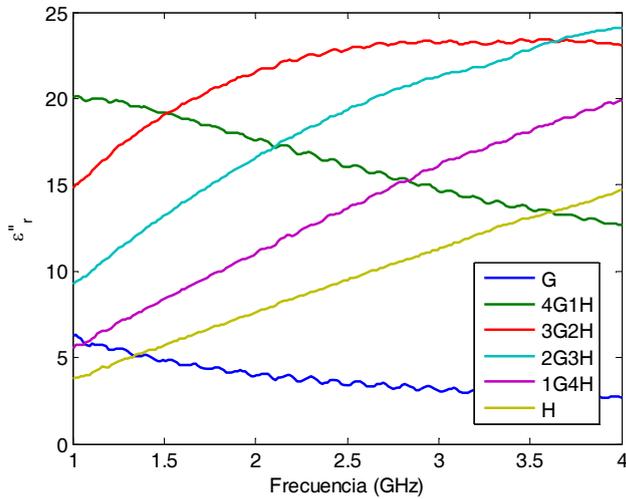


Fig. 8.13. Factor de pérdidas de las mezclas de glicerina (G) y agua (H) realizadas con la Sonda coaxial 1. Las proporciones se indican como XGYH, donde X es el número de partes volumétricas de glicerina, e Y es el número de partes de agua.

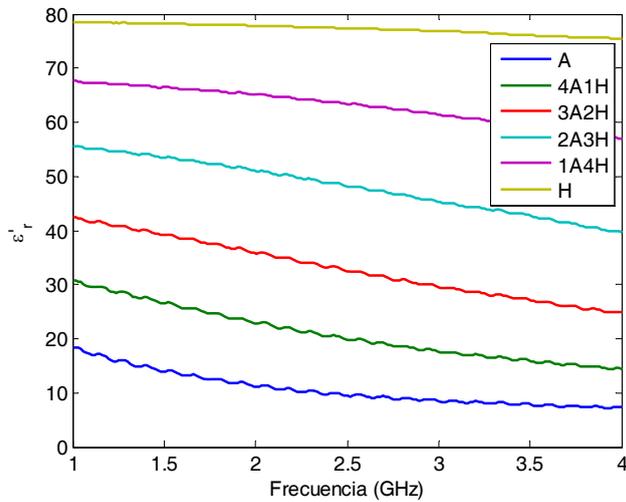


Fig. 8.14. Constante dieléctrica de las mezclas de alcohol (A) y agua (H) entre 1 y 4 GHz realizadas con la Sonda coaxial 1. Las proporciones volumétricas se indican como XAYH, donde X es el número de partes volumétricas de alcohol, e Y es el número de partes de agua.

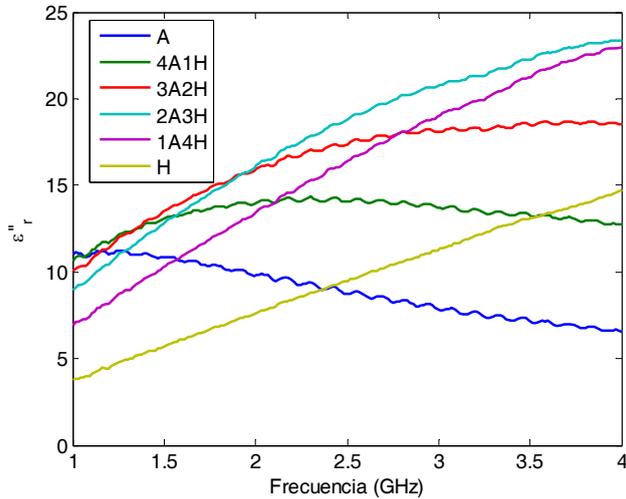


Fig. 8.15. Factor de pérdidas de las mezclas de alcohol (A) y agua (H) entre 1 y 4 GHz realizadas con la Sonda coaxial 1. Las proporciones volumétricas se indican como XAYH, donde X es el número de partes volumétricas de alcohol, e Y es el número de partes de agua.

## CARACTERIZACIÓN DE EMULSIONES AGUA/ACEITE

Las emulsiones agua en aceite (w/o) están presentes durante y al final de la producción de diferentes tipos de industrias, tales como refinerías de petróleo, plantas químicas, farmacéuticas, etc. Por ello, hay numerosas aplicaciones de calentamiento por microondas para tratar o separar este tipo de emulsiones [Cla83, Per06]. Sin embargo, la mayoría de los estudios sobre las propiedades dieléctricas de emulsiones se han realizado, por razones económicas, a frecuencias relativamente bajas (0.1 a 100 MHz), a las que ocurren fenómenos de relajación debidos a la polarización interfacial que dificultan la

correcta caracterización dieléctrica de este tipo de mezclas [Cla83, Per06].

Por ello, se realizó una caracterización de las emulsiones mediante una sonda coaxial (sonda 2), en un margen de frecuencias de trabajo en la región de microondas de 1–4 GHz (lejana a los mecanismos de polarización interfacial), y que incluye la frecuencia estándar de calentamiento (2.45 GHz) utilizada en numerosas aplicaciones de tratamiento y separación de emulsiones.

Por otra parte, las investigaciones realizadas hasta el momento hacen comparaciones entre emulsiones w/o (agua en aceite) y o/w (aceite en agua), pero no entre emulsiones de un mismo tipo. En este trabajo se compararon por primera vez dos emulsiones w/o, con dos tipos de aceites diferentes: el primero con características polares (aceite vegetal: ácido oleico) y el segundo con comportamiento apolar (aceite mineral: SAE 40).

De la caracterización dieléctrica realizada, se pudo demostrar la posibilidad de utilizar las propiedades dieléctricas para la determinación simultánea del tipo de emulsión y del contenido de agua. Este trabajo fue publicado en [Per06], y ha sido objeto de estudio en otra tesis.

En la figura 8.16 se muestran como ejemplo las micrografías de dos de las emulsiones estudiadas realizadas con el microscopio de barrido electrónico Cryo-SEM, realizadas con aceite vegetal, y con diferentes proporciones de agua y aceite.

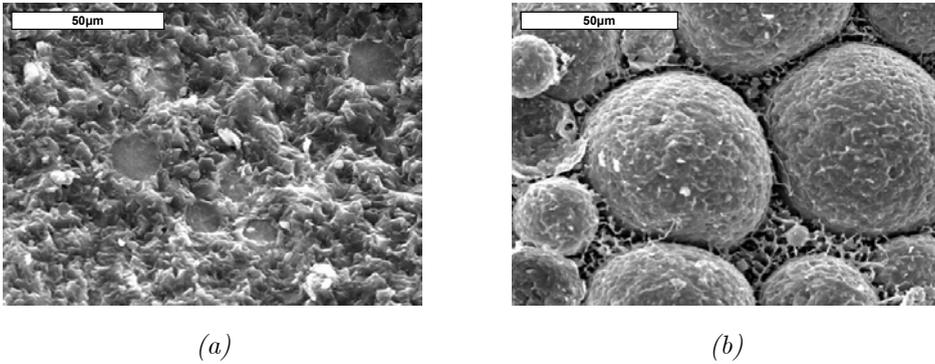


Fig. 8.16. Micrografía de dos de las emulsiones w/o (agua en aceite) estudiadas. A) Emulsión de agua en aceite vegetal con 15% de volumen de agua. B) Emulsión de agua en aceite vegetal con 50% de volumen de agua.

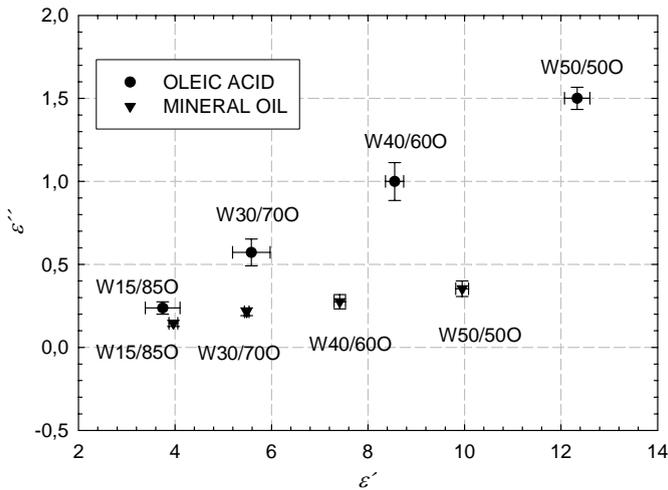


Fig. 8.17. Diagrama Cole-Cole de los dos tipos de emulsiones (con aceite vegetal – ácido oleico- y mineral), para muestras de diferentes proporciones volumétricas de aceite (O) y agua (W). Las proporciones se indican como WX/YO, donde X es la proporción de agua e Y es la proporción de aceite.

La diferente estructura molecular de los distintos tipos de emulsiones estudiadas queda reflejada en los valores de las propiedades dieléctricas obtenidos, tal y como se muestra en la figura 8.17. En ella se observa el diagrama Cole-Cole de las emulsiones realizadas con los dos tipos de aceite, vegetal y mineral, para muestras con diferentes proporciones volumétricas de aceite y agua. Las proporciones se indican como WX/YO, donde X es la proporción de agua (W) e Y es la proporción de aceite (O).

La figura 8.17 permite observar las diferencias entre las propiedades de las emulsiones realizadas con aceite vegetal (de carácter polar, con mayores pérdidas y constante dieléctrica) y las realizadas con aceite mineral (de carácter apolar). Por otra parte queda reflejada la clara influencia que la cantidad de agua de la emulsión tiene en las propiedades dieléctricas. Se demuestra, por tanto, la posibilidad de utilizar dichas propiedades para la determinación del tipo de emulsión y del porcentaje de agua.

## **8.2. SENSORES PARA APLICACIONES DE CONTROL DE HUMEDAD**

Conocer el contenido de humedad de un determinado material tiene un enorme valor económico en la fabricación y el procesado de materiales. Dicha información es útil para determinar el valor de las materias primas, para realizar el diseño de los equipos, para controlar el proceso y para realizar controles de calidad de los productos. Así, la determinación de humedad es crucial en agricultura, en las

industrias madereras, en el procesado de alimentos y medicamentos, en la evaluación de materiales compuestos, etc.

Los métodos tradicionales de determinación de humedad requieren lentos procesos de secado de los materiales que son laboriosos e inaplicables en aplicaciones continuas. Por otro lado, existen métodos más rápidos como los sensores por infrarrojos (IR), que proporcionan una medida de la humedad superficial del material de forma no destructiva.

Los sensores de microondas proporcionan una solución muy interesante a este tipo de aplicaciones, ya que proporcionan una medida de la humedad existente en todo un volumen del material (no sólo en la superficie), lo que es particularmente importante cuando existen gradientes de humedad en el interior del material. Además, los sensores de microondas no necesitan estar en contacto con el material, lo que permite realizar medidas sin interferir el proceso, con una mayor flexibilidad logística y de instalación. Además, se trata de equipos robustos que no se ven apenas afectados por las condiciones ambientales (polvo, luz ambiental, vibraciones), que sí afectan a otro tipo de sensores en entornos industriales.

Por todo ello, se ha comprobado el interés por este tipo de sensores de microondas para su aplicación en determinados procesos que se verán a continuación. En todos ellos, el contenido de humedad (*moisture*,  $M$ ) se ha determinado en base húmeda, utilizando la siguiente expresión:

$$M(\%) = 100 \frac{m_W}{m_W + m_D} \quad (8.2)$$

Donde  $m_w$  es la masa de agua, y  $m_D$  es la masa del material seco.

## **SENSOR PARA MATERIALES ESPOLVOREADOS I**

Para poder estudiar las posibilidades de los sensores coaxiales para la determinación del contenido de humedad de materiales espolvoreados, se hizo un estudio con un material de referencia como es la arena de cuarzo. En primer lugar se realizó el diseño de las dimensiones del sensor coaxial siguiendo el método descrito en el capítulo 4, obteniendo un sensor optimizado con las dimensiones de la cavidad coaxial 1. Posteriormente, se realizaron medidas con la cavidad coaxial 1 de las propiedades dieléctricas de muestras de arena de cuarzo con diferentes contenidos de humedad entre el 0% y el 5% (colocando la cavidad en contacto con el material). No se consideraron de interés contenidos de humedad superiores al 5%, ya que se observaba la saturación del material. En la figura 8.18 se muestran algunas de las resonancias obtenidas con dicha cavidad para las diferentes muestras, y en la figura 8.19 se muestra la variación de la frecuencia de resonancia en función del contenido de humedad del material.

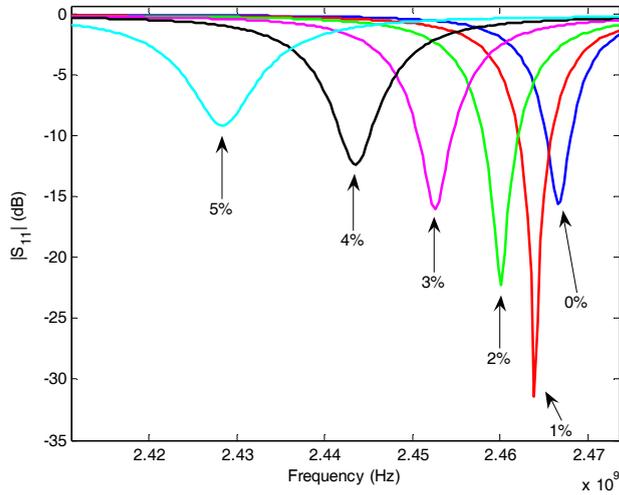
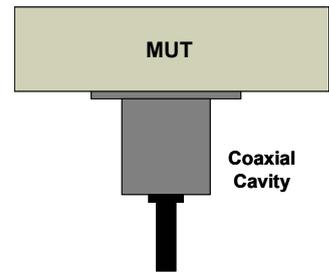
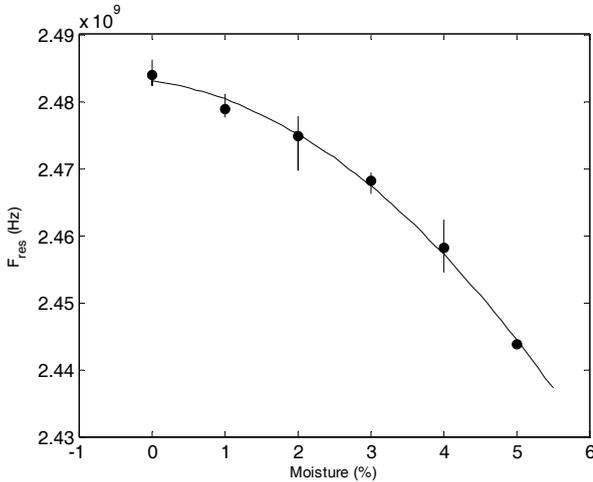


Fig. 8.18. Medidas de arena de cuarzo con diferentes contenidos de humedad (%) realizadas con la cavidad coaxial 1 en contacto directo con el material.



a)

b)

Fig. 8.19. Variación de la frecuencia de resonancia de la cavidad coaxial 1 en función de la humedad de la arena de cuarzo (%). Medidas realizadas con contacto directo entre la cavidad y el material.

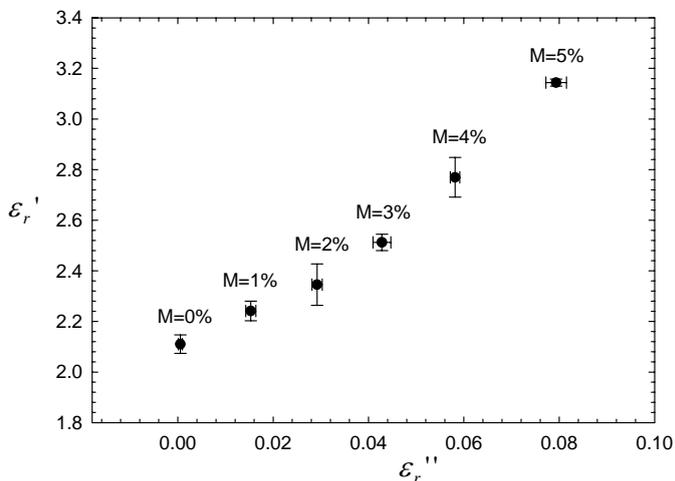
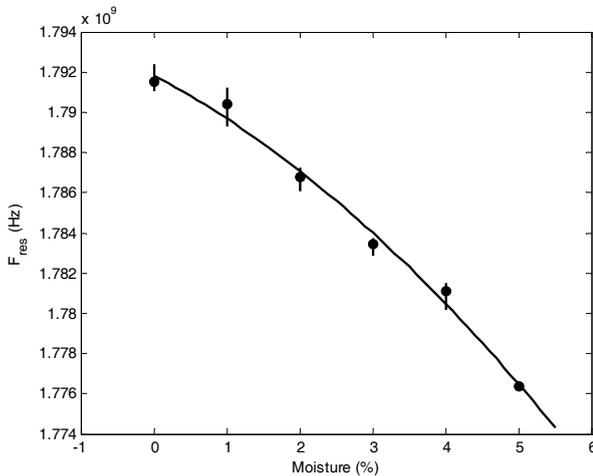


Fig. 8.20. Diagrama Cole-Cole de las muestras de arena de cuarzo en función de la humedad (%). Medidas realizadas con la cavidad coaxial 1 en contacto directo con el material.

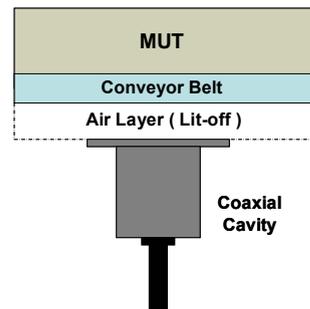
A partir de las medidas mostradas en la figura 8.18, se obtuvieron las propiedades dieléctricas de la arena de cuarzo en función del contenido de agua. Dichos resultados aparecen en el diagrama Cole-Cole de la figura 8.20.

Para simular una aplicación real, en la que el material se mueve sobre una cinta transportadora y el sensor se coloca a una cierta distancia de ellos, se realizaron medidas para comprobar la capacidad del sensor de proporcionar cambios en su respuesta en función del contenido de humedad del cuarzo. El hecho de separar el material de la superficie del sensor hace que se requiera de una mayor penetración del campo eléctrico, por lo que el diseño del sensor cambia, siendo en este caso más óptima la cavidad coaxial 2.

En la figura 8.21 se muestran los resultados obtenidos con la cavidad coaxial 2 midiendo una capa de aire de 1 mm, una capa de un material plástico para simular la cinta transportadora (0.42 mm de grosor) y el cuarzo con diferentes porcentajes de humedad. En la figura 8.22 se muestran los resultados obtenidos con la cavidad coaxial 1 midiendo una capa de aire de 0.5 mm, una capa de un material plástico de 0.35 mm de grosor y el cuarzo con diferentes porcentajes de humedad. En ambas figuras se comprueba la viabilidad de poder detectar con precisión el nivel de humedad de la arena de cuarzo, a pesar de no haber contacto directo entre el sensor y el material.



a)



b)

Fig. 8.21. Variación de la frecuencia de resonancia de la cavidad coaxial 2 en función de la humedad de la arena de cuarzo (%). Medidas realizadas con una capa de aire de 1mm, una capa de material plástico de 0.42 mm, y el cuarzo con diferentes porcentajes de humedad (0-5%).

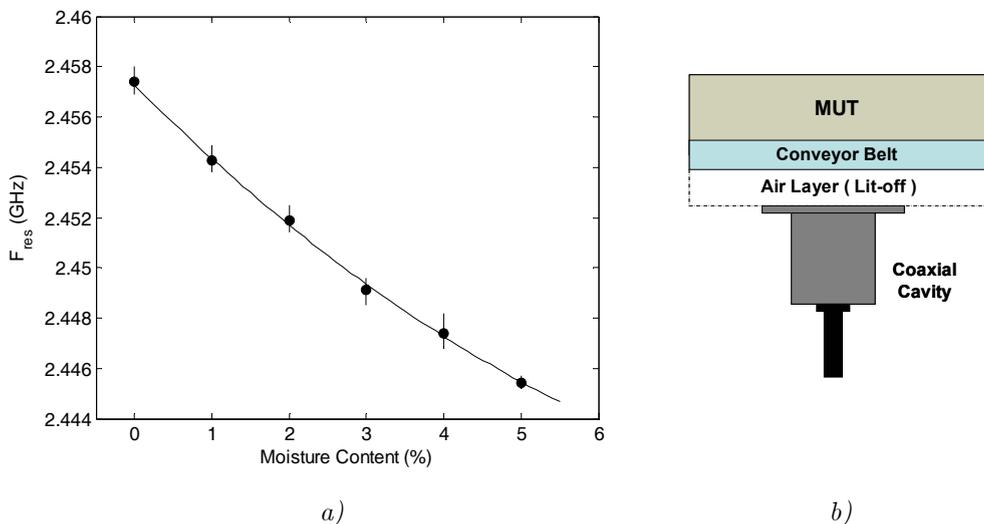
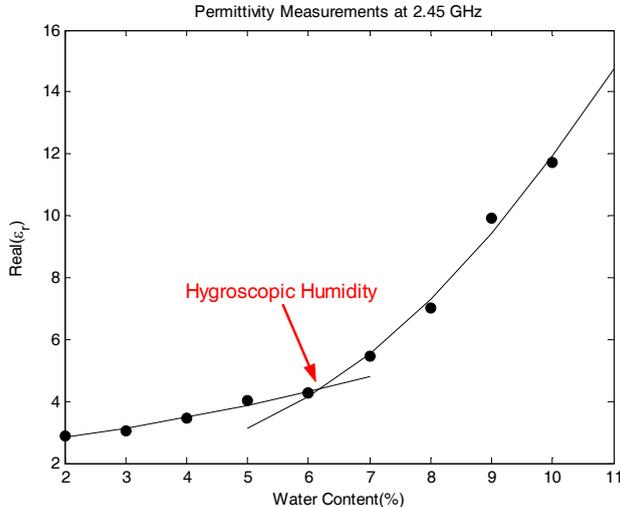


Fig. 8.22. Variación de la frecuencia de resonancia de la cavidad coaxial 1 en función de la humedad de la arena de cuarzo (%). Medidas realizadas con una capa de aire de 0.5mm, una capa de material plástico de 0.35 mm, y el cuarzo con diferentes porcentajes de humedad (0-5%).

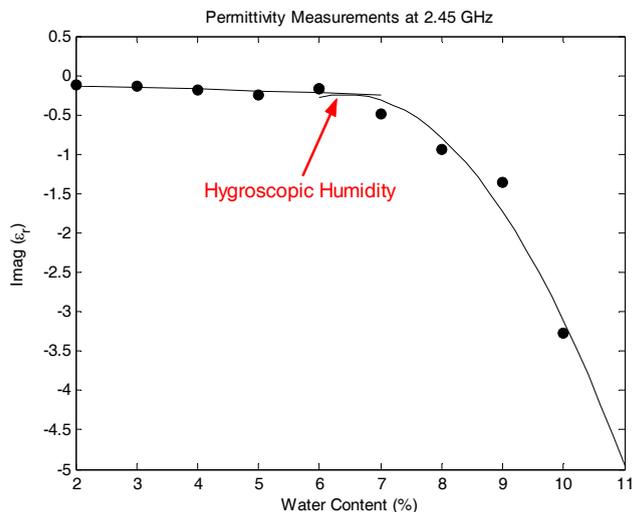
## SENSOR PARA MATERIALES ESPOLVOREADOS II

En este apartado se resume un ejemplo de aplicación de los sensores coaxiales a la monitorización del contenido de humedad de un material espolvoreado, con unas características muy similares a las de la arena de cuarzo estudiado como referencia. En primer lugar se realizó el diseño de las dimensiones del sensor coaxial siguiendo el método descrito en el capítulo 4, obteniendo un sensor optimizado con las dimensiones de la cavidad coaxial 1. En las figuras 8.23 y 8.24 se muestran las propiedades dieléctricas de dicho material en función de la humedad, obtenidas con dicha cavidad. En ellas se pueden

observar dos zonas diferenciadas, relacionadas con la forma en que el agua enlaza con la estructura interna del material. Para contenidos de humedad pequeños, el agua enlaza fuertemente con las moléculas de la estructura, mientras que para contenidos de humedad mayores, el agua cada vez se enlaza más débilmente, hasta que el material se satura y el agua queda libre. El cambio de comportamiento se produce en un cierto valor del contenido de humedad, que es característico de cada material, y que se suele denominar valor de humedad higroscópica por estar relacionado con el valor de humedad alcanzado por el material en condición de equilibrio. Por otra parte, se observa que a partir del valor de saturación del material (alrededor del 8%), la dispersión de las medidas aumenta debido a la acumulación del agua en ciertas zonas del material.



*Fig. 8.23. Constante dieléctrica del material estudiado en función del contenido de humedad. Medidas realizadas con la cavidad coaxial 2. Se observa un cambio de pendiente en el punto de humedad higroscópica en el que el agua deja de estar ligada a la estructura molecular del material.*



*Fig. 8.24. Factor de pérdidas del material estudiado en función del contenido de humedad. Medidas realizadas con la cavidad coaxial 2. Se observa un cambio de pendiente en el punto de humedad higroscópica en el que el agua deja de estar ligada a la estructura molecular del material.*

Después de estudiar las propiedades del material estudiado se realizó el diseño de la cavidad coaxial para realizar la monitorización in situ del material en el entorno industrial. De nuevo se aplicó el procedimiento de diseño descrito en el capítulo 4, y se diseñó un sensor optimizado con las dimensiones de la cavidad 2. Posteriormente se comprobó que el sensor diseñado detectaba correctamente las variaciones de humedad con una configuración con cinta transportadora similar a la estudiada en el caso de la arena de cuarzo. La respuesta obtenida con la cavidad 2, con una capa de aire de 1 mm, la cinta transportadora (0.42 mm) y el material, se muestran en la figura 8.25.

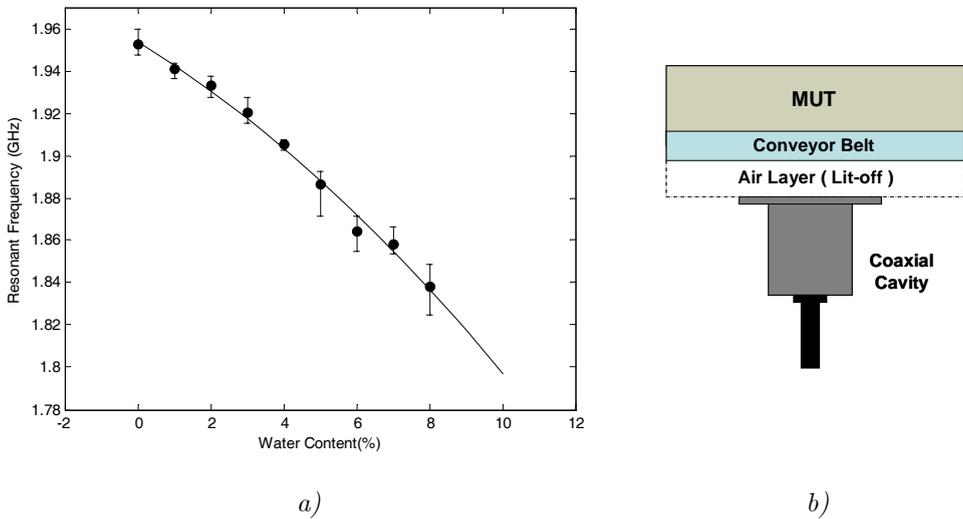


Fig. 8.25. Variación de la frecuencia de resonancia de la cavidad coaxial 2 en función de la humedad del material (%). Medidas realizadas con una capa de aire de 1mm, una capa de material plástico de 0.42 mm, y el material con diferentes porcentajes de humedad (0-8%).

En la figura 8.26 se muestra el sensor coaxial diseñado, así como la configuración de medida elegida para realizar la monitorización in situ del material, y ejemplos de las pruebas realizadas para verificar el funcionamiento antes de la implantación en el entorno industrial final. Se observa que el sensor coaxial está colocado sobre un soporte de PTFE colocado por debajo de la cinta transportadora que lleva el material.



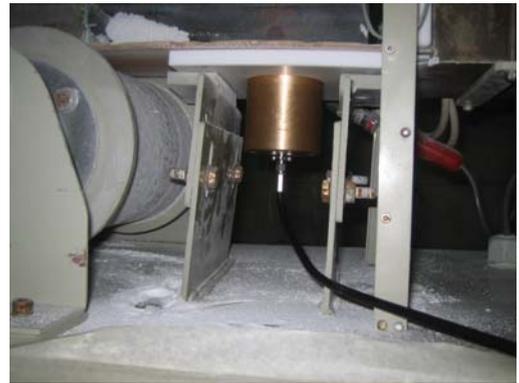
a)



b)



c)



d)

*Fig. 8.26. Ejemplo de utilización del sensor coaxial diseñado para la monitorización continua del contenido de humedad del material considerado. A),b) detalles de la configuración de medida con un soporte de PTFE para colocar el sensor. C),d) Colocación del sensor para la realización de pruebas en movimiento antes de la instalación final.*

## SENSOR PARA MATERIALES GRANULARES

Otro de los campos de aplicación de los sensores de humedad con microondas es el de los productos alimenticios. En ese sentido, la empresa Nestlé solicitó el diseño de un sensor y la medida de las propiedades dieléctricas en función del contenido de humedad de varios tipos de alimentos para perros, con formato granular de tamaño variable.

En la figura 8.27 se muestra la sonda coaxial 2, con la que se realizaron las medidas, así como la configuración de medida utilizada con un soporte cilíndrico para colocar las muestras en contacto con el sensor. En las figuras 8.28-8.32 se muestran los diferentes tipos de alimentos estudiados, así como la variación de sus propiedades dieléctricas obtenida a 3GHz con la sonda coaxial 2.



a)



b)

*Fig. 8.27. a) Sonda coaxial 2 utilizada para las medidas de los alimentos. b) Configuración de medida de los alimentos, con soporte cilíndrico para colocar los alimentos en contacto con el sensor.*

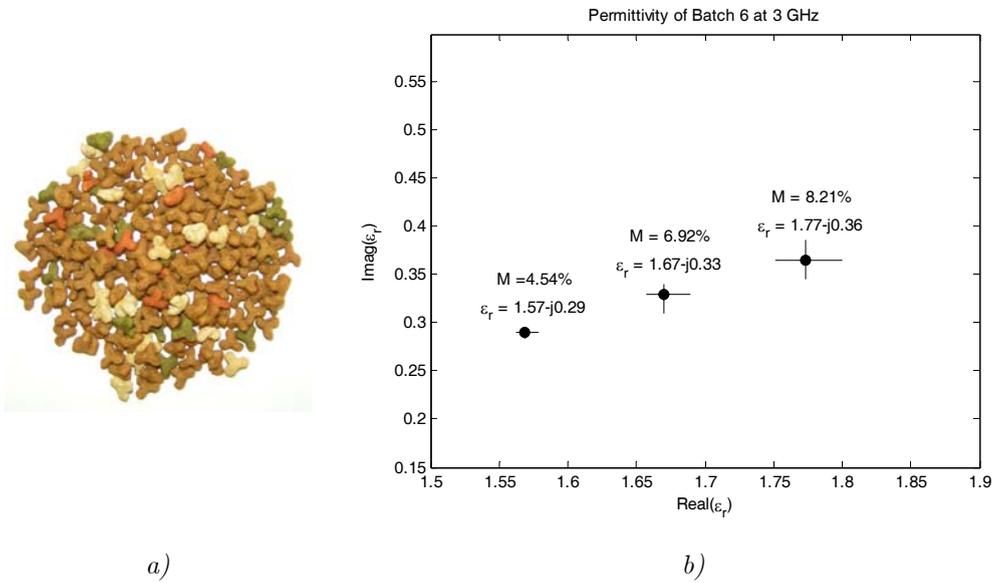


Fig. 8.28. a) Aspecto del lote de alimentos N°6, b) Diagrama Cole-Cole del material con diferentes contenidos de humedad a una frecuencia de 3 GHz.

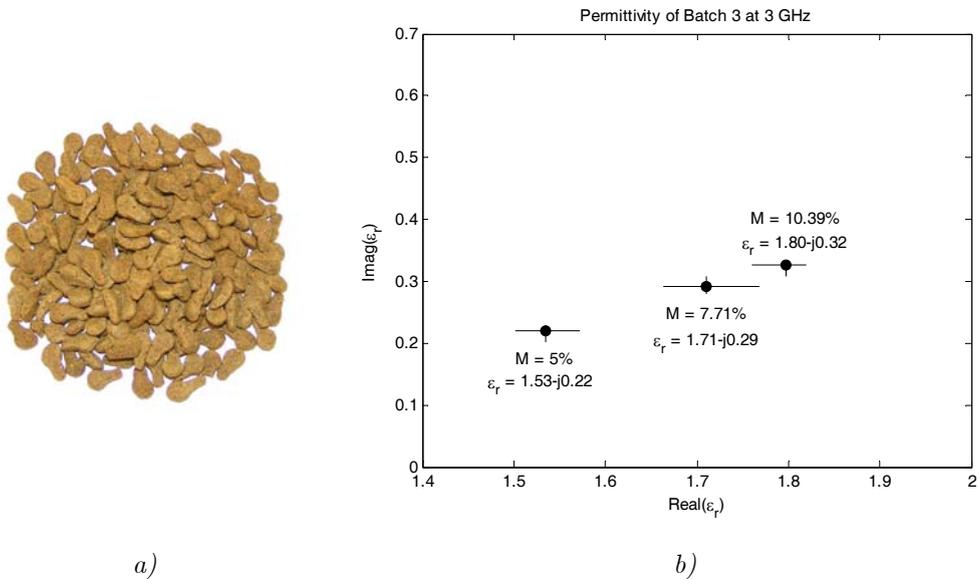


Fig. 8.29. a) Aspecto del lote de alimentos N°3, b) Diagrama Cole-Cole del material con diferentes contenidos de humedad a una frecuencia de 3 GHz.

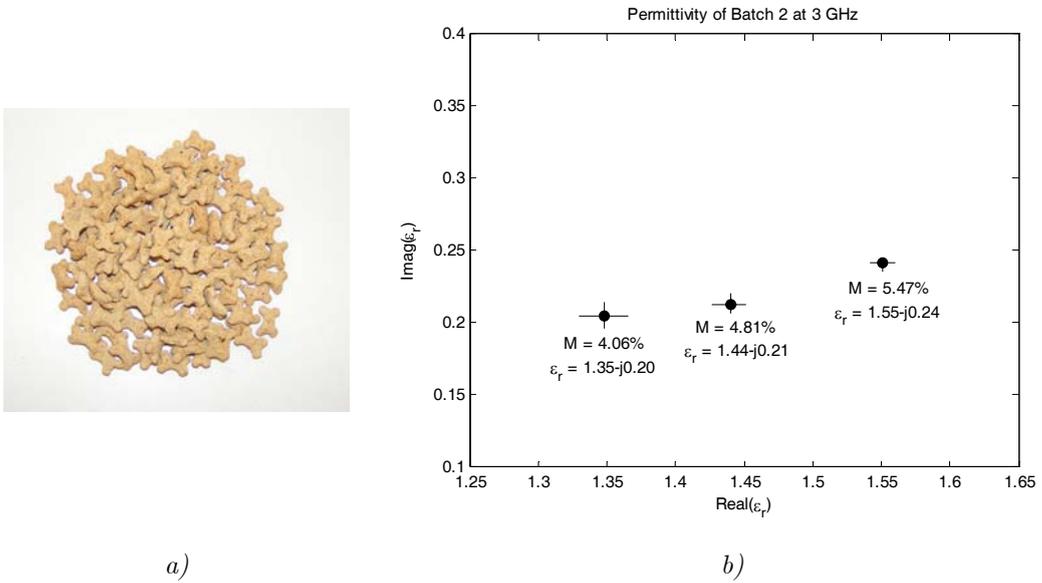


Fig. 8.30. a) Aspecto del lote de alimentos N<sup>o</sup>2, b) Diagrama Cole-Cole del material con diferentes contenidos de humedad a una frecuencia de 3 GHz.

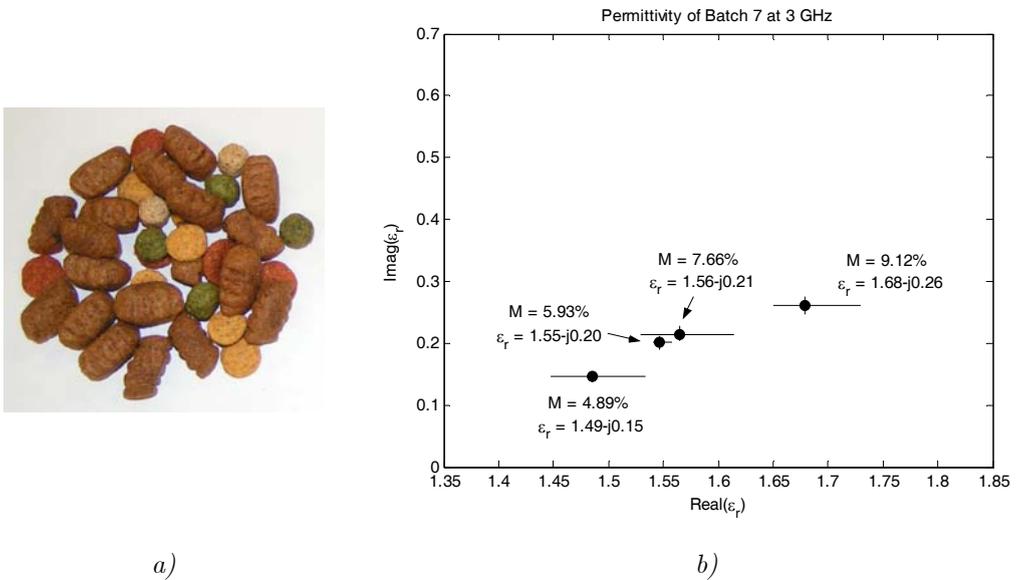
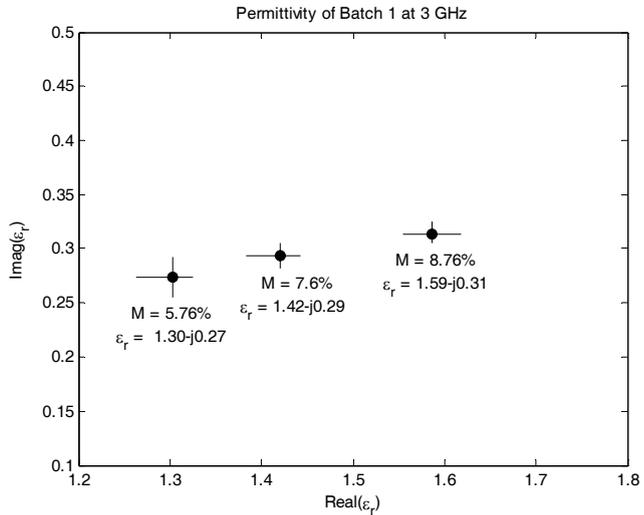


Fig. 8.31. a) Aspecto del lote de alimentos N<sup>o</sup>7, b) Diagrama Cole-Cole del material con diferentes contenidos de humedad a una frecuencia de 3 GHz.



a)



b)

Fig. 8.32. a) Aspecto del lote de alimentos N°1, b) Diagrama Cole-Cole del material con diferentes contenidos de humedad a una frecuencia de 3 GHz.

Como resumen de los resultados obtenidos, se muestra en la Tabla 8.3 el incremento en la permitividad obtenido para cada muestra cuando existe en el material un incremento del contenido de humedad del 5%. De esta manera, se puede ver la discriminación que se alcanza con el sensor para cada tipo de alimento estudiado.

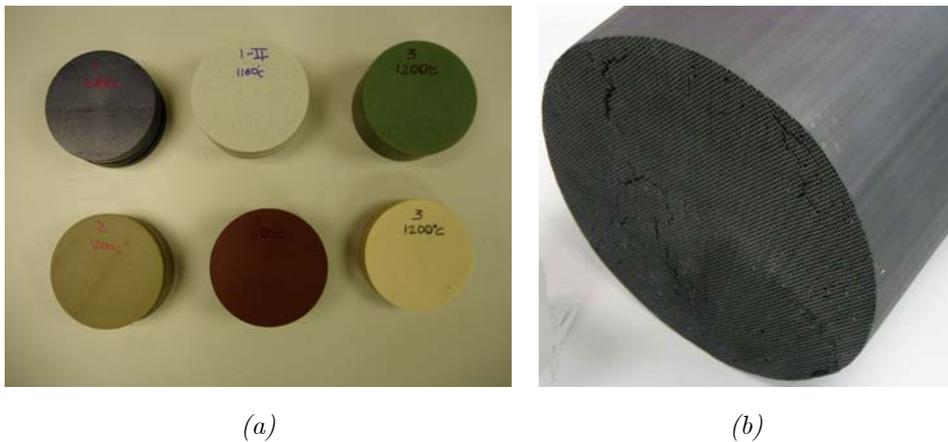
Si se observa la Tabla 8.3, y sabiendo que una desviación del 4% en el contenido de humedad de trigo a 1GHz proporciona un incremento de la permitividad de  $\Delta\epsilon=0.3-j0.1$  [Nel99], se confirma que los cambios observados en la permitividad de los alimentos estudiados son comparables a los obtenidos por otros autores para productos similares comúnmente utilizados en estudios de este tipo.

**Tabla 8.3. Incremento de la permitividad obtenido para cada muestra (a 2GHz).**

<b>Muestra</b>	<b><math>\Delta M</math> (%)</b>	<b><math>\Delta \epsilon'</math></b>	<b><math>\Delta \epsilon''</math></b>
Lote N° 1	5%	0.35	0.09
Lote N° 2	5%	0.47	0.21
Lote N° 3	5%	0.32	0.07
Lote N° 6	5%	0.3	0.14
Lote N° 7	5%	0.29	0.095

## SENSOR PARA MEDIDAS EN MATERIALES CERÁMICOS

Otra de las aplicaciones de los sensores coaxiales para la medida de humedad es la de los materiales cerámicos. Un ejemplo de dichos materiales se muestra en la figura 8.33. En ellos, es importante conocer no sólo el nivel de humedad en un cierto volumen del material, sino también conocer el perfil de humedad a lo largo de una muestra. La información acerca de la distribución del agua a lo largo de la muestra es importante para la fabricación de estos materiales, y tradicionalmente esta información se realiza dividiendo las muestras en pequeñas porciones cuya humedad se determina secando la muestra y determinando la pérdida de peso que ha tenido. Por ello, el sensor coaxial propuesto representa una solución para obtener dichos perfiles de forma rápida y no destructiva.



*Fig. 8.33. Muestras de diferentes materiales cerámicos con forma cilíndrica.*

Con estos materiales se realizaron dos tipos de medidas. En primer lugar se midieron las propiedades dieléctricas de diferentes muestras de material con tres contenidos de humedad distintos (0%, 15% y 25%) en un rango de frecuencias entre 1 y 4 GHz. Para ello, se realizó el diseño de una sonda coaxial optimizando su sensibilidad en dicho rango de frecuencias, obteniendo como resultado la sonda coaxial 1.

Los resultados obtenidos para la permitividad de las muestras se muestran en las figuras 8.34 y 8.35, donde se observa cómo, a pesar de las variaciones entre las propiedades de las distintas muestras, se puede distinguir claramente el nivel de humedad entre los tres valores proporcionados.

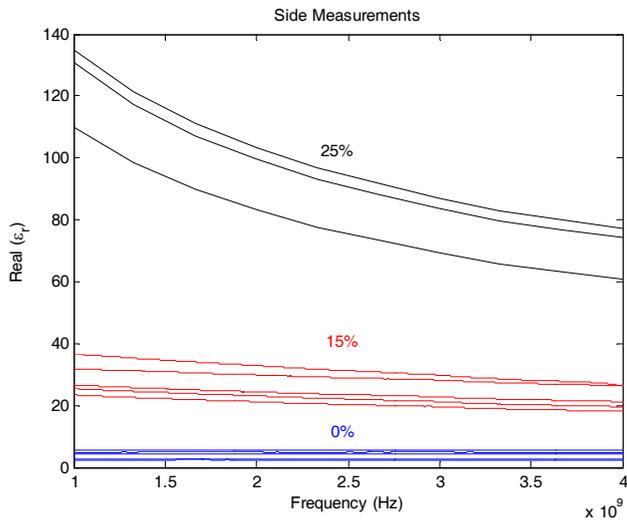


Fig. 8.34. Constante dieléctrica de las diferentes muestras para cada nivel de humedad proporcionado (0%, 15% y 25%). Medidas realizadas con la sonda coaxial 1.

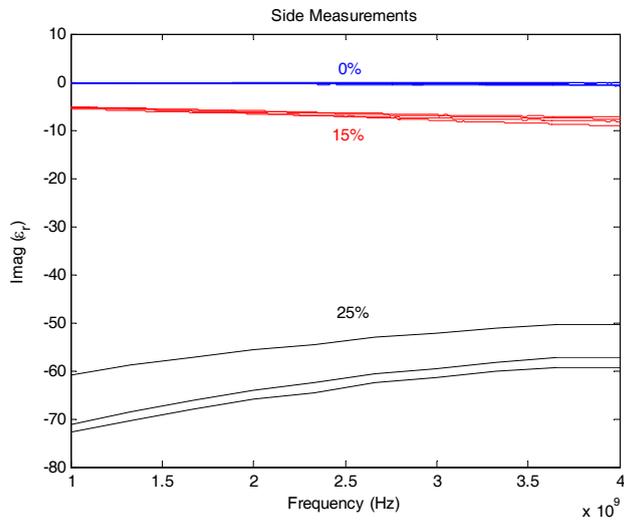


Fig. 8.35. Factor de pérdidas de las diferentes muestras para cada nivel de humedad proporcionado (0%, 15% y 25%). Medidas realizadas con la sonda coaxial 1.

En un segundo estudio, se utilizó la cavidad coaxial 1 para obtener los perfiles de humedad de diferentes muestras rectangulares proporcionadas. El estudio consiste en obtener la frecuencia de resonancia de la cavidad en diferentes posiciones desplazando la cavidad a lo largo de la muestra, sabiendo que la frecuencia de resonancia será menor para aquellas zonas más húmedas (que tendrán permitividades más altas, como se acaba de ver), y será mayor para aquellas zonas más secas. De esta forma, se obtiene una imagen de la distribución de la humedad a lo largo de las muestras, y es interesante poder comparar los perfiles de muestras con diferente contenido de agua. Además, para evitar la incertidumbre por posibles defectos en el contacto entre la cavidad y el material, se colocó la cavidad a una distancia de 1 mm de cada muestra.

Los resultados obtenidos en este estudio se muestran en la figura 8.36. En ella se pueden ver tres zonas que delimitan los perfiles de humedad de las muestras secas (0% de humedad) en azul, las muestras con humedad intermedia (15%) en rojo, y las muestras más húmedas (25%) en verde. Independientemente del nivel de humedad, todos los perfiles revelan que las muestras están más húmedas por el centro que en los extremos, como se esperaba. En las muestras secas apenas hay variación de la frecuencia de resonancia en función de la posición a lo largo de la muestra. Sin embargo, a medida que la muestra contiene más humedad, se observan mayores gradientes dentro de cada muestra. Además, se observa que generalmente hay un lado de la muestra que presenta una mayor concentración del agua, lo que puede ser debido a la posición de la muestra durante el

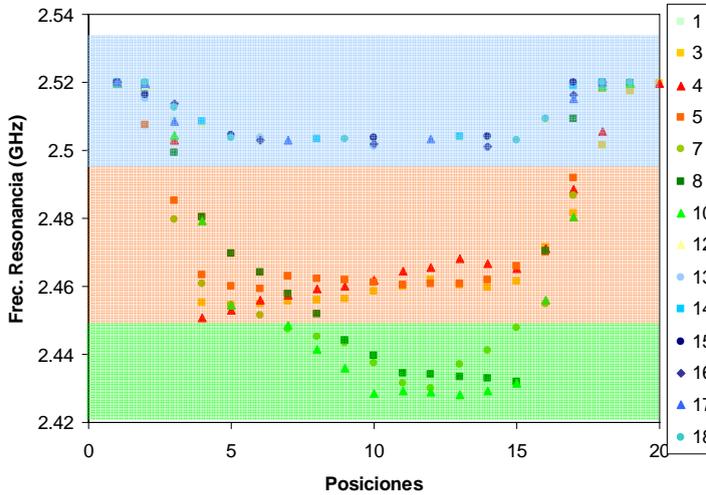


Fig. 8.36. Perfiles de humedad obtenidos midiendo la frecuencia de resonancia de la cavidad en diferentes posiciones a lo largo de cada muestra. La franja azul delimita las muestras secas (0%), la franja roja corresponde a los perfiles de las muestras de humedad intermedia (15%), y la franja verde a los perfiles de las más húmedas (25%).

tiempo que está almacenada, o bien por la forma de extraer cada muestra a partir del material original. Lo que es evidente es que se puede extraer información muy útil sobre la homogeneidad de la distribución de la humedad a lo largo de la muestra con medidas rápidas y no destructivas del material.

### **8.3. OTRAS APLICACIONES**

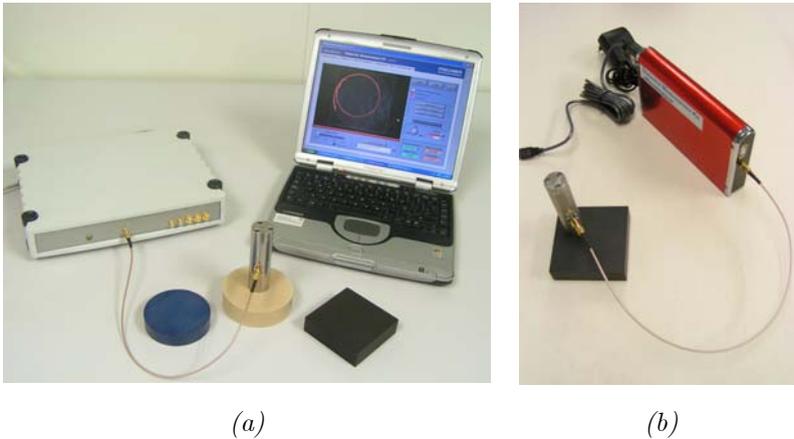
Como ya se ha comentado, las celdas coaxiales tienen la gran ventaja de ser muy versátiles y de que su diseño y fabricación es relativamente simple. Por ello, se han desarrollado numerosas celdas

coaxiales de medida con diferentes configuraciones dependiendo del propósito para el que han sido diseñadas, aplicando el procedimiento de diseño descrito en el capítulo 4 para garantizar la máxima sensibilidad en los sensores diseñados. En este último apartado se resumen algunos ejemplos de estas celdas coaxiales de medida.

### **8.3.1. KIT PORTÁTIL DE MEDIDAS DIELECTRICAS**

En primer lugar, se ha diseñado una cavidad coaxial, en concreto se trata de la cavidad 3, como parte de lo que se ha denominado un kit portátil de medidas dieléctricas. Dicho equipo se muestra en la figura 8.37, donde se puede ver la cavidad coaxial junto con el reflectómetro (varias versiones) y el PC. El sistema completo diseñado tiene la ventaja de que es muy cómodo de utilizar, y combina las ventajas de la cavidad coaxial con la precisión del reflectómetro y el coste competitivo del sistema total.

Este equipo está pensado para facilitar la utilización de los sensores de microondas en entornos que no son laboratorios, por usuarios no expertos en microondas. Es en esos entornos donde la inversión que supone adquirir un Analizador de redes para poder utilizar un sensor de microondas no es fácil, y este hecho ha supuesto una de las principales razones por las que el uso de los sensores de microondas en la industria no ha sido tan generalizado, a pesar de que las ventajas que éstos pueden ofrecer están claras. Por ello, se ha diseñado este equipo de medida que permite obtener las propiedades dieléctricas de materiales combinando la precisión de los modelos más completos con una interfaz simple para el usuario que le permite



*Fig. 8.37. Versiones del kit portátil de medidas dieléctricas desarrollado. Se observa la cavidad coaxial 3 junto con el equipo reflectómetro y un PC que contiene el software de control implementado en Labview.*

representar los datos, guardarlos, comparar medidas, realizar estadísticas, etc. Las medidas representadas en la Tabla 8.2 han sido realizadas con este equipo.

### **8.3.2. SENSOR COAXIAL PARA INSERCIÓN EN MOLDES**

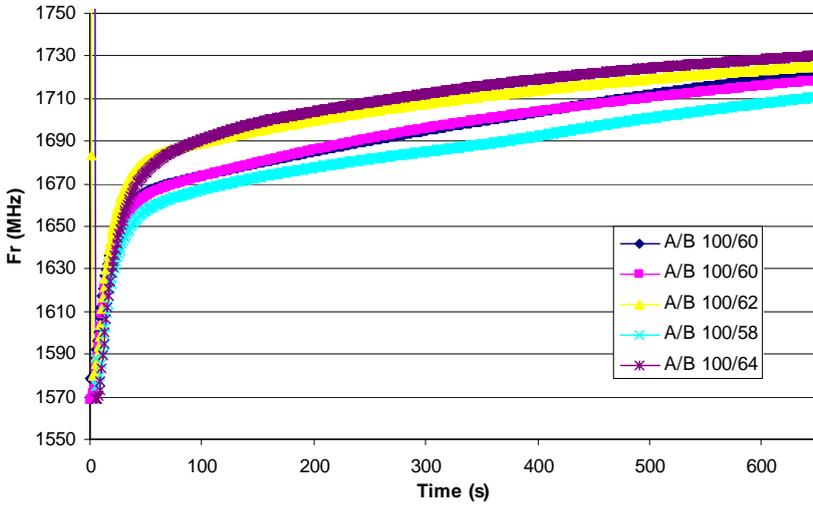
A continuación se muestra el diseño de una cavidad coaxial realizada en el interior de un tornillo, para su instalación en moldes cerrados en cuyo interior se desea realizar la monitorización de un determinado material. Este diseño se ha realizado como parte de un estudio solicitado por la compañía Dow Chemicals para la investigación de las reacciones de curado de elastómeros y otro tipo de materiales poliméricos.



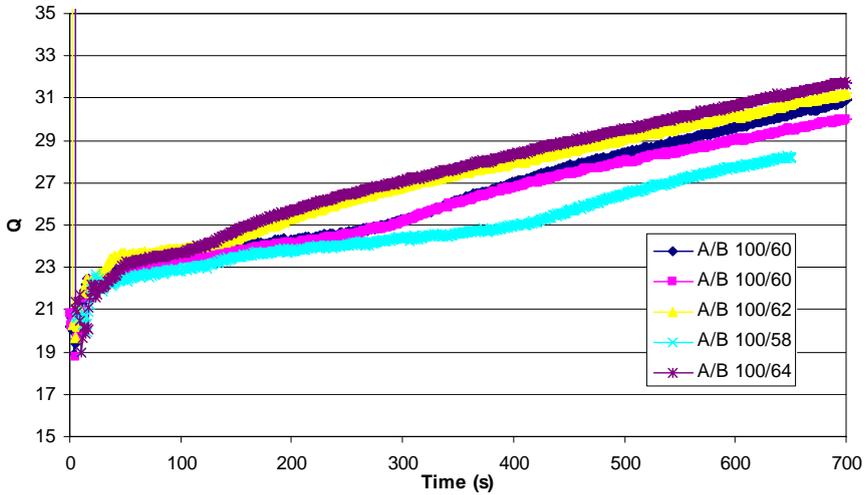
*Fig. 8.38. Cavity coaxial insertada en el interior de un tornillo. a) Cavity coaxial y equipo reflectómetro, b) detalle de la cavity coaxial con una tapa dieléctrica de protección.*

En la figura 8.38 se muestra el equipo diseñado, que contiene la cavity coaxial insertada dentro de un tornillo que va enroscado al molde, y que por otra parte está unido al reflectómetro que lleva todo el hardware de microondas.

En la figura 8.39 se muestra un ejemplo de los resultados obtenidos con el sensor coaxial instalado en el molde para la monitorización de la reacción química de fabricación de un polímero. En concreto, se muestra la variación de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad del sensor durante la reacción, para diferentes proporciones de los componentes A y B utilizados en la mezcla.



(a)



(b)

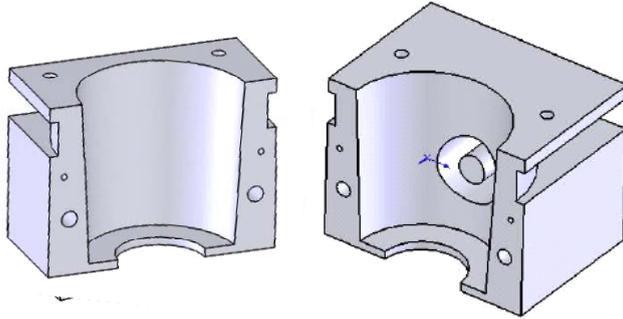
Fig. 8.39. Ejemplo de los resultados obtenidos con el sensor coaxial instalado en el molde. Detección de la proporción de los componentes A y B utilizados en la reacción (A/B) a) Medidas de la frecuencia de resonancia del sensor a lo largo de la reacción. b) medidas del factor de calidad Q del sensor durante la reacción.

El estudio realizado reveló que el sensor coaxial proporciona una información muy valiosa acerca de las características de la reacción, como el tipo de formulación, la cantidad de catalizador, la densidad de la mezcla o la formulación utilizada. El hecho de que el sensor pueda proporcionar de forma continua y en tiempo real toda esta información sin interferir con el proceso es crucial para poder controlar de forma eficiente la reacción, lo que permite ahorrar materias primas y energía, y por supuesto obtener materiales con unas características determinadas y con una calidad superior a la obtenida con los métodos tradicionales de fabricación.

### **8.3.3. SENSOR COAXIAL EN CELDA DE VASO**

Como ya se ha comentado, una de las ventajas de los sensores coaxiales es su flexibilidad para poder ser instalados en diferentes configuraciones de celdas de medida. Dentro del estudio solicitado por Dow Chemicals, existía el interés de disponer de una celda de medida que permitiese realizar controles de ciertas reacciones en el laboratorio, con mezclas líquidas de poco volumen. Así, se diseñó la celda de medida con forma de vaso, en cuyas paredes está integrado el sensor coaxial, de forma que se puede realizar la monitorización de la reacción que tiene lugar en el interior del vaso de forma similar a la realizada en el interior del molde. La diferencia es que en este caso no existe contacto entre el sensor y los materiales, ya que éstos están contenidos en el vaso que se coloca en el interior de la celda de medida.

En la figura 8.40 se muestra un esquema de la celda de medida con forma de vaso, con el sensor coaxial integrado en la pared lateral de la celda, y varias fotos del equipo final integrado con el reflectómetro, un calefactor y los sensores de temperatura.



(a)



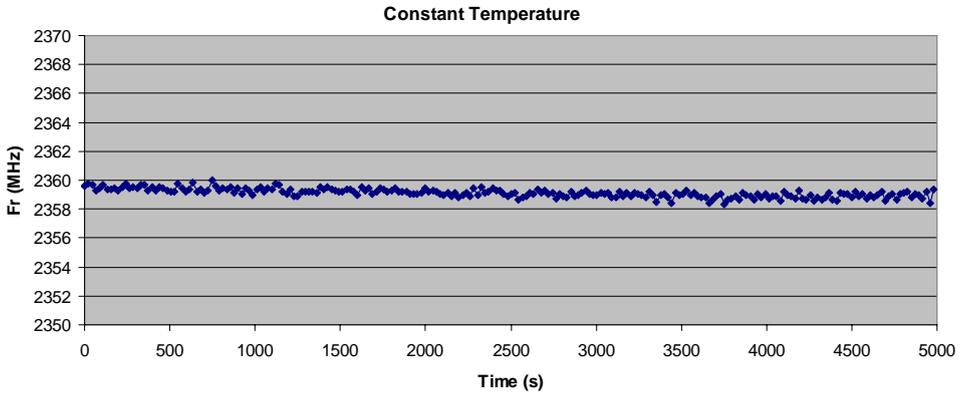
(b)



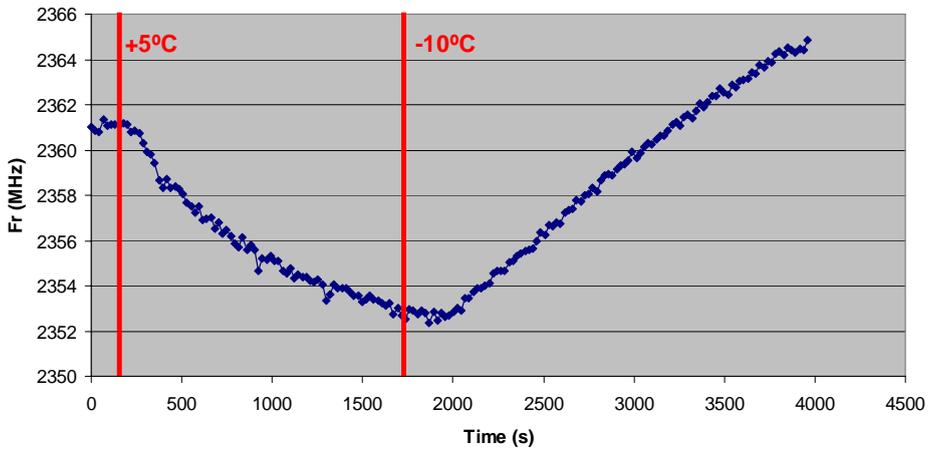
(c)

*Fig. 8.40. Sensor coaxial en celda de vaso. A) Esquema de la celda de medida con el sensor coaxial integrado en la pared lateral. b) Equipo completo con la celda de medida, el reflectómetro, el calefactor y los sensores de temperatura. C) Ejemplo de utilización en los laboratorios de Dow Chemicals.*

En la figura 8.41 se muestra un ejemplo de los resultados obtenidos con el sensor coaxial en la celda de vaso. En concreto, se muestran las variaciones de la respuesta del sensor monitorizando uno de los componentes de la mezcla mientras es sometido a variaciones de temperatura. Gracias a la combinación del sensor coaxial con el equipo calefactor y los sensores de temperatura, fue posible realizar un estudio de los efectos térmicos que se producen en la reacción debido a los cambios de temperatura, lo cual es de sumo interés para poder comprender los mecanismos químicos que ocurren en el interior del molde en el proceso industrial.



(a)



(b)

Fig. 8.41. Resultados obtenidos con el sensor coaxial en la celda de vaso. Detección de efectos térmicos en los componentes gracias a la incorporación al equipo del calefactor y los sensores de temperatura. A) Medidas del componente A a temperatura constante, b) Medidas del componente sometido a variaciones de temperatura.

### 8.3.4. MOLDE INTELIGENTE

Otra de las aplicaciones desarrollada consiste en diseñar un molde con el sensor coaxial integrado en el fondo de dicho molde, para la monitorización de una reacción química que tiene lugar en su interior, pero en este caso se deseaba que el equipo fuese inalámbrico, por lo que el equipo transductor y el sensor se comunicaban con el PC a través de una antena instalada en el exterior del molde. Esta aplicación fue desarrollada dentro de un proyecto de investigación realizado con el instituto tecnológico INESCOP (Instituto Tecnológico del Calzado y Conexas) para la mejora de la eficiencia de la fabricación de calzado, y todo el conjunto del sensor integrado en el molde fue denominado “molde inteligente”.

En la figura 8.42 se muestra un ejemplo de la estructura fabricada con dos moldes y dos sensores coaxiales cuyas dimensiones fueron optimizadas siguiendo el procedimiento de diseño descrito en el capítulo 4. Además se observa el equipo transductor y la antena de comunicación con el PC. Al haber dos sensores midiendo simultáneamente, el equipo reflectómetro debe ser capaz de separar y controlar las señales de ambos sensores, por lo que fue necesario instalar un switch, además de adaptar el software de medida.

Otra particularidad de esta aplicación, reside en el hecho de que todo el equipo debía estar integrado en el mismo molde, por lo que el sistema de medida iba a ser sometido a variaciones de temperatura considerables. Por ello, fue necesaria la instalación de un

equipo de ventilación, así como la evaluación de las condiciones de trabajo del sistema y del rango de temperaturas de funcionamiento.



(a)



(b)



(c)



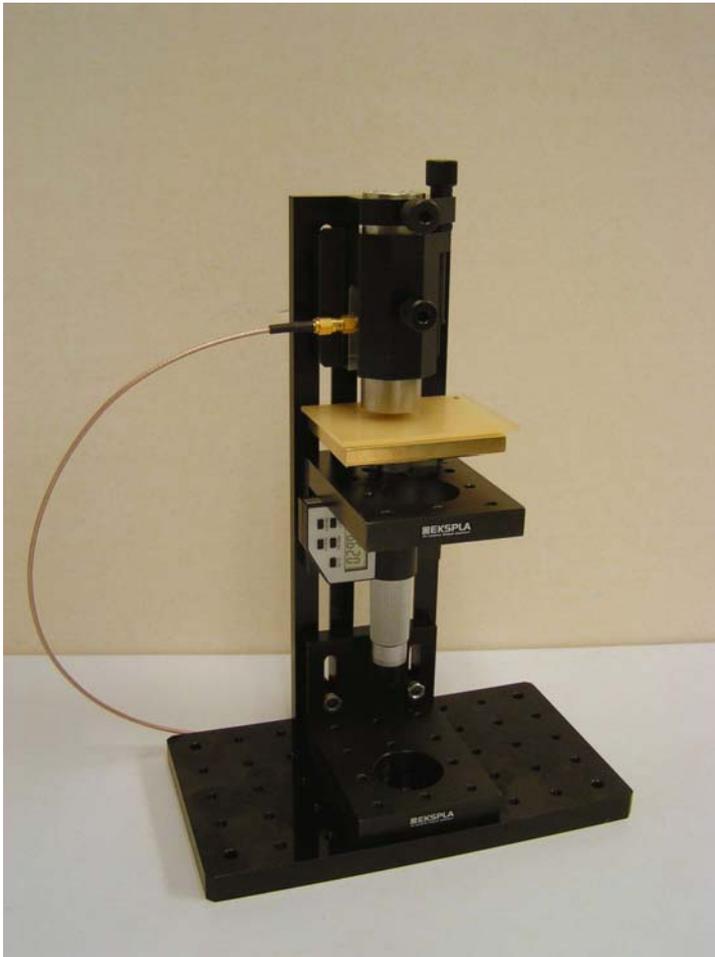
(d)

*Fig. 8.42. Sensores coaxiales instalados en moldes con comunicación inalámbrica con el PC. a) Equipo de medida con dos moldes y sistema de transmisión con la antena; b) Detalle del sensor coaxial con disco cerámico de protección; c) Interior del molde con el reflectómetro, d) Vista lateral con rejilla de ventilación de los equipos.*

### 8.3.5. SENSOR DE CAMPO CERCANO (NEAR FIELD MICROWAVE SENSOR)

Otra de las aplicaciones que resultan de interés en el campo de la caracterización de materiales, es el caso de los materiales laminares, cuyo grosor es pequeño (del orden de  $\lambda/100$ ). Este hecho supone una complejidad añadida ya que la caracterización dieléctrica de dichos materiales requiere de la colocación de un plano metálico por la cara del material opuesta al sensor, y al tratarse de materiales laminares delgados, los modelos electromagnéticos son sumamente sensibles a los errores en la determinación del grosor del material. Por ello, este tipo de sensores se denominan de campo cercano (*near field*), debido a que deben ser diseñados para ser muy sensibles en la zona próxima a la apertura, y a su vez deben tener un sistema que permita obtener con precisión el grosor del material que se desea caracterizar.

El sistema diseñado para este tipo de aplicaciones es el que se muestra en la figura 8.43, donde se observa el soporte con el sensor en la parte superior, un material laminar colocado sobre un plano metálico y un posicionador de precisión con un micrómetro que indica el grosor del material.



*Fig. 8.43. Near Field Microwave Sensor. Se observa el soporte con el sensor en la parte superior, un material laminar colocado sobre un plano metálico y un posicionador de precisión con un micrómetro que indica el grosor del material.*

## Referencias

- [Afs80] M.N. Afsar *et.al.*, “A comparison of dielectric measurement methods for liquids in the frequency range 1GHz to 4 THz”, *IEEE Trans. On Instrum. Meas.*, IM-29, pp.283-288, 1980.
- [Asi01]<http://www.asiinstruments.com/technical/Dielectric%20Constants.htm>
- [Ast01] <http://www.astrolab.com/main.asp>  
<http://www.minibend.com/6.asp>
- [Bla97] D. Blackham, R. Pollard, “An Improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 46 N° 5 Oct. 1997.
- [Cla83] M.Clausse, *Encyclopedia of emulsion technology*, Vol. 1, Marcel Dekker, New York, Chapter 9, 1983.
- [Gan95] S. Ganchev, N. Qaddoumi, “Calibration and measurement of dielectric properties of finite thikness composite sheets with open-ended coaxial sensors”, *Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 44, N° 6, Dec. 1995.
- [Gre01] A.P. Gregory, R.N.Clarke, “Tables of Complex Permittivity of dielectric reference liquids at frequencies up to 5 GHz”, *NPL Report CETM 33*, published by NPL, 2001.
- [Hip88] A. Von Hippel, “The dielectric relaxation spectra of water, ice, and aqueous solutions and their interpretation: Pt.1. Critical survey of status-quo for water”, *IEEE Trans. Elect. Insul.*, Vol. 23, pp. 801-816, 1988.
- [Kom03] V. Komarov, S. Wang, J. Tang, “Permittivity and Measurement”, *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, Art. 308, pp.1-20, 2003.

- [Mal56] C.G.Malamborg, A.A. Maryott, "Dielectric constant of water from 0°C to 100°C", *J.Res.National Bureau Stds.*, Vol.56, pp.1-8, 1956.
- [Mic01] <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Miscdielectrics.cfm>
- [NBS58] *Tables of Dielectric Dispersion Data for Puer Liquids and Dilute Solutions*, National Boureau of Standards Circular 589, Nov. 1958.
- [Nel99] S.O. Nelson, A.W. Kraszewski, S. Trabelsi, K. Lawrence, "Using cereal grain permittivity for quality sensing by moisture determination", *Instrum. And Meas. Tech. Conference IMCT'99*, Proceedings of the 16<sup>th</sup> IEEE Vol. 1, pp. 237-242, May1999.
- [NPL03] *A Guide to the Characterisation of Dielectric Materials at RF and Microwave Frequencies*, NPL, London, 2003.
- [Nys92] A. Nyshadam, C.L. Sibbald, S.S. Stuchly, "Permittivity measurements using open-ended sensors and reference liquid calibration – an uncertainty analysis", *IEEE Trans. On Microw. Theory Tech.*, Vol. 40, No 2, pp. 305- 314, Feb 1992.
- [Pat01]<http://www.patentstorm.us/patents/6075485-description.html>
- [Per06] R. Pérez-Páez, B. Garcia-Baños, J. Pitarch, J.M. Catalá-Civera, "Caracterización dieléctrica de emulsiones mediante el uso de sonda coaxial", *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI*, Oviedo, 2006.
- [RF01][http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric\\_constants\\_lengths.htm](http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric_constants_lengths.htm)
- [Smi90] G.S.Smith, W.R.Scott, "The use of emulsions to represent dielectric materials in electromagnetic scale models", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 38, No 3, pp.323-334, March 1990.



# *SECCIÓN B*

## Sensores Basados en Líneas Planares

---

El interés de esta sección se centra en el diseño de un sensor planar para la aplicación práctica de monitorización del proceso de curado del PU. Por ello, se va a realizar el análisis, diseño optimización de sensores basados en tecnología planar (microstrip y coplanar). Finalmente, se describe el diseño final del sensor y se muestran los resultados obtenidos.



# Capítulo 9

## Modelos teóricos de las líneas planares.

---

En este capítulo, se realiza un análisis teórico de las estructuras microstrip y coplanar, realizando una comparación entre las características de ambos tipos de líneas para su utilización en la monitorización de propiedades dieléctricas de materiales.

### **9.1. SENSORES BASADOS EN LÍNEAS MICROSTRIP**

Las líneas microstrip, cuya geometría se muestra en la figura 9.1, han sido ampliamente utilizadas en numerosas aplicaciones como interconexiones, alimentadores, filtros, acopladores, antenas, etc. Una línea microstrip consiste en un plano de masa y una tira conductora separados por una capa dieléctrica (substrato). Debido a su inhomogeneidad característica, los modos que se propagan son híbridos, ya que parte de los campos eléctrico y magnético son radiados por encima de la tira conductora. Los modelos teóricos de este tipo de líneas normalmente consideran que se propaga un modo

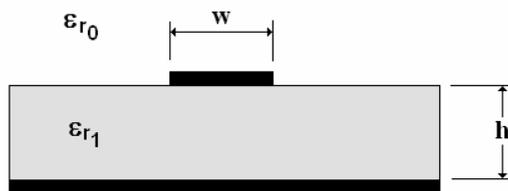


Fig. 9.1.- Sección de una línea microstrip. El plano de masa y la tira conductora están separados por un sustrato dieléctrico.

quasi-TEM, que es el modo dominante, tanto si se utilizan como líneas de transmisión o como resonadores abiertos [Gup79, Hin04]. En dichos modelos, se define una permitividad efectiva  $\epsilon_{eff}$  que incluye los efectos de la parte de los campos que se propaga por la región de aire (o de dieléctrico) que se encuentra por encima de la tira conductora. Por esta razón, si se coloca un material dieléctrico por encima de la línea microstrip, la permitividad efectiva de dicha línea dependerá en parte de las propiedades dieléctricas de dicho material. Los modelos teóricos permiten extraer el valor de la permitividad del material a partir del valor de la permitividad efectiva de la línea microstrip.

Han sido desarrollados numerosos métodos para obtener la permitividad efectiva de la línea microstrip. En [Yam68] se empleó un método variacional para extraer las propiedades de la línea microstrip, mientras que en [Far74] se propone el cálculo numérico de la función de Green en la estructura. También los métodos numéricos como FEM o FDTD se han utilizado con éxito para obtener valores precisos de los parámetros de la línea microstrip [Hor69]. Sin embargo, una desventaja común a todos los métodos anteriores es el

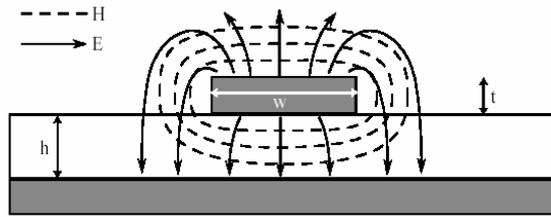
elevado coste computacional. Por esta razón, Wheeler desarrolló el método llamado *Conformal Mapping* (CM) [Whe64, Whe65], y este método ha sido utilizado por otros autores [Gup79, Shu94, Sri99, Sva92a, Sva92b] obteniendo resultados satisfactorios. El método CM requiere poco tiempo de cálculo y los resultados muestran una precisión comparable a la de los obtenidos por otros métodos. En [Gup79], el método desarrollado por Wheeler se utilizaron para obtener la permitividad efectiva de una línea microstrip con un único substrato. La generalización al caso de tener una línea con múltiples substratos la propuso Svacina en [Sva92a], para el caso de tener 3 capas dieléctricas entre el plano de masa y la tira conductora, y en [Sva92b] para el caso general de N capas. Utilizando estas ecuaciones, algunos autores aplicaron el método en [Shu94, Sri99] para obtener diseños de antenas utilizando líneas microstrip con substratos multicapa.

Por lo que respecta al uso de este tipo de líneas como sensores de microondas, se han realizado varios estudios que presentan diferentes configuraciones de medida. En [Bif01, Fra04, Kha06, Ste78], la celda microstrip se utiliza para monitorizar el contenido de humedad en alimentos y otros materiales. En [Bah80], se presenta el análisis de una línea microstrip cubierta con un material dieléctrico con pérdidas. También se ha investigado el uso de líneas microstrip y coplanar para llevar a cabo medidas de banda ancha de la permitividad y la permeabilidad de materiales en configuraciones monocapa [Hin04] y multicapa [Grz01].

### 9.1.1. MODELO TEÓRICO DE LA LÍNEA MICROSTRIP MONOCAPA

Hay numerosos modelos de la línea microstrip, sin embargo, como ya se ha comentado, algunos de ellos conllevan un gran coste computacional. Cuando se desea diseñar y optimizar circuitos basados en líneas microstrip, es deseable disponer de expresiones cerradas que proporcionen directamente los parámetros de la línea en función de su estructura. Normalmente, las ecuaciones de diseño incluyen expresiones de la impedancia característica y de la permitividad efectiva de la línea, así como las expresiones de los parámetros de propagación. Como ya se ha comentado, si lo que se desea es caracterizar un material, los modelos permiten extraer el valor de permitividad del material a partir de las expresiones de la permitividad efectiva de la línea, bien mediante expresiones directas o mediante métodos iterativos.

Las características de propagación de la línea microstrip se pueden intuir a partir del aspecto que tienen los campos eléctrico y magnético, representados en la figura 9.2. En la línea microstrip, los campos tienen una naturaleza evanescente, y su pérdida de amplitud depende básicamente de la relación entre la anchura de la tira conductora  $W$  y la altura del substrato dieléctrico  $h$ . Si la anchura de la línea microstrip es despreciable en relación con la longitud de onda, el efecto de bordes en la tira conductora puede considerarse nulo [Bif01].



*Fig. 9.2. Distribución de los campos eléctrico y magnético en la línea microstrip. Imagen de [Bak01].*

Si se utiliza un sustrato dieléctrico de permitividad alta, el campo se confina casi totalmente entre el plano de masa y la tira conductora, y se puede asumir que el modo que se propaga es un modo TEM. Este análisis aproximado también se puede aplicar en el caso de que las medidas se realicen a frecuencias bajas [Hor69]. Pero, en general, el modo que se propaga es un modo híbrido, como ya se ha dicho, debido a que parte de los campos eléctrico y magnético se propagan a lo largo de la línea por el espacio que hay por encima de la tira conductora.

La geometría básica de una línea microstrip con un único sustrato dieléctrico es la que se muestra en la figura 9.3. Los principales parámetros de la estructura son: la anchura ( $W$ ) y la altura ( $t$ ) de la tira conductora, el altura del sustrato dieléctrico ( $h$ ), y su permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ).

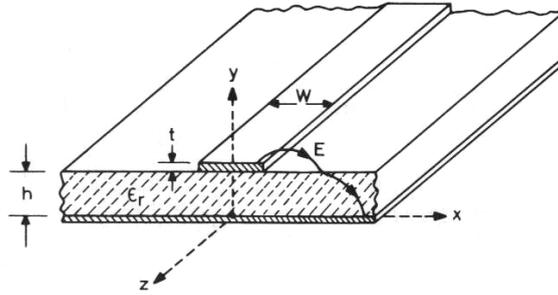


Fig. 9.3. Principales parámetros en la línea microstrip con un único substrato dieléctrico. Imagen de [Gup79].

Si  $t \rightarrow 0$ , se han proporcionado fórmulas muy simples para calcular la impedancia característica de la línea ( $Z_0$ ), y su permitividad efectiva [Gup79]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (9.1)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (9.2)$$

El error relativo de las fórmulas anteriores ha sido evaluado en [Gup79] y es menor que el 1%. Por otra parte, la ecuación de diseño más utilizada, que representa la relación  $W/h$  en función de la impedancia de la línea y de la permitividad del sustrato, es la siguiente:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (9.3.a)$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] \quad (9.3.b)$$

Donde 9.3.a se aplica si  $W/h \leq 1$  y 9.3.b se aplica si  $W/h \geq 1$ , y el resto de términos se definen como sigue:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (9.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (9.5)$$

El modo quasi-TEM que se propaga por la línea microstrip, se atenúa debido a las pérdidas del substrato y de los conductores. Las expresiones de dichas pérdidas son las siguientes:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r (\varepsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}} (\varepsilon_r - 1)} \quad (9.6)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} = \frac{1}{Z_0 W} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (9.7)$$

Donde  $\tan \delta$  es la tangente de pérdidas del substrato dieléctrico,  $\omega$  es la frecuencia angular y  $\sigma$  es la conductividad del metal de los conductores.

### 9.1.2. MODELO TEÓRICO DE LA LÍNEA MICROSTRIP MULTICAPA

Si se desean considerar varias capas dieléctricas, tanto en el espacio entre la tira conductora y el plano de masa, como en el espacio que hay por encima de la línea, la técnica CM permite obtener expresiones analíticas simples para la permitividad efectiva

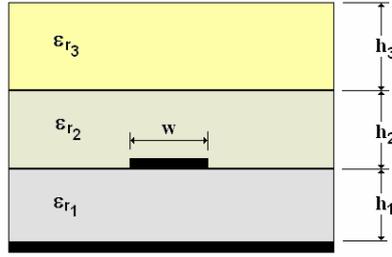


Fig. 9.4. Estructura microstrip con 3 capas: un único sustrato dieléctrico y dos capas dieléctricas situadas por encima de la línea.

de la línea, si se considera un modo quasi-TEM en la estructura. Como ejemplo, se muestra en la figura 9.4 una estructura microstrip con 3 capas.

Las expresiones para la estructura multicapa de la figura 9.4 han sido obtenidas mediante CM en [Sva92b]. La permitividad efectiva de la línea puede obtenerse como sigue (si se cumple que  $W/h \leq 1$ ):

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_{r1}\varepsilon_{r2} \frac{(q_1 + q_2)^2}{\varepsilon_{r1}q_2 + \varepsilon_{r2}q_1} + \varepsilon_{r3} \frac{(1 - q_1 - q_2)^2}{\varepsilon_{r3}(1 - q_1 - q_2 - q_3) + q_3} \quad (9.8)$$

$$q_1 = \frac{h_1}{2(h_1 + h_2)} \left[ 1 + \frac{\pi}{4} - \frac{(h_1 + h_2)}{\omega_e} \cdot \ln \left[ \frac{2\omega_e}{h_1} \sin \left( \frac{\pi h_1}{2(h_1 + h_2)} \right) + \cos \left( \frac{\pi h_1}{2(h_1 + h_2)} \right) \right] \right] \quad (9.9)$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{(h_1 + h_2)}{2\omega_e} \ln \left( \frac{\pi\omega_e}{(h_1 + h_2)} - 1 \right) \quad (9.10)$$

$$q_3 = 1 - q_1 - q_2 - \frac{(h_1 + h_2) - \nu_e}{2\omega_e} \cdot \ln \left[ \frac{2\omega_e}{2h_3 - h_2 + \nu_e} \cos \left( \frac{\pi\nu_{e1}}{2(h_1 + h_2)} \right) + \sin \left( \frac{\pi\nu_e}{2(h_1 + h_2)} \right) \right] \quad (9.11)$$

$$\omega_e = \omega + \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi} \ln \left[ 17.08 \left( \frac{\omega}{2(h_1 + h_2)} + 0.92 \right) \right] \quad (9.12)$$

$$\nu_e = \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi} \tan^{-1} \left[ \frac{2\pi}{\pi\omega_e - 4(h_1 + h_2)} (h_3 - h_2) \right] \quad (9.13)$$

Otra posible estructura que puede ser interesante para realizar medidas, es la microstrip multicapa cubierta de metal. La capa de metal permite aislar la línea del entorno que la rodea, en el caso en que dicho entorno pudiese perturbar de alguna forma las medidas. En ese caso, la línea deja de ser microstrip y se convierte en una línea stripline multicapa (ver figura 9.5). La estructura general con N capas ha sido analizada en [Rao87, Yam68], mediante métodos variacionales, obteniendo complejas expresiones para la permitividad efectiva y la impedancia característica de la línea.

La estructura simplificada que se muestra en la figura 9.5, con sólo dos capas dieléctricas, ha sido analizada en [Sti68], con fórmulas precisas que incluyen los efectos de las paredes metálicas que pueden rodear totalmente a la línea stripline. En [Dar99a, Dar99b], sin embargo, se considera que la línea stripline está formada por capas infinitas en el plano XY, por lo que obtiene expresiones empíricas muy sencillas para los parámetros de la línea. En concreto, en [Dar99b], se proporcionan las siguientes fórmulas para la

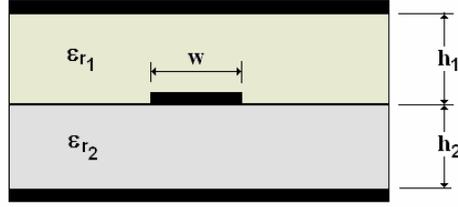


Fig. 9.5.- Línea microstrip con cubierta metálica. En este caso, la línea se ha convertido en una línea stripline con dos capas dieléctricas.

permitividad efectiva y la impedancia de la línea, considerando la estructura mostrada en la figura 9.5:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_{tot}}{C^0} \tag{9.14}$$

$$C_{tot} = 2 \cdot C_q(\epsilon_{r1}, W, b = 2h_1) + 2 \cdot C_q(\epsilon_{r2}, W, b = 2h_2) \tag{9.15}$$

$$C^0_{tot} = C_{tot}(\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r0}) \tag{9.16}$$

$$C_q(\epsilon_{ri}, W, b) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{ri}}{K(k(W, b))/K(k'(W, b))} \tag{9.17}$$

$$\begin{aligned} k(W, b) &= \operatorname{sech}(\pi W/2b) \\ k'(W, b) &= \tanh(\pi W/2b) \end{aligned} \tag{9.18}$$

Donde la función  $K(k)$  es la integral elíptica completa de primera especie. En la literatura pueden encontrarse soluciones aproximadas para el cociente  $K(k)/K(k')$ . Por ejemplo, de [Gup79]:

$$\begin{aligned} \frac{K(k)}{K(k')} &= \frac{\pi}{\ln\left(\frac{2(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})}\right)} & 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{K(k)}{K(k')} &= \frac{\ln\left(\frac{2(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})}\right)}{\pi} & 0.707 \leq k \leq 1 \end{aligned} \tag{9.19}$$

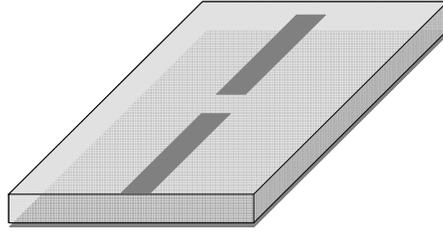


Fig. 9.6. Ejemplo de resonador microstrip lineal, con un primer tramo de línea para la excitación y un segundo tramo que constituye el resonador.

La impedancia característica de la línea se puede obtener con la siguiente expresión:

$$Z_0 = 60\pi \left[ \left( \pi \left[ \frac{\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2}}{4\sqrt{\varepsilon_{r1}}} \left( \zeta(k|_{b=2h1}) - \frac{W}{2h_1} \right) + \frac{W\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{2h_1} \right]^{-1} \right)^{-1} + \left( \frac{1}{\pi\sqrt{\varepsilon_{r2}}} \cdot \zeta(k|_{b=h2}) \right)^{-1} \right] \quad (9.20.a)$$

$$\zeta(x) = \ln \left[ \frac{2(1 + \sqrt{x})}{1 - \sqrt{x}} \right] \quad (9.20.b)$$

Las fórmulas anteriores son aproximaciones válidas para el caso en el que la altura de la tira conductora sea despreciable ( $t \rightarrow 0$ ), y se cumplan las condiciones  $W/2h_1 > 0.5$  y  $W/2h_2 < 0.5$ .

### 9.1.3. MODELO TEÓRICO DEL RESONADOR MICROSTRIP

En el caso de que se desee utilizar la línea microstrip como un resonador, hay múltiples configuraciones posibles, destacando el resonador lineal (figura 9.6) y el resonador en anillo [Gup79]. Debido a su simplicidad de fabricación, el interés de este estudio se centra en

el resonador lineal. Consiste en una sección de línea microstrip terminada en un circuito abierto, cuya longitud es un múltiplo de la longitud de onda en la línea.

Una vez aplicado el modelo de la estructura microstrip adecuado, y obtenidos los valores de impedancia característica de la línea, así como la permitividad efectiva de la misma, se puede calcular la longitud del resonador ( $L$ ) necesaria para una determinada frecuencia de resonancia ( $f_r$ ), así como del factor de calidad ( $Q$ ) del resonador resultante [Gup79]:

$$L = N \frac{\lambda}{2} = \frac{Nc_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (9.21)$$

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (9.22)$$

con

$$\beta = \frac{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c_0} \quad (9.23)$$

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d = \frac{R_s}{Z_0 W} + \frac{\beta_0 \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1)}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)} \tan \delta \quad (9.24)$$

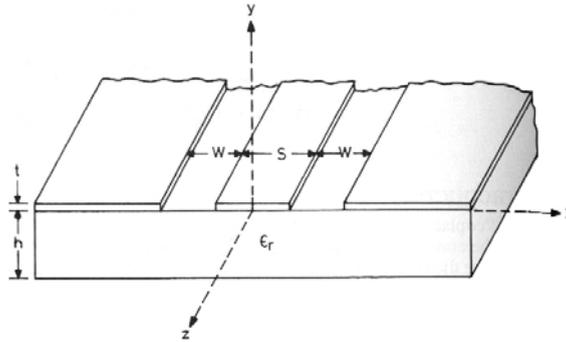
Donde  $N$  es el número de la resonancia,  $\lambda$  es la longitud de onda en la línea,  $c_0$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $\beta$  es la constante de propagación en la línea y  $\beta_0$  en el vacío,  $R_s$  es la resistencia superficial del metal de los conductores,  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea,  $W$  es la anchura de la tira conductora, y  $\tan \delta$  es la tangente de pérdidas del substrato.

Debido al efecto de bordes que existe en el extremo abierto del resonador, en la práctica la frecuencia de resonancia se desvía ligeramente del valor teórico estimado. En [Gup79] se proporciona una estimación de la permitividad efectiva real de la línea microstrip conocida la frecuencia real de resonancia del resonador, utilizando un término de corrección de la longitud física del resonador que se determina empíricamente a partir de la medida en vacío de la frecuencia de resonancia del mismo:

$$\epsilon_{eff} = \frac{N^2 c^2}{4 f_r^2 (L + \Delta L)^2} = \left( \frac{Nc}{\lambda f_r} \right)^2 \quad (9.25)$$

Con la expresión anterior, la permitividad efectiva puede estimarse de forma aproximada a partir de la longitud del resonador ( $L$ ), la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ), y el número de la resonancia ( $N$ ); donde  $\Delta L$  es el término de corrección de la longitud de la línea debido al efecto de bordes. [Gup79].

En el caso en que se utilice el resonador para realizar la caracterización de un material dieléctrico, a partir del valor de la permitividad efectiva y aplicando el modelo de la línea apropiado según la estructura, se puede obtener de forma directa o iterativa el valor de la permitividad del material que constituya una de las capas dieléctricas, siempre y cuando se conozcan el resto de parámetros de la estructura (permitividades y anchuras de las capas).



*Fig. 9.7. Estructura de una línea CPW con los principales parámetros: anchura de la tira conductora ( $s$ ), separación entre la tira y los planos de masa ( $w$ ), altura de los conductores ( $t$ ), y altura ( $h$ ) del sustrato dieléctrico de permitividad ( $\epsilon_r$ ).*

## **9.2. SENSORES BASADOS EN LÍNEAS COPLANARES**

Una línea coplanar (CPW) consiste en una tira conductora formada por una fina capa de metal depositada sobre la superficie de una lámina dieléctrica, con dos planos de masa que discurren adyacentes y paralelos a la tira conductora, en la misma superficie que ella [Wen69], tal y como se muestra en la figura 9.7.

Las líneas CPW han recibido mucha atención en el pasado, debido a las ventajas que presenta respecto a las líneas microstrip, especialmente por lo que respecta a los circuitos integrados de microondas (MMICs) [Bed92].

La razón es que en la configuración CPW, todos los elementos conductores se encuentran en la misma superficie, lo que facilita la conexión de elementos externos al circuito. Sin embargo, los campos

que se propagan a lo largo de una CPW están menos confinados que en una línea microstrip, por lo que su sensibilidad a elementos externos es mayor, favoreciendo la aparición de efectos indeseados tales como acoplo entre líneas adyacentes [Ghi87], efecto de bordes en el plano de masa, etc. Esto es una desventaja si se utiliza la CPW para transmitir, pero es una característica muy deseable cuando se pretende utilizar una línea de transmisión como sensor dieléctrico, ya que se obtiene una mayor sensibilidad para detectar cambios en el material cercano al sensor. En [Wen69] se explican además otra serie de ventajas de este tipo de líneas para aplicaciones específicas como desplazadores de fase o aisladores.

Análogamente al caso de la línea microstrip, la técnica de CM se ha aplicado para obtener de forma sencilla los parámetros de la línea. Tal y como se ha comentado, la principal ventaja de esta técnica frente a las herramientas CAD multimodo disponibles (que implementan técnicas como FEM, FDTD o BEM), es que CM proporciona resultados con una aproximación bastante precisa y con menores requerimientos computacionales.

CM consiste en transformar una configuración de línea planar en otra cuyos parámetros sean equivalentes a los de la línea inicial, pero puedan obtenerse de forma más sencilla. Wheeler utilizó el método CM para calcular los parámetros de líneas de transmisión en [Whe64, Whe65]. En el caso de la línea CPW, la particularización del método CM desarrollada por Schwarz-Christoffel permitió obtener la capacitancia de la línea, pero sólo es aplicable para estructuras homogéneas [Ghi87]. Esta es una gran limitación, ya que en la

mayoría de los casos, la sección de la línea está formada por varias capas dieléctricas, y por tanto es inhomogénea. Para poder superar esa limitación, se desarrolló el método de la Capacitancia Parcial (PC). Este método permite aproximar la capacitancia total de la línea como una combinación en serie o paralelo de las capacitancias de las subregiones homogéneas. Estas subregiones son caracterizadas individualmente mediante la técnica CM [Ghi87]. En [Fou80] este planteamiento es utilizado para evaluar la influencia de las múltiples capas en un diseño CPW. A partir de este estudio, son múltiples las referencias que aplican la técnica PC [Bed89, Bed92, Che97, Gev94, Gev95, Ghi87]. Una generalización de la aproximación PC para CPW multicapa con un número arbitrario de capas y de permitividades de las capas fue presentado por Svacina en [Sva92].

Varios autores [Car99, Zhu95, Zhu96] han investigado la precisión del método CM y han demostrado que dicho método es poco preciso cuando se aplica a estructuras CPW en las que las permitividades de las capas aumentan a medida que éstas se separan del plano de los conductores. Esta restricción no es importante en aplicaciones de transmisión en las que se utilizan circuitos CPW sobre AsGa, ya que el AsGa tiene una constante dieléctrica bastante elevada. Sin embargo, esta limitación del método CM es crítica cuando se pretende modelar un sensor CPW, ya que normalmente se coloca una fina capa protectora en contacto con las tiras conductoras, y el MUT se coloca por encima de ésta. La capa protectora debe tener una permitividad lo más baja posible para favorecer la penetración de los campos en el MUT, y tener así una mayor

sensibilidad a las variaciones que éste pueda sufrir. Por esa razón, el sensor CPW es uno de los ejemplos de configuraciones en las que la técnica CM ha sido cuestionada [Ghi03].

Para resolver este problema de la técnica CM, Zhu introdujo ciertas modificaciones en las expresiones obtenidas mediante la técnica PC [Zhu95], con aproximaciones empíricas. Sin embargo, este método proporciona resultados erróneos para ciertas configuraciones [Zhu95, Ghi03]. Carlsson [Car99] vuelve a retomar el problema y realiza un estudio de la pérdida de precisión mostrando resultados para diferentes valores de la permitividad de un sustrato CPW de dos capas.

Finalmente, Ghione proporciona una solución a este problema en [Ghi03]. Este autor sugiere la utilización de una capacitancia serie equivalente (SPC) para analizar estructuras en las que la permitividad de las capas aumenta a medida que éstas se separan de las tiras conductoras, mientras que la técnica de PC convencional (que modela las capas mediante capacitancias en paralelo equivalentes) se considera adecuada para modelar el resto de configuraciones.

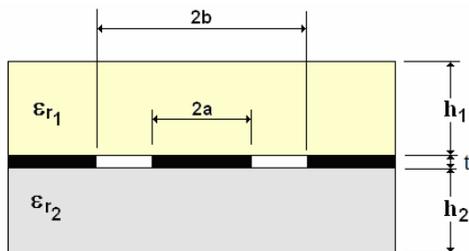
En lo que respecta al uso de líneas CPW para caracterizar materiales, Janezic analizó en [Jan97] tres técnicas para medir la permitividad de sustratos dieléctricos utilizando medidas de líneas CPW. En [Stu98], Stuchly presenta configuraciones distribuidas de dos y tres líneas CPW para realizar medidas no destructivas de varios líquidos. Distintos planteamientos aparecen en [Boo99, Boz00, Lue02, Ong00, Raj01] para realizar medidas de propiedades

dieléctricas de materiales. En [Hin03], se estudia la caracterización simultánea de la permitividad y la permeabilidad de materiales.

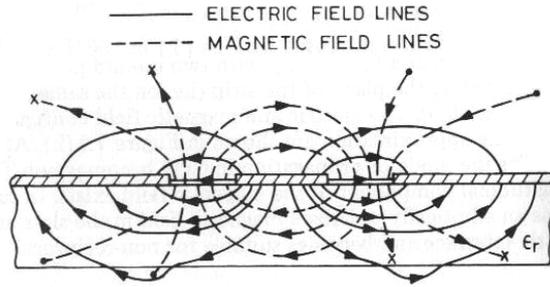
### 9.2.1. MODELO TEÓRICO DE UNA LÍNEA COPLANAR

La línea CPW está formada por una tira conductora central y dos planos de masa paralelos a ella y colocados en el mismo plano. Los principales parámetros de la estructura se muestran en la figura 9.8. En las figuras 9.7 y 9.8 se muestran dos nomenclaturas diferentes y comúnmente utilizadas en la bibliografía.

Análogamente al caso de la línea microstrip, la línea CPW presenta una estructura inhomogénea, por lo que los modos que se propagan son modos híbridos. Además, parte de los campos eléctrico y magnético escapan al espacio que hay por encima de los planos conductores. Este hecho se ilustra en la figura 9.9.



*Fig. 9.8. Sección de una línea de transmisión coplanar, con una tira conductora central de anchura  $2a$ , y una separación entre los planos de masa una distancia  $2b$ . Estructura simple con dos capas dieléctricas, un sustrato y un superestrato.*



*Fig. 9.9. Distribución de los campos eléctrico y magnético en una línea CPW. Se puede observar cómo parte de los campos se propaga por la región que hay por encima de los conductores. Imagen de [Hin02].*

Las líneas CPW han sido estudiadas mediante modelos multimodo así como mediante aproximaciones quasi-estáticas. Lo más común son los análisis mediante CM, que incluye los efectos de la dispersión del modo quasi-TEM.

### 9.2.2. MODELO TEÓRICO DE LA LÍNEA CPW CON 2 CAPAS

Para la estructura de la figura 9.7, si se considera el caso en el que  $t \rightarrow 0$ ,  $h_2 \rightarrow \infty$  y  $\epsilon_{r1} = \epsilon_0$ , se pueden obtener expresiones simples y precisas para la capacitancia equivalente y la permitividad efectiva de la estructura. La capacitancia total por unidad de longitud de la línea ( $C_{tot}$ ), puede calcularse como la suma de las capacitancias del semiplano superior (aire) y del semiplano inferior (dieléctrico). Como regla general, esta aproximación es válida si la altura del sustrato ( $h_2$ ) es mayor que la extensión lateral de la línea ( $b$ ).

Las capacitancias equivalentes de los semiplanos inferior y superior (dieléctrico y aire respectivamente) son:

$$C_L = 2\varepsilon_{r1}\varepsilon_0 \frac{a}{b} \quad (9.26)$$

$$C_U = 2\varepsilon_0 \frac{a}{b} \quad (9.27)$$

Y la capacitancia total de la línea es

$$C_{tot} = C_U + C_L \quad (9.28)$$

El valor de la permitividad efectiva de la línea CPW con la configuración anterior es:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (9.29)$$

Para la estructura de la figura 9.7, si  $t \rightarrow 0$ , con una altura de substrato finita  $h_2$  y  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_0$ , la técnica CM puede aplicarse para obtener las expresiones siguientes [Stu98]:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (9.30)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')} \quad (9.31)$$

$$k = \frac{s}{s + 2w} \quad (9.32)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (9.33)$$

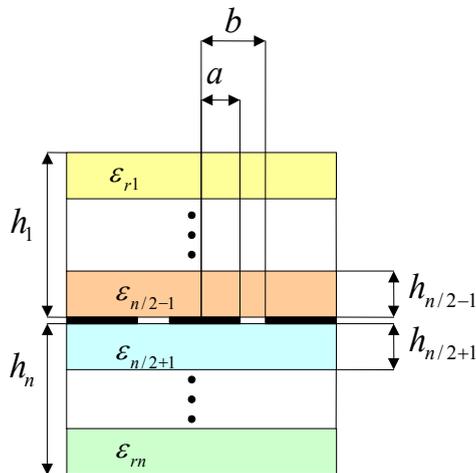
$$k_1 = \frac{\sinh(\pi s/4h)}{\sinh(\pi(s + 2w)/4h)} \quad (9.34)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (9.35)$$

Donde el cociente  $K(k)/K(k')$  puede obtenerse con la ecuación 9.19.

### 9.2.3. MODELO TEÓRICO DE LA LÍNEA CPW MULTICAPA

En múltiples aplicaciones prácticas, como es el caso del sensor CPW, aparece una multicapa de dieléctricos entre los que se encuentra embebida la estructura del CPW, como se muestra en la figura 9.10. Como ya se ha comentado, un método electromagnético apropiado para resolver problemas de potencial bidimensionales es el método de CM, que “mapea” los contornos y los transforma en una configuración más simple, en la que la ecuación de Laplace tiene soluciones más sencillas. A través de este método, varios autores han proporcionado diferentes expresiones para obtener la permitividad efectiva de una línea CPW multicapa (con  $N$  capas). La técnica PC se utiliza conjuntamente con el CM para obtener la permitividad efectiva de la estructura.



*Fig. 9.10. Estructura CPW con múltiples capas dieléctricas de diferentes permitividades y anchuras.*

Tal y como se ha descrito, los parámetros característicos de la estructura CPW de la figura 9.10 pueden obtenerse como sigue:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{ffU} + \epsilon_{ffL}}{2} \quad (9.36)$$

$$\epsilon_{effU} = \epsilon_{r1} + \sum_{n=2}^{N/2} (\epsilon_n - \epsilon_{n-1}) \left[ \frac{K(k_n)K(k')}{K(k_n')K(k)} \right] \quad (9.37)$$

$$\epsilon_{effL} = \epsilon_{rN} + \sum_{n=N/2}^{N-1} (\epsilon_{n+1} - \epsilon_n) \left[ \frac{K(k_{n+1})K(k')}{K(k_{n+1}')K(k)} \right] \quad (9.38)$$

Donde:

$$k = \frac{a}{b} \quad (9.39)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (9.40)$$

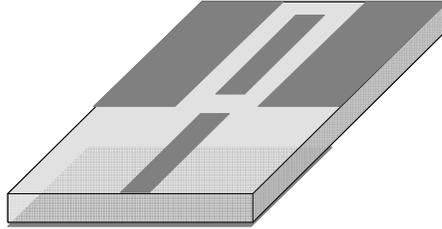
$$k_n = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h_n}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_n}\right)} \quad n = 2 \dots N - 1 \quad (9.41)$$

$$k_n' = \sqrt{1 - k_n^2} \quad (9.42)$$

Donde  $h_n$  es la suma acumulativa de las alturas de las  $n$  capas.

#### 9.2.4. RESONADOR COPLANAR

Un resonador coplanar consiste en un tramo de línea CPW con una longitud  $L$  terminada en circuito abierto o cortocircuito (figura 9.11). A partir de sus dimensiones y de los valores de permitividad efectiva obtenidos mediante el modelo adecuado de la estructura, se obtiene la frecuencia de resonancia del resonador. Esta relación entre



*Fig. 9.11. Ejemplo de resonador coplanar. Primero hay un tramo de línea de excitación (en este caso microstrip), y después está el tramo coplanar que constituye el resonador.*

la permitividad efectiva de la estructura CPW y la frecuencia de resonancia es la misma que se mostraba para el caso del resonador microstrip (ecuación 9.20). Es evidente que una variación de la permitividad de alguna de las capas de la estructura CPW provocaría un cambio de la permitividad efectiva de la estructura y por tanto variaría la frecuencia de resonancia del resonador.

### **9.3. SIMULACIONES Y COMPARACIÓN DE LAS ESTRUCTURAS**

Siguiendo con lo expuesto en los apartados anteriores, se desarrollaron una serie de funciones en Matlab<sup>®</sup>, que implementan los modelos teóricos descritos para poder obtener los parámetros característicos de las estructuras microstrip y coplanar. A continuación se muestran algunos de los resultados obtenidos con dichas funciones, corroborando en la medida de lo posible los resultados con aquellos proporcionados con otros autores.

En la figura 9.12 se muestra la respuesta de una línea microstrip con 2 capas en función de la relación  $W/h$  para diferentes valores de la permitividad del substrato. También se muestran los resultados proporcionados en [Yam68a] para la misma estructura. Como puede comprobarse, los valores obtenidos coinciden con los de otros autores.

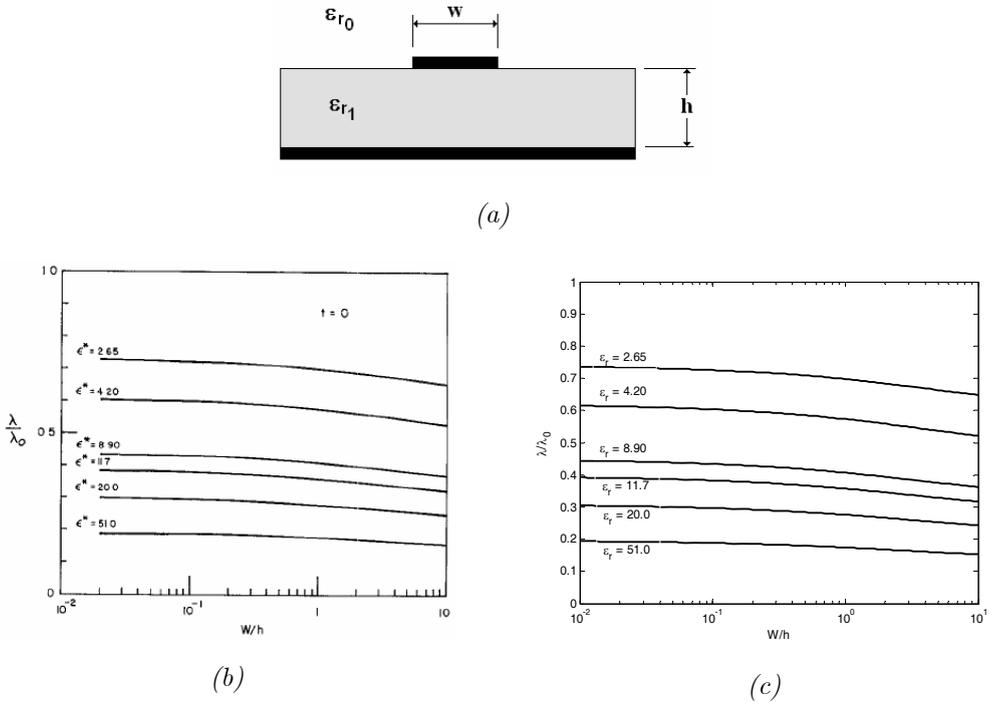
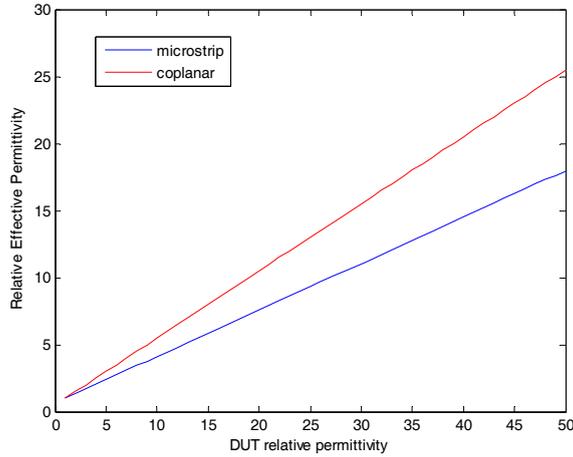


Fig. 9.12. (a) Estructura simulada, línea microstrip de dos capas. Respuesta de la línea en función de la relación  $W/h$  para distintos valores de la permitividad del substrato. (b) Resultados de [Yam68a], (c) Resultados de este trabajo. Datos de la simulación:  $\epsilon_{r1}=[2.65, 9.20, 8.90, 11.7, 20.0, 51.0]$ ,  $W/h=[0.01,10]$ .



*Fig. 9.13. Comparación de la permitividad efectiva de una línea microstrip y una línea coplanar en función de la permitividad de una de las 2 capas. Parámetros de la simulación: Microstrip :  $h=4\text{mm}$ ,  $W=5\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=[1,50]$ . CPW :  $h_1 \rightarrow \infty$ ,  $h_2 \rightarrow \infty$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=[1,50]$ ,  $a=5\text{mm}$ ,  $b=7.5\text{mm}$ .*

En la siguiente simulación, se comparan las respuestas de una línea microstrip y una línea CPW, ambas con 2 capas. La permitividad efectiva se muestra como función de la permitividad relativa de una de las capas en la figura 9.13. Esta situación pretende recrear un escenario simple de monitorización de un material (MUT). La línea tiene un substrato cuyas propiedades son constantes, y se coloca en contacto con un material (MUT) cuyas propiedades varían en un cierto rango. En la figura 9.13 se puede ver que, si hay una variación en las propiedades dieléctricas de una de las capas (se supone que dicha capa se trata del MUT que se está monitorizando), la variación resultante en la permitividad efectiva de la línea CPW es

mayor que la variación que se produce para la línea microstrip. Éste era el resultado esperado, ya que la distribución de campos en la línea CPW, hace que gran parte de la energía total que viaja por la línea se propague por el espacio ocupado por el MUT, haciendo que la estructura CPW sea mucho más sensible.

En la figura 9.14 se muestra la comparación del parámetro  $K=1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$  para la línea microstrip, la línea CPW, y para una cavidad completamente rellena del MUT, que por tanto, es igual a  $K=1/\sqrt{\epsilon_r}$ . Este valor es interesante, ya que la cavidad completamente rellena es el caso de máxima sensibilidad a los cambios del material. Este tipo de gráfica permite comparar directamente la sensibilidad de diversas estructuras y ver de forma gráfica cómo se acercan al límite actual de sensibilidad de una estructura.

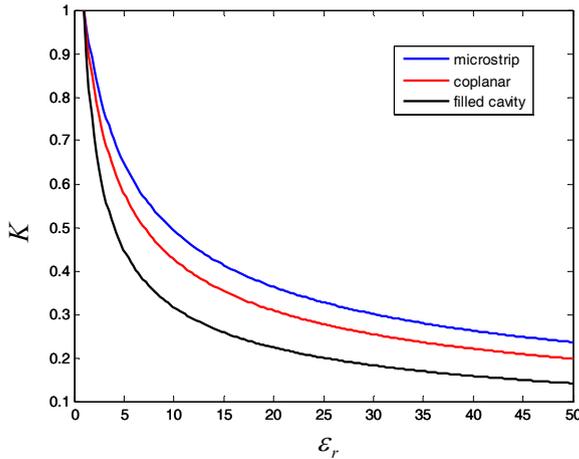
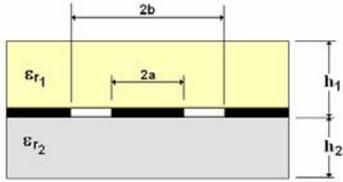


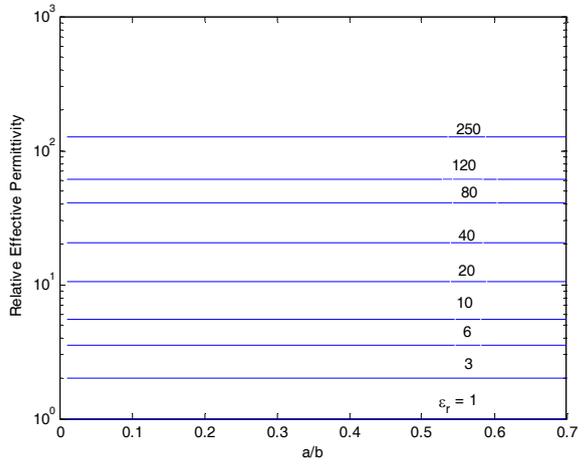
Fig. 9.14. Comparación del parámetro  $K$  de una línea CPW, una línea microstrip, y una cavidad completamente rellena ( $K_{ref}$ ), en función de la variación del MUT.

Con los resultados anteriores, parece lógico plantear el uso de estructuras microstrip para llevar a cabo la caracterización de substratos dieléctricos, ya que el confinamiento del campo en el substrato hace que la medida sea menos sensible a perturbaciones externas a la estructura, mientras que la estructura CPW presenta una clara ventaja a la hora de implementar un sensor para monitorizar las propiedades dieléctricas de un material colocado en las proximidades de éste. Como se ha comentado anteriormente, el interés del estudio realizado con las estructuras planares está centrado en el diseño de un sensor para monitorizar un material en un proceso industrial, por lo que a partir de ahora se muestran los resultados más relevantes relativos a la estructura CPW.

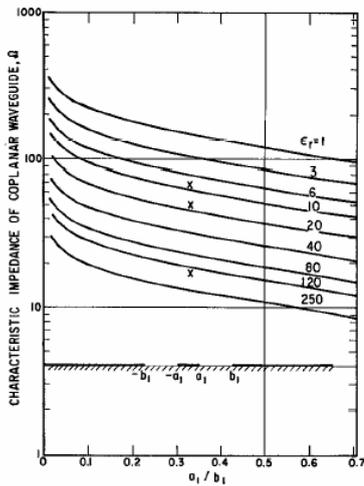
A continuación se muestran varias configuraciones de estructuras CPW. Para comenzar, se muestra en la figura 9.15 una simulación propuesta en [We69] para verificar uno de los modelos de CPW programados. Se trata de la impedancia de una línea CPW de una capa en función de la relación  $a/b$ , con la constante dieléctrica relativa como parámetro. En primer lugar, se muestra la estructura simulada, así como la permitividad efectiva resultante para la línea CPW.



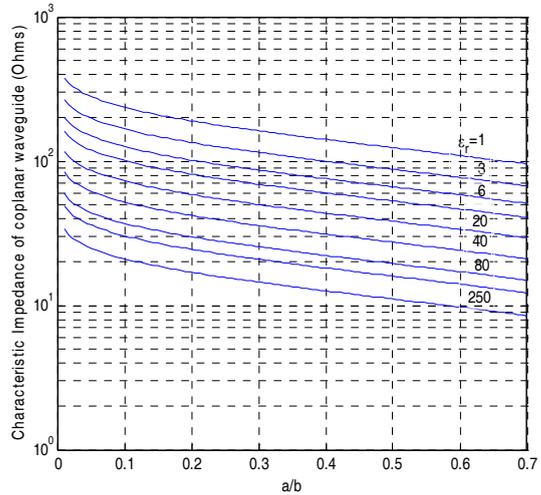
(a)



(b)



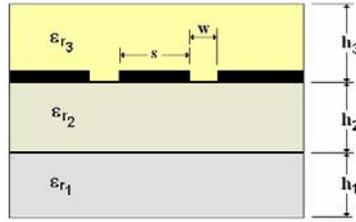
(c)



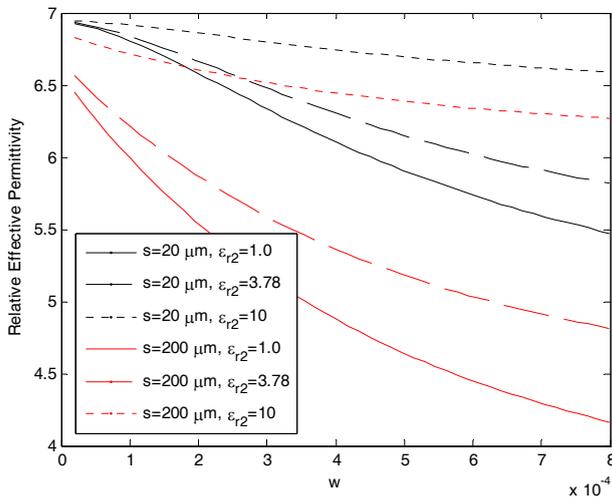
(d)

Fig. 9.15. (a) Estructura analizada. (b) Variación de la permitividad efectiva en función de la relación  $a/b$  para diferentes substratos. Variación de la impedancia obtenida (c) en [Wen69], y (d) en este trabajo. Parámetros de la simulación:  $a=[1,10]$ mm,  $a/b=[0.01,0.7]$ ;  $\epsilon r1=1$ ;  $h_1=h_2=\infty$ ,  $\epsilon r2=[1, 3, 6, 10, 20, 40, 80, 120, 250]$ .

En la figura 9.16 se muestra la misma simulación realizada en [Whe64], en la que se obtiene la impedancia de una línea CPW de 3 capas en función de la anchura  $w$  de la línea, variando la constante dieléctrica del sustrato. En primer lugar, se muestra la estructura analizada y la variación de la permitividad efectiva.

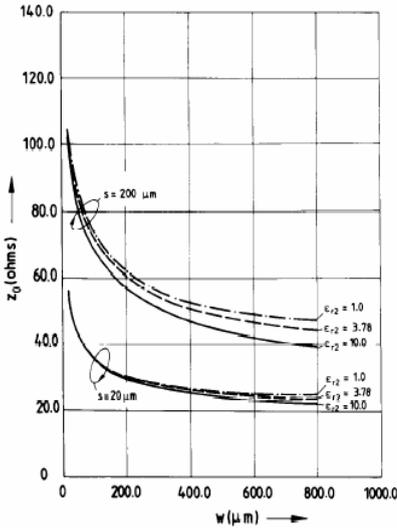


(a)

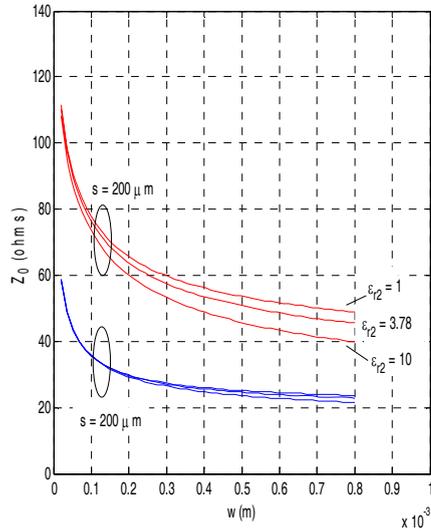


(b)

Fig. 9.16. (a) Estructura CPW analizada. (b) Variación de la permitividad efectiva en función de la anchura de línea  $w$  para diferentes valores de la constante dieléctrica del sustrato.



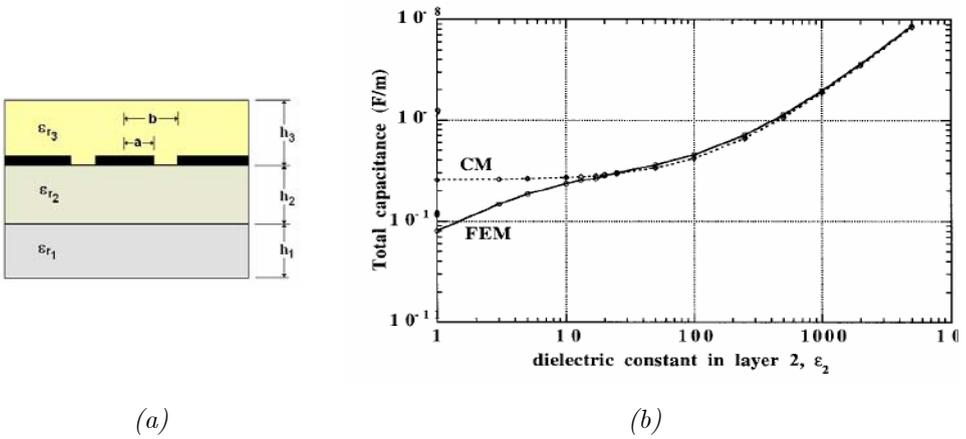
(c)



(d)

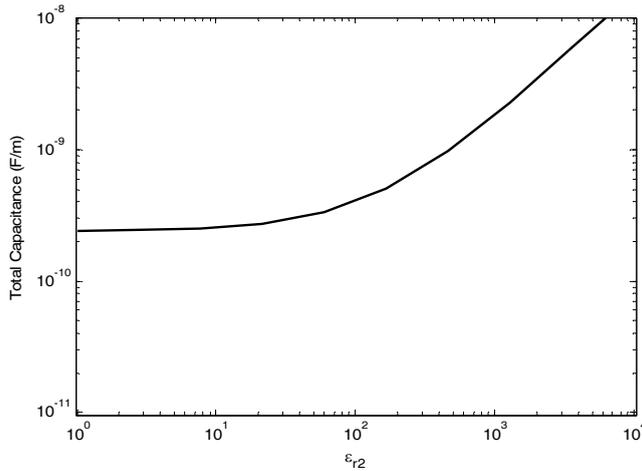
Fig. 9.16. Variación de la impedancia de la línea CPW obtenida (c) en [Whe64], y (d) en este trabajo. Parámetros de la simulación:  $w=[20,800]$   $\mu\text{m}$ ,  $s=[20\mu\text{m}, 200\mu\text{m}]$ ,  $h_2= 200\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_{r1}= 1$ ,  $\epsilon_{r2}= [1,3.78,10]$ ,  $\epsilon_{r3}= 1$ ;  $h1= 50*h_2$ ,  $h3= 50*h_2$ .

En la siguiente simulación, se estudia la capacitancia total de una línea CPW de tres capas en función de la permitividad del substrato  $\epsilon_{r2}$ . Los resultados aparecen en la figura 9.17. También se muestra el resultado obtenido en [Car99] para la misma simulación.



(a)

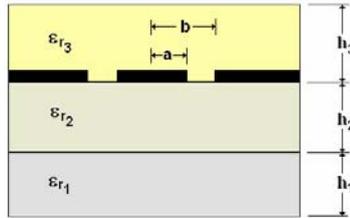
(b)



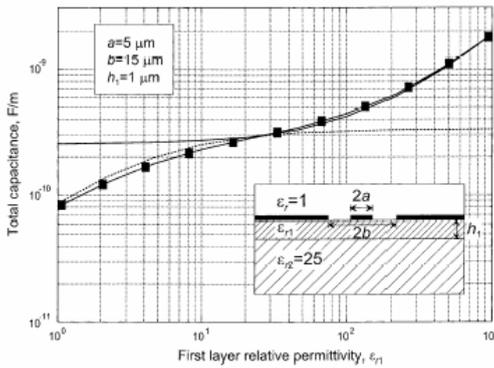
(c)

Fig. 9.17. (a) Estructura analizada. (b) Variación de la capacitancia total en función del substrato en [Car99], y (c) en este trabajo. Parámetros de la simulación:  $a=5\mu\text{m}$ ,  $b=15\mu\text{m}$ ,  $h_1=0.5\text{mm}-1\mu\text{m}$ ,  $h_2=1\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_{r1}=25$ ,  $\epsilon_{r2}=[1,10e4]$ ,  $\epsilon_{r3}=1$ ;  $h_3=100\text{cm}$ .

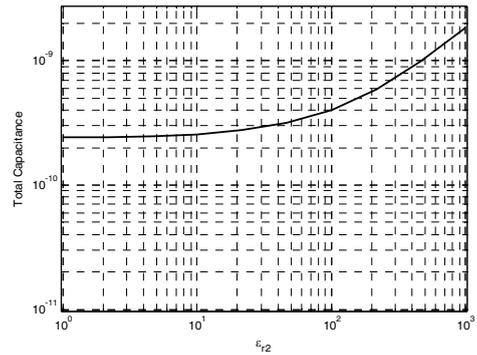
En la figura 9.18, se muestra la capacitancia total de una línea CPW de tres capas en función de la permitividad del sustrato  $\epsilon_{r2}$ . También se muestra el resultado obtenido en [Ghi03] para la misma simulación.



(a)



(b)



(c)

Fig. 9.18. (a) Estructura CPW analizada. (b) Variación de la capacitancia total de la línea en función de la constante dieléctrica del sustrato en [Ghi03], y (c) en este trabajo. Parámetros de la simulación:  $a=5\mu m$ ,  $b=15\mu m$ ,  $h_1=50cm$ ,  $h_2=1\mu m$ ,  $\epsilon_{r1}=25$ ,  $\epsilon_{r2}=[1,10e3]$ ,  $\epsilon_{r3}=1$ ;  $h_3=50cm$ .

En la siguiente simulación, se obtiene la respuesta de una línea CPW de 4 capas recubierta de metal, en función de la anchura de la tira conductora para diferentes valores de permitividad de la cuarta capa. Los resultados aparecen en la figura 9.19. Esta estructura corresponde a un hipotético sensor introducido en una estructura de metal, con una primera capa de aire (un pequeño hueco entre el sensor y el metal), una segunda capa que correspondería con el sustrato de la línea CPW, una tercera capa por encima de los conductores a modo de protección, y una cuarta capa que correspondería con el MUT.

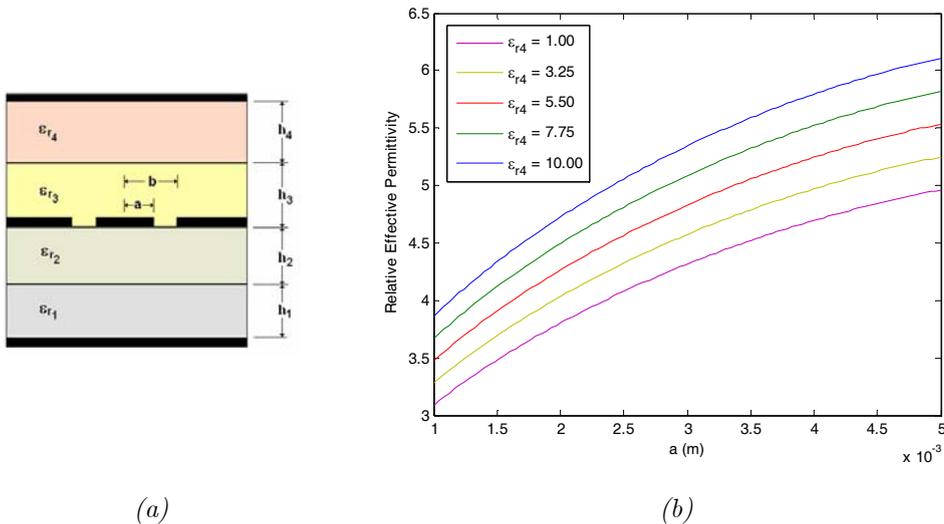


Fig. 9.19. (a) Estructura CPW de 4 capas simulada. (b) Variación de la permitividad efectiva en función de la anchura de la tira conductora, para diferentes valores de la constante dieléctrica de la cuarta capa. Parámetros de la simulación:  $a=[1\text{mm},5\text{mm}]$ ,  $b=10\text{mm}$ ,  $h1=0.1\text{mm}$ ,  $h2=0.4\text{mm}$ ,  $h3=5\text{mm}$ ,  $h4=1\text{cm}$ ,  $\epsilon r1=1$ ,  $\epsilon r2=4$ ,  $\epsilon r3=2$ ;  $\epsilon r4=[1,10]$ .

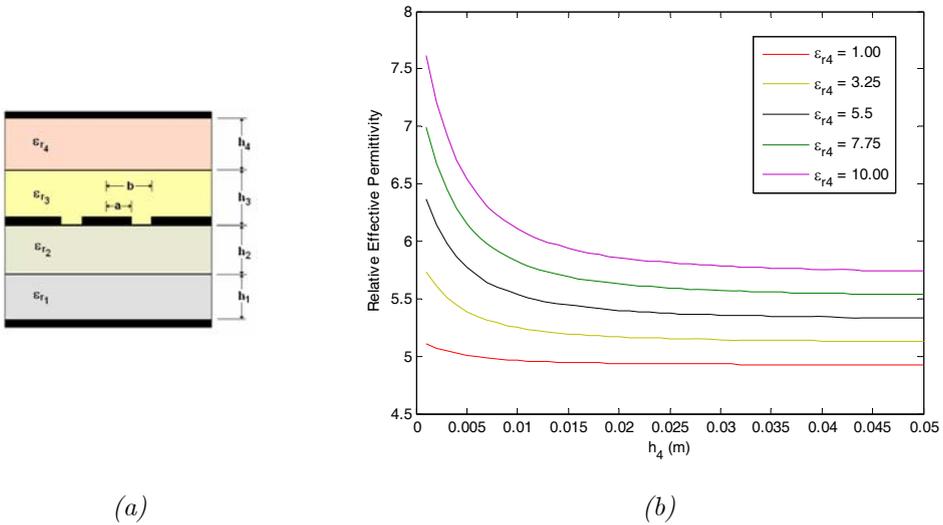


Fig. 9.20. (a) Estructura CPW de 4 capas simulada. (b) Variación de la permitividad efectiva en función del grosor de la cuarta capa, para diferentes valores de la constante dieléctrica de dicha capa. Parámetros de la simulación:  $a=[1\text{mm},5\text{mm}]$ ,  $b=10\text{mm}$ ,  $h_1=0.1\text{mm}$ ,  $h_2=0.4\text{mm}$ ,  $h_3=5\text{mm}$ ,  $h_4=1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=4$ ,  $\epsilon_{r3}=2$ ;  $\epsilon_{r4}=[1,10]$ .

En la figura 9.19, se puede observar que a medida que el hueco entre la tira conductora y el plano de masa disminuye, aumenta el incremento en la permitividad efectiva cuando el material de la cuarta capa cambia sus propiedades dieléctricas. A continuación se estudia una variación en la anchura de la cuarta capa (ver figura 9.20). En la figura 9.20 se comprueba el hecho de que una capa fina de material proporciona una mayor variación de la permitividad efectiva, para la configuración elegida. A medida que la capa se hace más gruesa, la respuesta del sensor tiende al valor que tendría cuando la capa de material es infinita.

En la figura 9.21 se muestra un estudio del efecto que tiene el medio que rodea al sensor en su respuesta, para ello se estudia un sensor formado por un substrato (capa 1), una capa protectora (capa 2) y un material (capa 3). En primer lugar, se muestra la configuración de 3 capas en la que el substrato del CPW tiene una altura finita y aire por encima de ella. Después, se considera que dicha capa tiene un grosor infinito. Por último, se considera que el sensor está rodeado de metal, con un hueco de aire entre el substrato y el metal. Se muestra la permitividad efectiva del sensor en función de las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ .

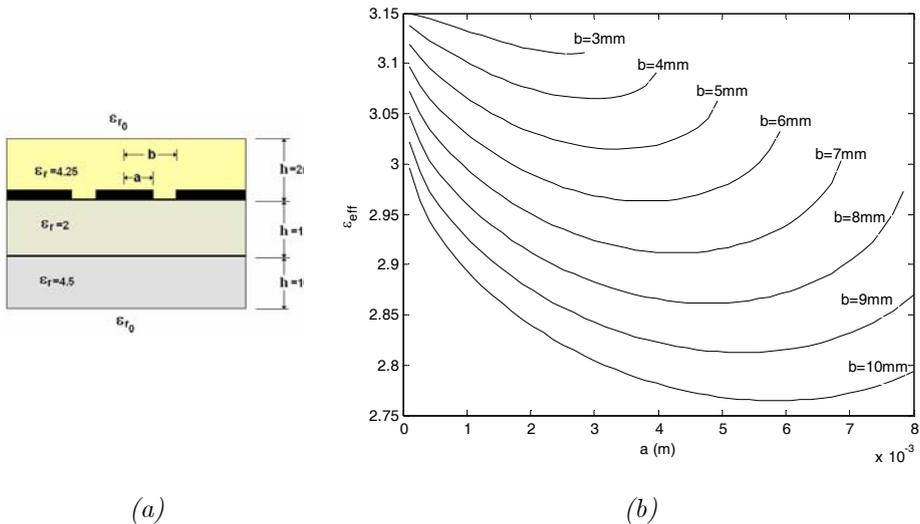
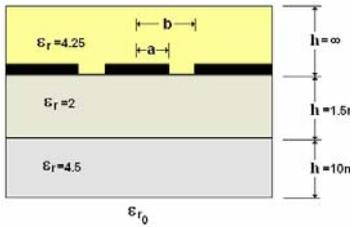
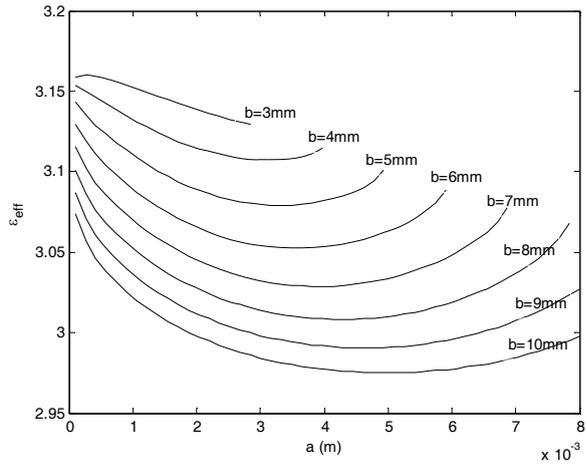


Fig. 9.21. (a) Estructura de CPW con 3 capas, en la que la tercera capa (substrato) tiene un grosor finito y aire por encima. (b) Variación de la permitividad efectiva en función de  $a$  y  $b$ . Parámetros:  $a=[0.1\text{mm}, 8\text{mm}]$ ,  $b=[3\text{mm}, 10\text{mm}]$ ,  $h1=2\text{mm}$ ,  $h2=1.5\text{mm}$ ,  $h3=1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1}=4.25$ ,  $\epsilon_{r2}=2$ ,  $\epsilon_{r3}=4.5$ .



(c)



(d)

Fig. 9.21. (c) Estructura de CPW con 3 capas, en la que la tercera capa (substrato) tiene un grosor infinito. (d) Variación de la permitividad efectiva en función de  $a$  y  $b$ . Parámetros:  $a=[0.1\text{mm}, 8\text{mm}]$ ,  $b=[3\text{mm}, 10\text{mm}]$ ,  $h_1=\infty$ ,  $h_2=1.5\text{mm}$ ,  $h_3=1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1}=4.25$ ,  $\epsilon_{r2}=2$ ,  $\epsilon_{r3}=4.5$ .

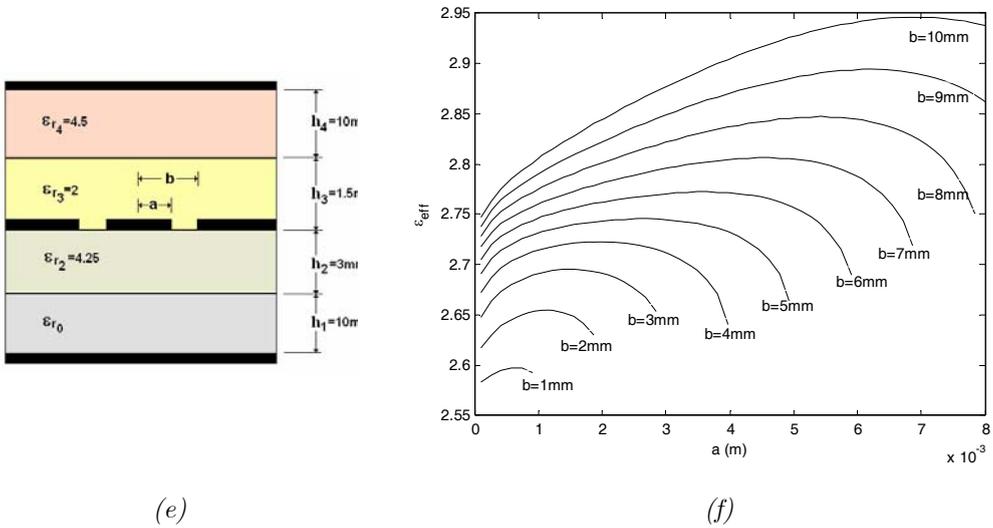


Fig. 9.21. (e) Estructura de CPW con 4 capas rodeada de metal. (f) Variación de la permitividad efectiva en función de las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ . Parámetros de la simulación:  $a=[0.1\text{mm}, 8\text{mm}]$ ,  $b=[1\text{mm}, 10\text{mm}]$ ,  $h_1=1\text{cm}$ ,  $h_2=3\text{mm}$ ,  $h_3=1.5\text{mm}$ ,  $h_4=1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=4.25$ ,  $\epsilon_{r3}=2$ ,  $\epsilon_{r4}=4.5$ .

Como se puede observar en la figura 9.21, la estructura del sensor coplanar es muy dependiente de la configuración elegida, por lo que una simulación precisa de las condiciones de medida puede ser crucial a la hora de diseñar un sensor de este tipo para una aplicación específica.

En la figura 9.22 se muestra un ejemplo de simulación para el diseño de un sensor CPW, en el que se simula un cambio de las propiedades dieléctricas del MUT, y se representa la variación de permitividad efectiva del sensor en respuesta a dicho cambio. Se han

simulado dos configuraciones, la del sensor abierto (configuración de 3 capas) y la del sensor rodeado de metal (4 capas).

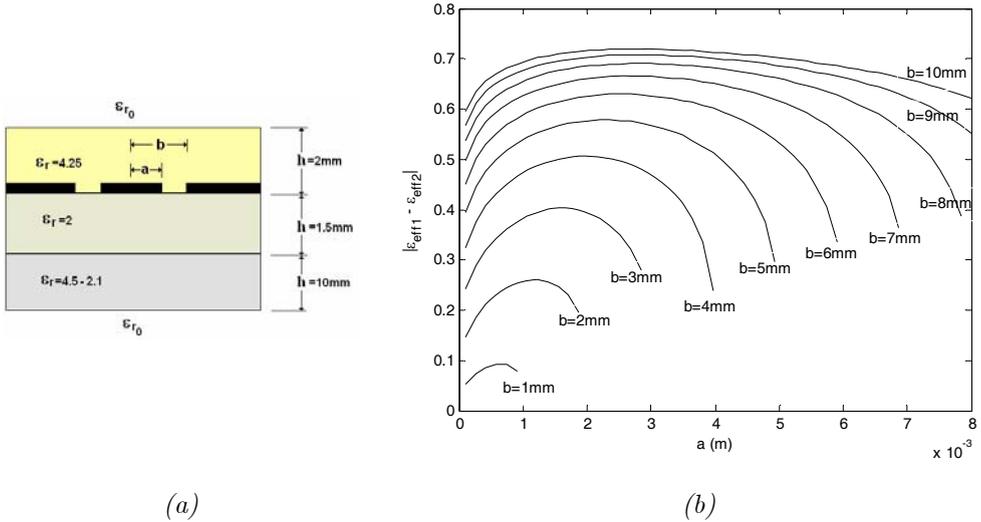


Fig. 9.22. (a) Estructura de CPW con 3 capas, en la que el MUT varía su permitividad. (b) Incremento obtenido en la permitividad efectiva en función de las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ . Parámetros de la simulación:  $a = [0.1\text{mm}, 8\text{mm}]$ ,  $b = [1\text{mm}, 10\text{mm}]$ ,  $h_1 = 2\text{mm}$ ,  $h_2 = 1.5\text{mm}$ ,  $h_3 = 1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 4.25$ ,  $\epsilon_{r2} = 2$ ,  $\epsilon_{r3} = [2.1 - 4.5]$ .

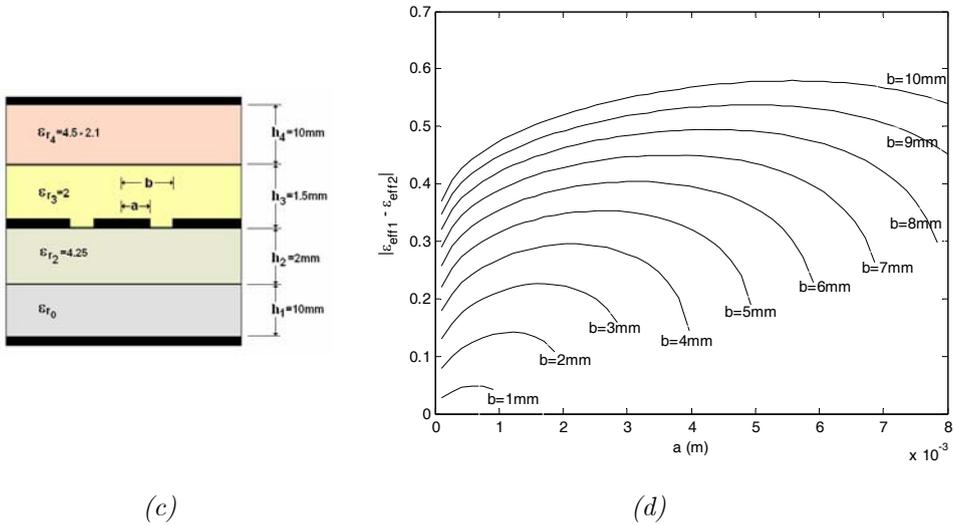


Fig. 9.22. (c) Estructura de CPW con 4 capas rodeada de metal. (d) Incremento obtenido en la permitividad efectiva en función de las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ . Parámetros de la simulación:  $a=[0.1\text{mm}, 8\text{mm}]$ ,  $b=[1\text{mm}, 10\text{mm}]$ ,  $h1=1\text{cm}$ ,  $h2=2\text{mm}$ ,  $h3=1.5\text{mm}$ ,  $h4=1\text{cm}$ ,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=4.25$ ,  $\epsilon_{r3}=2$ ,  $\epsilon_{r4}=[2.1 - 4.5]$ .

En la figura 9.22 se puede ver cómo hay determinadas combinaciones de las dimensiones  $a, b$  que proporcionan mayores incrementos en la permitividad efectiva cuando el material cambia sus propiedades. A medida que la línea CPW aumenta de tamaño, parece que la sensibilidad a dichos cambios aumenta, observándose un límite al que parecen tender las curvas. También se observa que al rodear el sensor de metal, se obtiene una disminución de la sensibilidad respecto al sensor abierto. Este hecho es un inconveniente, que compensa el hecho de que el metal protege el sensor de interferencias externas en la medida.

## **Referencias**

- [Bah80] I.J. Bahl, S.S. Stuchly, "Analysis of a Microstrip Covered with a Lossy Dielectric" *IEEE Microwave Theory and Tech.*, Vol. 28, No 2, Feb. 1980.
- [Bak01] J. Baker-Jarvis, M. Janezic, B. Riddle, C.L. Holloway, N.G. Paulter, J.E. Blendell, "Dielectric and Conductor loss characterization and measurements on electronic packaging materials", *NIST Technical Note 1250*, July 2001.
- [Bed89] S.S. Bedair and I. Wolff, "Fast and accurate analytic formulas for calculating the parameters of a general broadside-coupled coplanar wave-guide for (M)MIC applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 843-850, May 1989.
- [Bed92] S.S. Bedair and I. Wolff, "Fast, accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 41-48, Jan. 1992.
- [Bif01] G. Biffi Gentili and C. Riminesi, "Full-Wave modeling of microwave planar reflection sensors for material moisture testing", *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, Vol.2, No 4, Oct. 2001, pp: 453-470.
- [Boo99] J.C. Booth, L.R. Vale, R.H. Ono, "Broadband determination of microwave permittivity and loss in tunable dielectric thin film materials", *Proc. Of the 1999 Materials Issues for Tunable RF and Microwave Devices*, Vol. 603, pp:1-12.
- [Boz00] E. Bozzi, M. Bramanti, "A Planar applicator for measuring surface dielectric constant of materials", *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 49, No. 4, August 2000, pp: 773-775.

- [Car99] E. Carlsson and S. S. Gevorgian, “Conformal mapping of the field and charge distributions in multilayered substrate CPW’s,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 1544–1552, Aug. 1999.
- [Che97] E.Chen and S.Y.Chou, “Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and experiments,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 939–945, June 1997.
- [Dar99a] A. Darwish, A. Ezzeddine, H.C. Huang, M.Mah, “Effective dielectric constant of the embedded transmission line (ETL)- a multilayer stripline-like structure”, *IEEE MTT Symposium Digest*, WEF1-2, 1999, pp.1249-1252.
- [Dar99b] A. Darwish, A. Ezzeddine, H.C. Huang, M.Mah, “Properties of the embedded transmission line (ETL) – An offset stripline with two dielectrics”, *IEEE Microwave and guided wave letters*, Vol. 9, No. 6, June 1999, pp. 224-226.
- [Far74] A.Farrar and A.T. Adams,”Multilayer microstrip transmission lines”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* Vol MTT-22, no 10, pp 889-891, 1974.
- [Fou80] V. Fouad-Hanna and C. Veyres, “Extension of the application of con-formal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions,” *Int. J. Electron.*, No. 48, pp. 47–56, Jan. 1980.
- [Fra04] E. Fratticcioli, M. Dionigi, and R. Sorrentino, “A simple and low-cost measurement system for the complex permittivity characterization of materials”, *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.*, Vol. 53, No. 4, August 2004, pp. 1071-1077.
- [Gev94] S.S. Gevorgian, “Basic characteristics of two-layered substrate coplanar waveguides,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 15, pp. 1236–1237, July 1994.

- [Gev95] S.S. Gevorgian, P. L. J. Linner, and E. L. Kollberg, “CAD models for shielded multilayered CPW,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 3, pp. 772–779, Apr. 1995.
- [Ghi87] G. Ghione and C. Naldi, “Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* , vol. MTT-35, pp. 260–267, Mar. 1987.
- [Ghi03] G. Ghione;and M. Goano;”Revisiting the partial-capacitance approach to the analysis of coplanar transmission lines on multilayered substrates” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* ,Vol. 51 , Issue: 9 , Sept. 2003
- [Grz01] J. Grzyb, I. Ruiz, G. Tröster, “Extraction of material complex permittivities for composite substrate MCM-L Technologies up to 100 GHz”.
- [Gup79] K.C. Gupta, R. Garg, and I.J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Dedham, MA: Artech House, 1979.
- [Hin02] J. Hinojosa, “Broadband method for measuring complex permittivity and Permeability of film-shaped materials”, [www.TechOnLine](http://www.TechOnLine), Mar. 2002.
- [Hin04] J. Hinojosa, “Broad-band measurements of electromagnetic properties of film-shaped materials using striplines”, *Subsurface Sensing Technology and Applications*, Vol. 5, No 1, Jan. 2004, pp. 1-23.
- [Hor69] J.S. Hornsby and A. Gopinath, “Numerical analysis of a dielectric loaded waveguide with a microstrip line - FDTD method” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 684-690, Sept. 1969.

- [Jan97] M.D. Janezic, D.F. Williams, "Permittivity characterization from transmission-line measurement", *IEEE International Microwave Symp. Dig.*, pp. 1343-1347, June 1997.
- [Kha06] K.Khalid, M.M. Ghretli, Z.Abbas, I.V.Grozescu, "Development of Planar Microwave Moisture Sensors for Hevea Rubber Latex and Oil Palm Fruits", *International RF and Microwave Conference Proceedings*, Sept. 2006, Malasia.
- [Lue02] H.T. Lue, T. Tseng, G. Huang, "A method to characterize the dielectric and interfacial properties of metal-insulator-semiconductor structures by microwave measurement", *Journal of Applied Physics*, Vol.91, No. 8, pp: 5275-5282, 2002.
- [Ong00] K.G. Ong, C.A. Grimes, "A resonant printed-circuit sensor for remote query monitoring of environmental parameters", *Smart Mater. Struct.*, Vol 9, pp: 421-428, 2000.
- [Raj01] A. Raj, W.S. Holmes, S.R. Judah, "Wide Bandwidth measurement of complex permittivity of liquids using coplanar lines", *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 50, No. 4, August 2001, pp: 905-909.
- [Rao87] K.V. S. Rao, N. Adishesu, B.N.Das, "Analysis of stripline filled with a multilayered dielectric medium", *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-35, No. 2, Feb. 1987, pp. 169-174.
- [Shu94] Shun Shi Zhong, Gang Liu, Chulam Quasim, "Closed form expressions for resonant frequency of rectangular patch antennas with multilayered dielectric layers", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. Vol 42 No 9 Sept 1994.
- [Sri99] S. Sriram and T. S. Vedavathy, "Novel analysis Scheme to analyze multilayer dielectric microstrip antennas", *Asia Pacific Microwave Conference*, 1999.

- [Ste78] D. J. Steeleand, M. Kent “Microwave stripline techniques applied to moisture measurement in food materials” *Dig. Microwave Power*, pp. 31-36. 1978.
- [Sti68] H. E. Stinehelfer, “An accurate calculation of uniform microstrip transmission lines”, *IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-16, No. 7, July 1968, pp. 439-444.
- [Stu98] S.S. Stuchly, C.E. Bassey, “Microwave coplanar sensors for dielectric measurements”, *Meas. Sci. Tech.*, No 9, pp: 1324-1329, 1998.
- [Sva92a] J. Svacina, “Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method,” *IEEE Microwave Theory and Tech.*, Vol. 40, No4 Apr. 1992.
- [Sva92b] J. Svacina, “A simple quasistatic determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide,” *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 385–387, Oct. 1992.
- [Wen69] C. P. Wen, “Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications,” *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, No 12, pp. 1087–1090, Dec. 1969.
- [Whe64] H.A. Wheeler, “Transmission-Line Properties of Parallel Wide Strips by a Conformal-Mapping Approximation” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 12 , Issue 3 , May 1964, pp.280 – 289.
- [Whe65] H.A. Wheeler, “Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 172-185, Mar. 1965.
- [Yam68a] E. Yamashita and R. Mittra, “Variational method for the analysis of microstrip line” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 251-256, Apr. 1968.

- [Yam68b] E. Yamashita, “Variational method for the analysis of microstrip-like transmission lines”, *IEEE Trans. On Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-16, No. 8, Aug. 1968, pp. 529-535.
- [Zhu95] N. H. Zhu, E. Y. B. Pun, and J. X. Li, “Analytical formulas for calculating the effective dielectric constant of coplanar lines for OIC applications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 229–232, July 1995.
- [Zhu96] N. H. Zhu, Y. B. Pun, and P. S. Chung, “Field distribution in supported coplanar lines using conformal mapping techniques,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 1493–1496, Aug. 1996.



# Capítulo 10

## Optimización de un Sensor

### Microstrip Mediante Estructuras

### EBG.

---

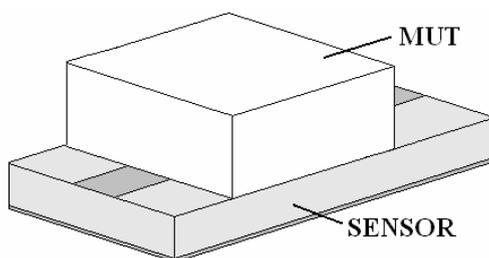
Como se ha visto en el capítulo 9, las líneas microstrip tienen unas características de propagación que favorecen el confinamiento de los campos en la región entre los dos conductores. Esta característica es un inconveniente si se desea utilizar dicha línea para caracterización o monitorización no invasiva de materiales, ya que las hace menos sensibles a los cambios de permitividad en la región que hay por encima de la tira conductora.

A pesar de ello, los sensores microstrip han sido utilizados no sólo en campos como la microelectrónica [Bak01], sino también en numerosas aplicaciones de control de procesos (curado de polímeros/resinas [Day90], mezclas líquidas [McK00], degradación de compuestos [Cor04], absorción de humedad [Tra98], etc.) En dichas aplicaciones, el material (MUT) sufre un determinado proceso, y el objetivo es monitorizar los cambios físicos/químicos del MUT relacionándolos con los cambios de sus propiedades dieléctricas.

Sin embargo, hay ciertos materiales cuyas propiedades dieléctricas sufren cambios muy pequeños durante el proceso (por ejemplo, el curado de determinados compuestos de caucho [Lod04]), lo que limita enormemente la capacidad de estos procesos de ser controlado mediante microondas. Por tanto, hay ciertos casos en los que mejorar la sensibilidad de este tipo de sensores es un aspecto clave [Lod04, Tra98].

En este capítulo, se muestra un estudio realizado para este tipo de sensores planares, en el que se demuestra que la sensibilidad del sensor puede ser incrementada reduciendo la velocidad de grupo de la onda en el sistema MUT-sensor. Así, el tiempo de interacción entre la onda y el MUT aumenta, haciendo que el sensor sea más sensible a cualquier cambio de las propiedades del MUT.

Para conseguirlo, se ha desarrollado un método que se basa en el llamado “efecto de onda lenta” inherente a ciertas estructuras electromagnéticas periódicas (EBGs) [Pov05]. Las ventajas de incorporar este tipo de estructuras a líneas microstrip, se han demostrado en filtros, antenas, osciladores, etc. [Gri03, Joa95, Pov05, Rad98]. Sin embargo, hasta el momento no se han encontrado estudios sobre las ventajas que puedan tener las EBG al incorporarlas a un sensor microstrip. En concreto, se estudia el incremento de sensibilidad que proporciona la incorporación de un patrón periódico simple, formado por agujeros en el plano de masa del sensor.



*Fig. 10.1. Ejemplo de configuración de medida para la caracterización de un material (MUT) con un sensor microstrip en configuración como celda de transmisión.*

## **10.1. EL SENSOR MICROSTRIP**

El sensor microstrip es una estructura que permite monitorizar las propiedades dieléctricas de un material, colocándolo por encima de la tira conductora, tal y como se muestra en la figura 10.1, y realizando medidas de forma continua, a una determinada frecuencia, de las características de transmisión del sistema sensor-MUT.

Como ya ha sido observado para otro tipo de sensores, un parámetro que puede utilizarse como referencia para monitorizar el estado del MUT es el desfase que sufre la onda al propagarse por el sistema. Es decir, para monitorizar los cambios de permitividad del MUT, es suficiente controlar el valor de fase del parámetro de dispersión  $S_{21}$  [Gar05]. Conviene recordar, que el modo quasi-TEM que se propaga por el sensor se extiende en parte hacia la región ocupada por el MUT, por encima de la tira conductora. Por tanto, un cambio en las propiedades dieléctricas del MUT modifica las

condiciones de propagación, y se produce un cambio en el desfase producido por la onda [Bak01]. Por tanto, el mejor sensor es aquél que proporcione una mayor interacción entre la onda y el MUT, ya que esto significará que es más sensible a los cambios experimentados por el MUT.

Si consideramos que el MUT sufre un determinado proceso, en el momento inicial, las propiedades dieléctricas del MUT son  $\varepsilon_1$ , y el desfase sufrido por la onda al propagarse por el sistema es  $\phi_1$ . Durante el proceso, cualquier cambio de las propiedades del MUT (de  $\varepsilon_1$  pasa a  $\varepsilon_2$ ) inmediatamente se traduce en un cambio del desfase de la señal (de  $\phi_1$  a  $\phi_2$ ), permitiendo realizar un control en tiempo real del proceso.

## **10.2. MEJORA DE LA SENSIBILIDAD**

En este estudio, la estrategia utilizada para mejorar la sensibilidad de los sensores microstrip se basa en la reducción de la velocidad de grupo de la onda que se propaga por el sistema, para provocar una mayor interacción entre el sensor y el MUT.

Si se estudia la línea microstrip considerando un periodo artificial en la estructura [Joa95], el diagrama de dispersión de las bandas de esta estructura periódica ficticia se puede representar como aparece en la figura 10.2, con el efecto de “doblado” de las bandas en los bordes de la zona de Brillouin. En la figura 10.2, la relación de dispersión del modo guiado en la línea microstrip aparece como una línea gris continua, que relaciona la frecuencia  $f$  con el vector de onda

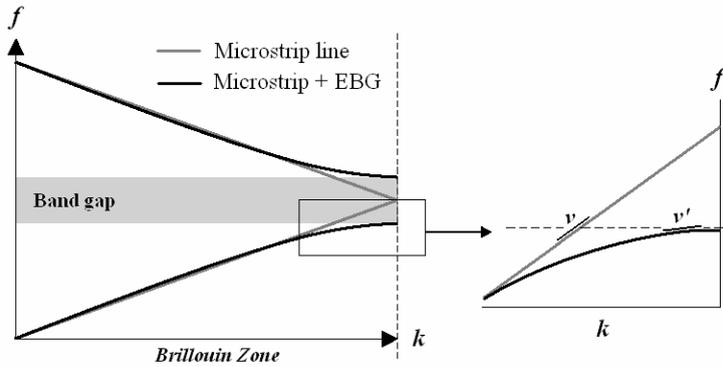


Fig. 10.2. Curvas típicas en el diagrama de bandas de un sensor microstrip, con (negro) y sin (gris) el efecto EBG. La región de frecuencias prohibidas o band gap se ha sombreado en gris. A la derecha, obtención de la velocidad de grupo mediante la derivada de las bandas.

$k$  a lo largo del eje de la línea microstrip. Una demostración de esto puede encontrarse en [Joa95]. La velocidad de grupo en la línea microstrip ( $v$ ), puede determinarse obteniendo la pendiente de la banda en el diagrama [Joa95, Pov05].

Análogamente, si se introduce adecuadamente un patrón periódico en la estructura, la nueva estructura EBG tiene un diagrama de bandas con las características que se muestran en la figura 10.2 (línea continua negra). Este tipo de estructuras muestran una región de frecuencias, llamado “band gap”, (sombreada en gris) en la que la propagación está prohibida dentro de la estructura. En los bordes de dicha banda, la velocidad de grupo ( $v'$ ) del modo que se propague, tiende a ser cero [Joa95, Pov05]. La figura 10.3 muestra un zoom de esta región del diagrama de bandas.

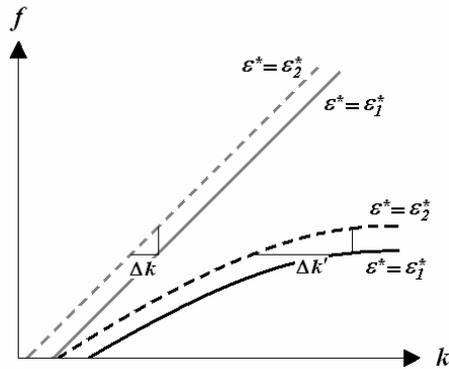


Fig. 10.3. Cambios en el vector de onda provocados por un cambio en las propiedades dieléctricas del MUT, para ondas con baja velocidad de grupo (negro), y mayor velocidad de grupo (gris).

Para un valor determinado de la frecuencia de trabajo, indicado con una línea horizontal punteada, se obtiene un gran cambio en la velocidad de grupo, comparado con la estructura microstrip tradicional. Una gran disminución de la velocidad de grupo, conlleva un gran aumento del tiempo que invierte la onda en atravesar el sensor, y por tanto, permanece mucho más tiempo en contacto con el MUT.

Con la introducción de la estructura EBG, se espera obtener una menor velocidad de grupo en el sistema sensor-MUT, pero para clarificar un poco más el efecto que tiene esta menor velocidad en el incremento de fase del sensor, se muestra la figura 10.3. En ella se muestra el efecto de un cambio de la permitividad del MUT para dos ondas que se propagan con diferente velocidad de grupo. Este principio está explicado en [Sol02]. A una frecuencia constante, el cambio en el vector de onda  $k$ , es mayor para la onda que se propaga

con una menor velocidad de grupo ( $\Delta k'$ ), que el que se obtiene ( $\Delta k$ ) para la onda con mayor velocidad de grupo. La acumulación de fase experimentada por la onda al atravesar el MUT viene determinada por  $e^{jkL}$ . El cambio de fase para un cambio dado en la permitividad es proporcional a  $\Delta kL$  y por tanto, será mayor para aquellas ondas con menor velocidad de grupo.

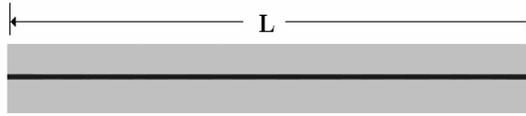
Para poder cuantificar la mejora en la capacidad del sensor microstrip para detectar cambios en el MUT, al introducir la estructura EBG, se define la sensibilidad como sigue.

### **10.3. DEFINICIÓN DE LA SENSIBILIDAD**

Este parámetro es muy útil para poder evaluar y comparar las diferentes configuraciones del sensor. Se va a definir en este estudio como la relación entre el desfase de la onda proporcionado por el sensor  $\Delta\phi$  frente a un cambio relativo de las propiedades dieléctricas del MUT ( $\Delta\varepsilon/\varepsilon_1$ ). Se normaliza por el máximo incremento de fase que puede tener la onda, que es  $180^\circ$  (corresponde a dos señales de fases opuestas), y queda:

$$s = \frac{|\Delta\phi|}{|\Delta\varepsilon/\varepsilon_1|} \cdot \frac{1}{180} = \frac{|\phi_2 - \phi_1|}{|(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)/\varepsilon_1|} \cdot \frac{1}{180} \quad (10.1)$$

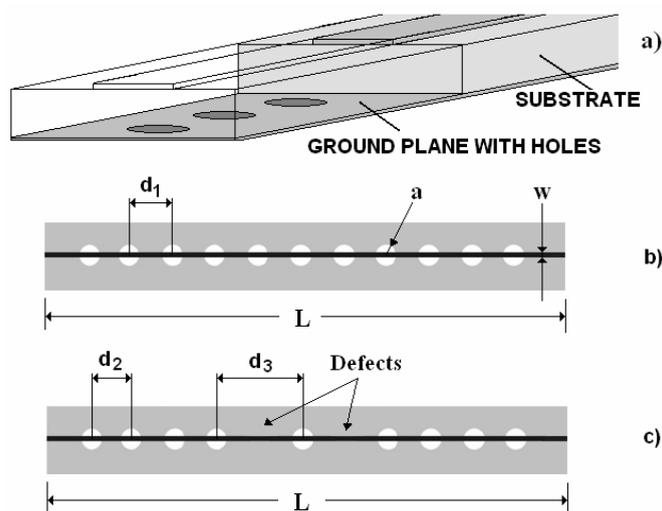
Si una configuración del sensor proporciona cambios pequeños en el desfase de la onda  $\Delta\phi \approx 0$ , incluso si se producen cambios apreciables de las propiedades dieléctricas del MUT (altos valores de  $\Delta\varepsilon/\varepsilon_1$ ), el parámetro de sensibilidad que se acaba de definir será muy pequeño, y dicha configuración del sensor no se considerará



*Fig. 10.4. Sensor microstrip tradicional, layout de la estructura.*

adecuada para poder monitorizar el material. Por el contrario, los sensores que proporcionen grandes cambios en el desfase de la onda (valores de  $\Delta\phi$  cercanos a  $180^\circ$ ), incluso para pequeños cambios de las propiedades del MUT (valores de  $\Delta\varepsilon/\varepsilon_1$  pequeños), tendrán un valor de sensibilidad  $s$  elevados. Estos sensores son los adecuados, ya que valores altos de sensibilidad implican una mayor facilidad para poder implementar las funcionalidades de control del proceso.

Dado un MUT que experimenta un cierto proceso, el valor de  $\Delta\varepsilon/\varepsilon_1$  está determinado, y no se puede modificar ya que sólo depende de las propiedades fisico-químicas del MUT. El objetivo es por tanto, conseguir que el sensor tenga una sensibilidad lo mayor posible para que pueda detectar dichos cambios. Esto se consigue si el sensor responde a dichos cambios produciendo un incremento del desfase en la onda ( $\Delta\phi$ ) próximo a  $180^\circ$ . Es obvio que la maximización de la sensibilidad del sensor se convierte en un aspecto clave en aquellos casos en los que el material experimente cambios muy pequeños en sus propiedades dieléctricas durante el proceso.



*Fig. 10.5. Sensores microstrip con estructuras EBG. a) Detalle de las diferentes capas. b) Layout de la configuración con el patrón periódico grabado en el plano de masa. c) Layout de la configuración con dos defectos introducidos en el patrón periódico.*

## **10.4. TOPOLOGÍAS DEL SENSOR ESTUDIADAS**

En este trabajo, se estudian tres configuraciones del sensor diferentes, y se han comparado en términos de su sensibilidad. Las tres topologías son las que aparecen en la figura 10.4 y 10.5. La figura 10.4 muestra el layout de la celda microstrip tradicional. En la figura 10.5 se muestran las configuraciones que contienen las estructuras EBG. Estas estructuras consisten en un patrón periódico de agujeros grabados en el plano de masa de la línea microstrip (ver figura 10.5.a), tal y como se propone en [Gri03, Rad98]. La existencia de estos agujeros distorsiona la distribución de corrientes en el plano de

masa, lo que produce cambios en las características de propagación de la línea microstrip. Como resultado, se produce el efecto EBG, tal y como se demuestra en [Gri03, Joa95, Rad98]. Con las explicaciones de los apartados anteriores, y si se elige la frecuencia de trabajo adecuadamente, se espera que la introducción de estos simples patrones grabados en el plano de masa produzca un incremento en la sensibilidad del sensor microstrip.

La figura 10.5.b) muestra la configuración en la que el patrón periódico de agujeros en el plano de masa tiene un espaciado constante entre los agujeros. En la figura 10.5.c) se muestra la otra configuración EBG, en la que el efecto de onda lenta inherente a este tipo de estructuras se ve incrementado por la presencia de dos defectos (un espaciado  $d_3$  diferente entre los agujeros) distribuidos a lo largo del sensor [Gri03, Joa95]. Se sabe que la introducción de estos defectos provoca la aparición de efectos resonantes en la respuesta del sensor [Gri03, Joa95]. Se espera que este hecho incremente aún más el tiempo total de interacción entre la onda y el MUT, y por tanto, la sensibilidad del sensor.

## **10.5. MEDIDAS**

Para poder comparar el comportamiento de las tres estructuras mostradas en las figura 10.4 y 10.5, las tres configuraciones se fabricaron sobre un substrato de fibra de vidrio ( $\epsilon_r = 4.7$ ) de 1.6 mm de grosor. Los patrones periódicos se realizaron mediante fotolitografía con las siguientes dimensiones:  $w = 2.5\text{mm}$ ,

**Tabla 10.1. Propiedades dieléctricas de los materiales.**

Nombre	Material	Permitividad
M <sub>1</sub>	Aire	1
M <sub>2</sub>	PTFE	2.06 – j10 <sup>-4</sup>
M <sub>3</sub>	PMMA (Plexiglass)	3.26 – j10 <sup>-3</sup>
M <sub>4</sub>	PU (Poliuretano)	2.93 – j0.29
M <sub>5</sub>	Arena de cuarzo	2.22 – j10 <sup>-4</sup>
M <sub>6</sub>	Agua (22°C)	73.4 – j18.2
M <sub>7</sub>	Agua (46.5°C)	70 – j12

$a = 5\text{mm}$ ,  $d_1 = d_2 = 20\text{mm}$ ,  $d_3 = 30\text{mm}$ ,  $L = 30\text{cm}$ , para obtener los efectos de las EBG en un rango de frecuencias entre los 3 y los 5 GHz [Gri03, Rad98].

Por simplicidad, en lugar de medir un material cuyas propiedades dieléctricas cambien de  $\epsilon_1$  a  $\epsilon_2$ , se realizan medidas de dos materiales diferentes, de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ . Los materiales considerados y sus propiedades dieléctricas se muestran en la Tabla 10.1. Las propiedades dieléctricas de los diferentes materiales fueron medidas con una sonda coaxial abierta (HP85070B).

Para poder obtener la sensibilidad de cada configuración del sensor, se mide el parámetro de dispersión  $S_{21}$  utilizando un VNA (HP8720B). Se aplica entonces la ecuación 10.1, en la que el cambio en el desfase  $\Delta\phi$  se calcula restando la fase del parámetro  $S_{21}$  cuando el sensor está en contacto con el segundo material ( $\phi_2$ ) menos la fase

**Tabla 10.2. Comparación de la sensibilidad  $s$ .**

MUT	$s$ (Fig. 4)	$s$ (Fig. 5.b)	$s$ (Fig. 5.c)	Theor. Max. $s$
$\varepsilon_1 \rightarrow \varepsilon_2$				
$M_1 \rightarrow M_2$	0.27	0.76	0.99	1
$M_1 \rightarrow M_3$	0.20	0.44	0.44	0.44
$M_1 \rightarrow M_4$	0.19	0.51	0.51	0.51
$M_1 \rightarrow M_5$	0.25	0.79	0.81	0.81
$M_6 \rightarrow M_7$	0.25	0.81	1.29	1.68

del parámetro  $S_{21}$  cuando el sensor está en contacto con el primer material ( $\phi_1$ ).

Los resultados obtenidos para diferentes combinaciones de materiales se muestran en la Tabla 10.2. En esta tabla, también se incluye el máximo valor de sensibilidad que se podría alcanzar en cada caso. Se puede observar un aumento drástico de la sensibilidad cuando se introducen las estructuras EBG. De hecho, para algunos materiales, dichas estructuras hacen que se obtenga el máximo de sensibilidad posible.

Las pruebas se hicieron con materiales de pérdidas bajas, medias y altas. Cabe destacar que el hecho de introducir las estructuras EBG mejora el comportamiento de los sensores también en el caso de que los materiales tengan pérdidas altas. Este hecho es importante, ya que al introducir el patrón periódico en el plano de masa, se introducen unas pérdidas de propagación mayores que en el

sensor microstrip tradicional. Sin embargo, se demuestra que este hecho no supone una restricción a la hora de utilizar los sensores, ya que las pérdidas totales obtenidas en este estudio eran de 15dB en el peor caso. Con este valor de pérdidas, se está muy por encima del mínimo nivel de potencia detectable por el VNA. Por el contrario, otro tipo de sensores como los resonadores microstrip [Gen02, Ito74, Ver05], pueden no ser adecuados para poder medir materiales de pérdidas altas [Gen02, Ver05]. Con la estrategia propuesta en este trabajo, los efectos resonantes característicos de las EBG pueden ser aprovechados incluso con materiales de altas pérdidas.

Para mostrar el efecto sobre la sensibilidad en función de la frecuencia, se han realizado medidas de la respuesta del sensor para un caso particular. El primer material considerado es aire, y el segundo material es politetrafluoroetileno (PTFE). Con esos dos materiales, la expresión de la sensibilidad (1) queda:

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_1} \approx 1 \rightarrow s \approx \frac{|\Delta\phi|}{180} \quad (10.2)$$

A partir de (2), se deduce que la máxima sensibilidad que se puede obtener considerando esos materiales es  $s = 1$ . Las figuras 10.6 y 10.7 muestran el resultado del incremento  $\Delta\phi$  en función de la frecuencia, obtenido para las configuraciones estudiadas, y comparado con el obtenido para el sensor microstrip tradicional. En las figuras 10.6 y 10.7 se observa que el incremento de fase es similar para las tres topologías estudiadas en la región de frecuencia lejos del bandgap, pero es notablemente mayor para las estructuras EBG cuando la frecuencia de trabajo está próxima a los bordes del bandgap.

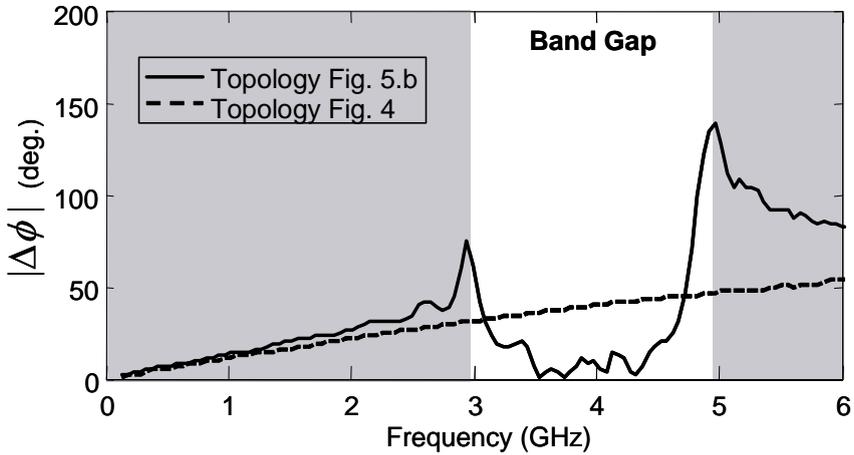


Fig. 10.6. Cambio de desfase en función de la frecuencia. Comparación entre el sensor tradicional (Fig. 10.4) y el sensor con un patrón periódico grabado en el plano de masa (Fig. 10.5.b).

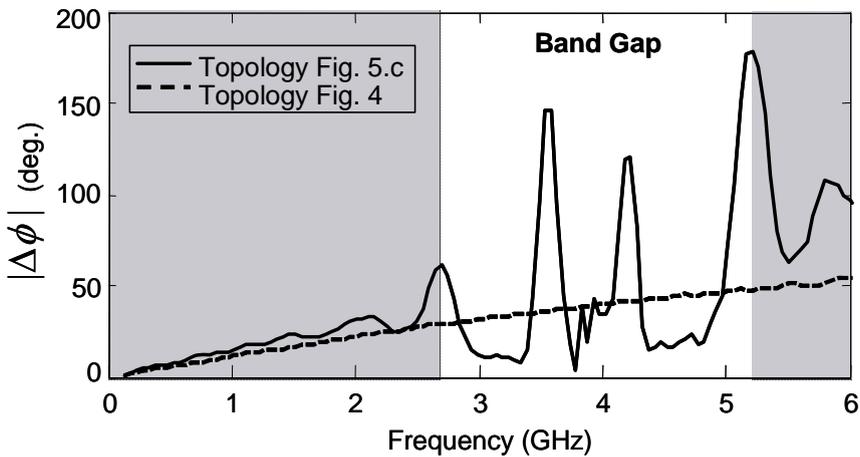


Fig. 10.7. Cambio de desfase en función de la frecuencia. Comparación entre el sensor tradicional (Fig. 10.4) y el sensor con dos defectos en el patrón periódico grabado en el plano de masa (Fig. 10.5.c).

Para la estructura de la figura 10.5.b) (ver figura 10.6), el incremento de fase obtenido es pequeño dentro de la región del band gap (entre 3 y 5 GHz, aproximadamente), ya que en dicho rango de frecuencias está prohibida la propagación de cualquier modo a lo largo de la estructura. Sin embargo, en el caso de la estructura de la figura 10.5.c), aparecen dos picos en el incremento de fase dentro de la región del band gap (ver figura 10.7), correspondientes a los dos modos resonantes que aparecen debido a la presencia de los dos defectos en el patrón de agujeros [Gri03, Joa95].

Cosideremos que, en la figura 10.6, se escoge la frecuencia de trabajo igual a 4.96 GHz (que corresponde al borde del band gap de la estructura de la figura 10.5.b). Se puede observar que el cambio de desfase obtenido con el sensor tradicional es  $\Delta\phi = 46.1^\circ$ , mientras que la topología del sensor de la figura 10.5.b) proporciona un cambio de desfase notablemente mayor ( $\Delta\phi = 137.1^\circ$ ).

Análogamente, consideremos que la frecuencia de trabajo se escoge igual a 5.2 GHz (que corresponde al borde del band gap de la estructura de la figura 10.5.c). En este caso, el cambio de desfase obtenido con el sensor tradicional es de  $\Delta\phi = 47.7^\circ$ , mientras que la topología del sensor mostrada en la figura 10.5.c) incrementa el cambio de desfase hasta  $\Delta\phi = 178.5^\circ$ , valor muy próximo al máximo teórico de  $180^\circ$ .

Esta mejora se debe a la menor velocidad de grupo de la onda cerca de los bordes de la banda, lo que implica una mayor interacción entre la onda y el MUT. Para comprobar este hecho, se ha calculado el tiempo requerido por la onda para propagarse a lo largo del

sistema sensor-MUT. La velocidad de grupo de la onda se obtiene con la conocida ecuación:

$$v = \left( \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} \quad (10.3)$$

Donde  $\beta$  es la constante de propagación y  $\omega$  es la frecuencia angular.  $\beta$  puede obtenerse siguiendo el método descrito en [Wei74], a partir de las medidas de los parámetros de dispersión  $S_{21}$  y  $S_{11}$ . El cálculo del tiempo de propagación es simple una vez que se dispone de la velocidad de grupo y conocida la longitud del sensor. Se obtiene que el tiempo requerido por la onda para propagarse por el sensor tradicional es de 1.9 ns. Este tiempo es mayor (4.3 ns) para la configuración con EBG mostrada en la figura 10.5.b), y aún mayor (5.4 ns) para la estructura mostrada en la figura 10.5.c).

Como ya se ha dicho, el efecto producido por la introducción de las estructuras EBG predomina en las frecuencias correspondientes a los bordes del band gap [Pov05], donde disminuye la velocidad de grupo. Estas frecuencias, en las que se aumenta la interacción entre la onda y el MUT, pueden sintonizarse al valor de interés mediante un diseño adecuado del patrón periódico [Gri03, Rad98].

## Referencias

- [Bak01] J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, B. Riddle, C.L. Holloway, N.G. Paulter, J.E. Blendell, “Dielectric and conductor loss characterization and measurements on electronic packaging materials”, *NIST Technical Note 1520*, Jul. 2001.
- [Cor04] M. Cordovez, Y. Li, V.M. Karbhari, “Assessment of dielectrometry for characterization of processing and moisture absorption in FRP composites”, *J. Reinf. Plast. Compos.*, Vol. 23, No. 4, pp.445-456, Mar. 2004.
- [Day90] D.R. Day, D.D. Shepard, “Cure monitoring: a comparison of dielectric and thermal analysis”, *Proc. 19<sup>th</sup> North Amer. Thermal Anal. Conf.*, Boston, MA. 1990, Vol. 2, pp. 523-529.
- [Gar05] B. García-Baños, J.M. Catalá-Civera, A.J. Canós, F.L. Peñaranda-Foix, “Design rules for the optimisation of the sensitivity of open-ended coaxial microwave sensors for monitoring changes in dielectric materials”, *Meas. Sci. Technol.*, Vol. 16, No. 5, pp. 1186-1192, May 2005.
- [Gen02] G.B. Gentili, G. Avitabile, M. Cerretelli, C. Riminesi, N. Sottani, “Microwave permittivity measurements through cross-shaped ring sensors”, *Proc. SICON*, Houston, TX, 2002, pp. 208-211.
- [Gri03] A. Griol, D. Mira, A. Martinez, J. Marti, “Multiple frequency photonic bandgap microstrip structures based on defects insertion”, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 36, No. 6, pp.479-481, 2003.
- [Ito74] T. Itoh, “A new method for measuring properties of dielectric materials using a microstrip cavity”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-22, No. 5, pp. 572-576, May 1974.

- [Joa95] J.D. Joannopoulos, J.N. Meade, J.N. Winn, *Photonic Crystals: moulding the flow of light*. Princeton, NJ, Princeton Univ. Press, 1995.
- [Lod04] M.J. Lodeiro, “Choice of measurement technique”, *Proc. Benefits Cure Monitoring Workshop, NPL*, 2004, pp. 1-34.
- [McK00] J.M. McKnee, B.P. Johnson, “Real Time chemical sensing of aqueous ethanol glucose mixtures”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 49, No. 1, pp. 114-119, Feb. 2000.
- [Pov05] M.L. Povinelli, S.G. Johnson, J.D. Joannopoulos, “Slow-light, band-edge waveguides for tunable time delays”, *Opt. Express*, Vol. 13, No. 18, pp. 7145-7159, Sep. 2005.
- [Rad98] V. Radisic, Q. Yongxi, R. Coccioli, “Novel 2D photonic bandgap structure for microstrip lines”, *IEEE Microw. Guided Lett.*, Vol. 8, No. 2, pp. 79-81, Feb. 1998.
- [Sol02] M. Soljacic, S. Johnson, “Photonic Crystal slow-light enhancement of non-linear phase sensitivity”, *J. Opt. Soc. Amer. B, Opt. Phys.*, Vol. 19, No. 9, p. 2052-2059, Sep. 2002.
- [Tra98] S. Trabelsi, A. Kraszewski, S.O. Nelson, “New density-independent calibration function for microwave sensing of moisture content in particulate materials”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 47, No. 3, pp.613-622, Jun. 1998.
- [Ver05] A.K. Verma, Nasimuddin, A.S. Omar, “Microstrip resonator sensors for determination of complex permittivity of materials in sheet, liquid and paste forms”, *Proc. Inst. Electr. Eng.- Microw. Antennas Propag.*, Vol. 152, No. 1, pp. 47-54, Feb. 2005.
- [Wei74] W.B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies”, *Proc. IEEE*, Vol. 62, No.1, pp. 33-36, Jan. 1974.

# Capítulo 11

## Diseño de un Sensor Coplanar

### Para la Monitorización del Proceso de Curado del Poliuretano.

---

Una vez se dispone de las herramientas adecuadas para llevar a cabo el análisis de las estructuras planares, es posible realizar el diseño de una determinada configuración para poder monitorizar las propiedades dieléctricas de un material. Debido a las características de propagación de los campos, el sensor CPW resulta ser más sensible que el microstrip. Se ha desarrollado un método para poder incrementar la sensibilidad de los sensores microstrip introduciendo patrones EBG. Sin embargo, la utilización del sensor microstrip con las estructuras EBG supone la realización de medidas de la transmisión de la celda (dos puertos bidireccionales), lo que en la práctica supone una complejidad añadida en los sistemas de transmisión/recepción de las señales. Por ello, en el caso práctico que se muestra a continuación, se optó por la utilización de un resonador CPW de forma que se combina la sensibilidad y robustez de la estructura CPW con la sencillez de los equipos para la medida en reflexión (un único puerto), lo que también supone un importante ahorro en el coste del sistema final de medida.

Por ello, este capítulo se centra en el diseño de un sensor CPW para llevar a cabo la monitorización de las propiedades dieléctricas de un material. En primer lugar, se explica brevemente el proceso general de diseño de un sensor CPW, para después realizar el diseño concreto de una estructura para la monitorización continua de un polímero (Poliuretano, PU) durante el proceso de curado. El diseño para esta aplicación concreta está englobado dentro de un proyecto europeo titulado “*MICROSHOE: Microwave Sensors For Monitoring Of Polyurethane Injection/Casting Moulding Processes In The Shoe Industry*”, al que, por brevedad, nos referiremos como Proyecto *Microshoe*. Los resultados obtenidos con el sensor diseñado para esta aplicación se muestran en el siguiente capítulo.

### **11.1. INTRODUCCIÓN. EL PROYECTO *MICROSHOE***

El poliuretano (PU) es uno de los polímeros más versátiles, utilizado en la fabricación de numerosos productos, como por ejemplo las suelas del calzado. El PU se fabrica con una mezcla de dos componentes básicos, a los que llamaremos *A* y *B*, con bases de poliol e isocianato, respectivamente. Estos dos componentes se presentan como líquidos y se dosifican desde sus tanques de almacenamiento a través de tuberías hacia una cámara en la que se mezclan. Inmediatamente después de mezclarse, la mezcla se introduce en un molde, en el que tiene lugar la polimerización, resultando un material sólido que es el PU. En la figura 11.1 se muestra una máquina típica para la fabricación y moldeo de suelas de PU.



*Fig. 11.1. Máquina para fabricar y moldear las suelas hechas de PU. En cada uno de los moldes se inyecta la mezcla y se cierra, produciéndose en su interior la reacción química que produce el PU sólido.*

La reacción que produce el PU es una reacción exotérmica y rápida, ya que el polímero sólido se puede obtener transcurridos unos minutos. El calor generado por la reacción puede utilizarse para vaporizar un agente líquido, produciendo en ese caso el llamado PU espumado (*Foam PU*).

Los componentes químicos del PU deben ser mezclados en la relación volumétrica exacta, y la mezcla debe ser introducida en el molde inmediatamente. Pequeñas variaciones en la mezcla (debida a errores de dosificación, contaminación de alguno de los componentes, etc.), alteran en gran medida el progreso de la reacción, y conllevan cambios drásticos en las características finales del PU obtenido. En la figura 11.2 se muestra el resultado de un proceso de curado deficiente. El PU defectuoso obtenido debe ser desechado, lo cual



*Fig. 11.2. Suela de PU defectuosa debido a un proceso de hidrólisis. Las variaciones de los componentes o de las condiciones del proceso de curado del PU provocan drásticas consecuencias en el producto final.*

supone un enorme gasto de materia prima y una gran pérdida de eficiencia del proceso total.

Parece evidente que en un proceso industrial como el descrito, la existencia de un sensor que monitorizase en tiempo real las características de la reacción de forma no invasiva tendría numerosos beneficios. En primer lugar, con un sensor de este tipo se puede determinar una curva estándar de la cinética de la reacción, lo que permitiría identificar por ejemplo el momento en el que se considera que el PU ya está curado, sin depender exclusivamente de los datos proporcionados por el fabricante, que no tienen en cuenta las condiciones cambiantes del proceso.

Además, la monitorización del proceso permitiría determinar de forma inmediata cualquier variación de las condiciones de la mezcla, permitiendo modificar dinámicamente las condiciones del

proceso, mejorando la calidad final del producto, reduciendo el consumo de materia prima, y por tanto aumentando la eficiencia total del proceso.

## **11.2. PROCEDIMIENTO GENERAL DE DISEÑO**

En este apartado, se explica el procedimiento general de diseño de un sensor planar. El objetivo es disponer de un sensor que permita monitorizar en tiempo real los cambios en el estado físico o en las propiedades químicas de un cierto material, mientras éste está sometido a cierto proceso (curado, secado, calentamiento, etc.). La expresión “tiempo real” significa que la escala de tiempos de las medidas permite modificar las condiciones del proceso. La posibilidad de poder observar las propiedades del MUT de esta forma, permite implementar nuevas funcionalidades de control, identificar puntos clave en el proceso, optimizar el proceso, adaptarlo a las nuevas condiciones y, por tanto, mejorar la eficiencia.

Normalmente, el interés se centra en determinar una propiedad física/química del material durante el proceso (como la viscosidad, humedad, temperatura, etc.), que es importante para poder identificar las etapas del proceso. Sin embargo, puede que esta propiedad puede ser muy difícil de medir de forma continua y en tiempo real sin interferir con el proceso. Los sensores planares de microondas aparecen como una alternativa para poder determinar de forma indirecta esa propiedad de interés.

El diseño de un sensor planar para la determinación indirecta de una propiedad física/química, requiere una medida previa de las propiedades dieléctricas del MUT y la identificación de la relación entre dichas propiedades dieléctricas y la característica que se desea determinar. Debido al amplio uso de las microondas como la base de celdas de medida de propiedades dieléctricas, esta opción ofrece *a priori* la ventaja de poder partir de toda una gama de técnicas de medida de la permitividad como base para el desarrollo de sensores para la monitorización y el control de los procesos.

La finalidad del proceso de diseño es determinar las dimensiones de la estructura planar (anchura de la tira conductora, grosor de las capas, etc.) de tal forma que un cambio en las propiedades del MUT se traduzca en un cambio apreciable de la respuesta del sensor. Esto se consigue tras un proceso de optimización, en el que los parámetros del sensor se determinan de forma que la permitividad efectiva del mismo dependa en la mayor medida posible, de las propiedades dieléctricas del MUT.

Como se ha visto en capítulos anteriores, el modo quasi-TEM característico de las líneas planares se propaga tanto por el sustrato dieléctrico (o materiales por debajo de la tira conductora), como por la región que hay por encima de la misma (ocupada por el MUT y normalmente una capa dieléctrica de protección del sensor). El sensor más sensible a los cambios del MUT es aquél que confine una mayor parte de la energía en la zona ocupada por el MUT [Hin02].

Con las consideraciones anteriores, el procedimiento general de diseño se puede resumir como sigue. El punto inicial es el MUT que

va a ser sometido a un cierto proceso, y del cual se quiere monitorizar en tiempo real los cambios en sus propiedades dieléctricas durante el proceso. Se supone que dichas propiedades dieléctricas están correladas de alguna forma con el parámetro de interés del proceso (viscosidad, humedad, densidad, etc.). En primer lugar, es necesario disponer de una medida previa de las propiedades dieléctricas del MUT. Al menos es necesario hacer una estimación de la permitividad del MUT antes de que comience el proceso ( $\epsilon_1$ : condición inicial), y cuando el proceso termina ( $\epsilon_2$ : condición final). Una vez que ambos valores de permitividad se conocen aproximadamente, se puede asumir que las propiedades del MUT cambiarán en el margen determinado por esos dos valores durante el proceso.

Con la información anterior, se elige el tipo de sensor (en este caso se trata de un sensor CPW), y se eligen los parámetros de dicho sensor que se pueden optimizar en el diseño, así como aquellos parámetros que se van a considerar fijos durante el proceso de optimización. Normalmente, parámetros como la altura del substrato del sensor, o la impedancia intrínseca de la línea suelen permanecer inalterados, mientras que se varían otros como el grosor de la capa de protección o la anchura de la tira conductora.

Como ya se ha dicho, es deseable que la permitividad efectiva del sensor planar dependa fuertemente de las propiedades dieléctricas del MUT. Como se está considerando el caso en el que la permitividad del MUT varía entre dos valores ( $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ ), la permitividad efectiva del sensor también variará entre dos valores. Esos valores corresponderán a la respuesta del sensor en el momento

inicial del proceso ( $\varepsilon_{eff1}$ ) y en el momento final ( $\varepsilon_{eff2}$ ). Por tanto, el proceso de diseño consiste en determinar la permitividad efectiva del sensor en las dos condiciones y en modificar la estructura de forma que se incremente lo máximo posible la diferencia entre ambos valores ( $\max\{\Delta\varepsilon_{eff}\}$ ).

En el caso de que se diseñe una celda resonante, un cambio apreciable en la permitividad efectiva del sensor se traducirá en un incremento de la frecuencia de resonancia de la celda de medida. Por tanto, el parámetro final que se maximiza es la diferencia entre la frecuencia de resonancia del sensor con el material inicial, y con el material final.

### 11.2.1. DETALLES DE IMPLEMENTACIÓN

A continuación se muestran una serie de detalles que deben tenerse en cuenta dentro del proceso de diseño general de un sensor. Para ello, se muestran una serie de pequeños ejemplos implementados en Matlab<sup>®</sup> de diseño de estructuras CPW para la monitorización de un MUT ficticio, cuyas propiedades dieléctricas se va a suponer que varían entre los valores  $\varepsilon_{MUT} = 1$ , y  $\varepsilon_{MUT} = 2.1$ . Por sencillez se supone un medio sin pérdidas. Las conclusiones extraídas de este apartado son válidas cuando se tienen en cuenta factores de pérdidas no nulos.

Para comenzar, se realiza el diseño de una estructura CPW de 6 capas. Las capas inferior y superior simulan que el sensor está rodeado de aire. Por debajo del sensor se considera una primera capa de aire y el substrato del sensor. Por encima del sensor se considera

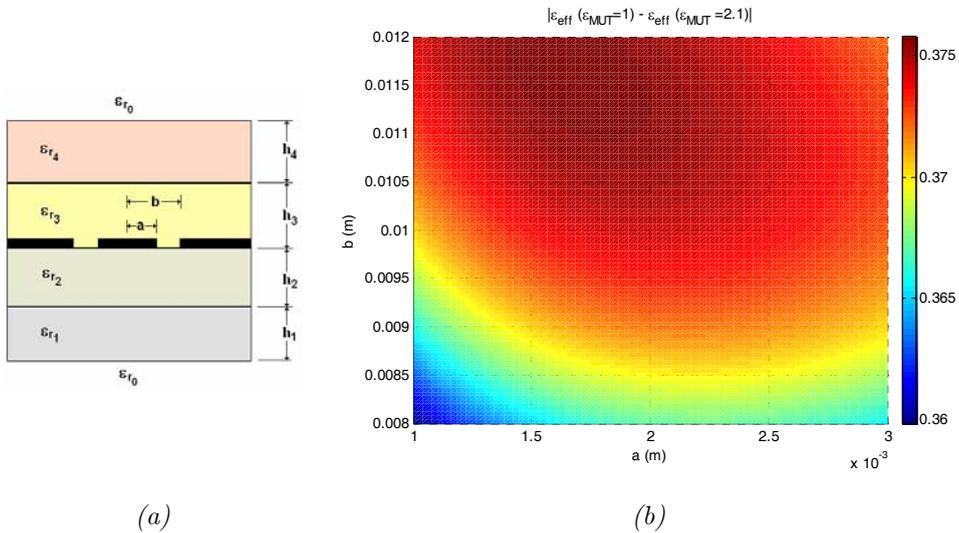


Fig. 11.3. (a) Estructura CPW de 6 capas simulada. (b) Incremento de la permitividad efectiva obtenido para las distintas combinaciones de las variables  $a$  y  $b$ . Parámetros de la simulación:  $a=[1,3]$ mm,  $b=[8,12]$ mm,  $h_1=50$ cm,  $h_2=2$ mm,  $h_3=1$ mm,  $h_4=1$ cm,  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=5$ ,  $\epsilon_{r3}=2.1$ ;  $\epsilon_{r4}=\epsilon_{\text{MUT}}=1$ ,  $\epsilon_{\text{MUT}}=2.1$ .

una capa protectora y el MUT. El incremento obtenido en la permitividad efectiva de la estructura es evaluado en función de la anchura de la tira conductora y la distancia entre los planos de masa (parámetros  $a$  y  $b$ ), en un cierto rango de valores. En este caso, los grosores de las capas dieléctricas se consideran fijos en las simulaciones. En la figura 11.3 se muestra la estructura simulada, así como los resultados obtenidos para el incremento en la permitividad efectiva.

La figura 11.3 permite ver una característica interesante del diseño de este tipo de sensores. En el margen de valores considerado,

se observa que hay un máximo global en el incremento de la respuesta del sensor, que ocurre para una determinada combinación de las dimensiones  $a$  y  $b$ . Por esta razón, el proceso de diseño se simplifica ya que se puede utilizar un método de minimización de funciones como Newton-Raphson que Matlab<sup>®</sup> ya tiene implementado en la función *fminsearch*, para obtener los parámetros que optimizan la respuesta del sensor. La única salvedad es que *fminsearch* realiza la minimización de la función que se le indica, mientras que en el diseño se pretende maximizar el incremento de la permitividad efectiva. Por ello, se debe tener en cuenta que lo que se va a hacer es minimizar el valor negativo del incremento absoluto de la permitividad efectiva, esto es  $\min\{-|\Delta\epsilon_{eff}|\}$ . En efecto, el resultado proporcionado por la función *fminsearch* para el ejemplo de diseño anterior, es  $a=1.54\text{mm}$ ,  $b=11.9\text{mm}$ , que corresponde con el punto óptimo que se muestra en la figura 11.3, con un incremento de la permitividad efectiva de  $\Delta\epsilon_{eff}=0.37589$ .

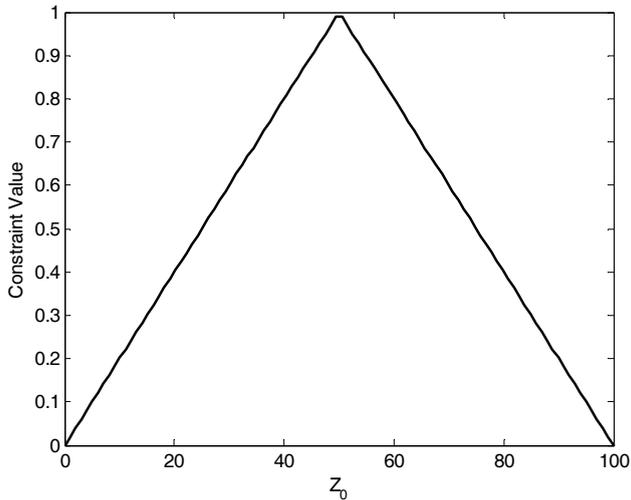
En un proceso de optimización más general, no sólo se diseñan las dimensiones de los conductores del CPW, sino que también se optimizan los grosores de algunas capas. Si consideramos como variables de diseño las dimensiones  $a, b$  y las alturas del sustrato ( $h_2$ ) y de la capa protectora ( $h_3$ ) (ver figura 11.3.a)), los resultados obtenidos para la estructura óptima son los siguientes:  $a=0.36016\text{mm}$ ,  $b=0.36955\text{mm}$ ,  $h_2=5.1\text{mm}$ ,  $h_3=0.82\mu\text{m}$ ,  $\Delta\epsilon_{eff}=0.5273$ .

Como se puede comprobar, no se ha añadido ningún tipo de restricción al proceso de optimización, por lo que se han obtenido resultados que en la práctica no se podrían implementar. Por

ejemplo, la distancia entre la tira conductora y los planos de masa es demasiado pequeña, así como el grosor de la capa protectora. Por tanto, es necesario aplicar una serie de restricciones al proceso de optimización. Dichas restricciones se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Márgenes superior e inferior para las dimensiones de los conductores  $(a,b)$
- Consistencia entre los valores  $a,b$  ( $b > a$ ).
- Márgenes superior e inferior para el grosor de las capas intermedias (en algunos casos el límite inferior puede ser 0).
- Impedancia intrínseca de la línea (en el vacío) resultante cercana a  $50\Omega$ .

La última condición es muy importante en el proceso de diseño, ya que siempre que se diseña una nueva estructura es deseable que su impedancia intrínseca esté cercana al valor de la impedancia de los puertos que van a acceder a ella (generalmente  $50\Omega$ ), ya que así se evita tener fuertes reflexiones de la energía en los puertos de acceso, lo que podría enmascarar las reflexiones del propio sensor y dificultaría enormemente la detección de las variaciones del MUT. La técnica que se ha empleado para introducir una restricción de este tipo en la función que se desea optimizar (que recordemos es  $\min\{-|\Delta\varepsilon_{eff}|\}$ ), es la de multiplicar dicha función por otra que tiene la forma que se muestra en la figura 11.4. En ella se observa que para valores de la impedancia de la línea lejanos a  $50\Omega$ , el valor de la función inicial se ve penalizado al multiplicarse por un factor que



*Fig. 11.4. Función que se ha empleado para introducir la restricción de la impedancia de línea. Se multiplica la función que se desea optimizar por la función que se muestra en la figura. Si la impedancia de la línea se aleja de  $50\Omega$ , el valor de la función inicial se ve penalizado.*

tiende a 0, cosa que no ocurre para aquellas estructuras cuya impedancia resultante sea cercana a  $50\Omega$ .

Para introducir las restricciones en el proceso de optimización, se debe utilizar la función de Matlab<sup>®</sup> que lo permite, que en este caso es *fmincon*. Los resultados de la estructura óptima obtenidos son los siguientes:  $a=1.9$  mm,  $b=2.4$  mm,  $h_2=3.2$  mm,  $h_3=45.37\mu\text{m}$ ,  $\Delta\epsilon_{\text{eff}}=0.5046$ ,  $Z_0=49.999\Omega$ . Como se puede observar, el límite inferior de la capa protectora se ha puesto a 0, y, como es lógico, el proceso de optimización tiende a hacer desaparecer esta capa, ya que así la penetración de los campos en el MUT es mayor, lo cual aumenta considerablemente la sensibilidad del sensor. También se

puede ver que al introducir las restricciones, disminuye ligeramente el incremento de la permitividad efectiva obtenido por el sensor, pero hacen que el diseño se convierta en algo realizable en la práctica.

Por último, se realiza un diseño simple de una estructura CPW variando sólo las dimensiones de los conductores  $a$  y  $b$ , pero en este caso se hace un barrido de las permitividades inicial y final del MUT, en el margen 1-50. Para cada combinación de permitividades, se optimiza el valor de las dos variables y se comprueba que el valor óptimo de  $a$  y  $b$  obtenido es el mismo para todas las combinaciones ( $a=1.54\text{mm}$ ,  $b=11.9\text{mm}$ ). Esto significa que las dimensiones óptimas de los conductores del sensor son independientes de las características del material que se desea medir. Sin embargo, como se mostrará en el siguiente apartado, los grosores de las capas intermedias, sí que dependen del MUT, además de depender de la configuración elegida para implementar el sensor. Es por tanto posible realizar un diseño preliminar del sensor, sin conocer previamente las características dieléctricas del MUT. Sin embargo, el sensor obtenido no estaría totalmente optimizado, ya que los grosores de las capas deben ser considerados también en la optimización de la sensibilidad. Este resultado es diferente de lo que se obtiene en otro tipo de sensores, como por ejemplo el sensor coaxial abierto, en el que las dimensiones óptimas de los conductores dependen de las características inicial y final del MUT.

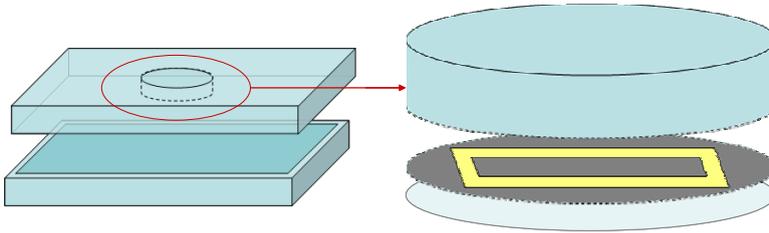
### **11.3. DISEÑO DE UN SENSOR CPW PARA MONITORIZACIÓN DEL CURADO DEL PU**

Una vez descrito el procedimiento general de diseño de una estructura CPW para monitorizar un material, se muestra un ejemplo concreto de diseño de un sensor para monitorizar el proceso de curado del poliuretano (PU). Una vez descrita la aplicación concreta, se puede realizar un diseño preliminar del sensor, siguiendo el proceso de diseño general tal y como se ha descrito en apartados anteriores. Para ello, se dispone de los valores de permitividad del material al inicio y al final del proceso, es decir, se conoce la permitividad de la mezcla de los componentes y del PU ya curado. Dichos valores son los siguientes:

$$\varepsilon_{inicial} = 4.5 - j \rightarrow \varepsilon_{final} = 2 - 0.15j$$

Como se puede comprobar, la permitividad de la mezcla al inicio de la reacción es superior a la del PU ya curado. Esto es debido a que la reacción de curado de un polímero supone la creación de numerosos enlaces entre los monómeros, lo que dificulta su movilidad y por tanto empeora la capacidad del material para polarizarse, lo que se traduce en una menor permitividad.

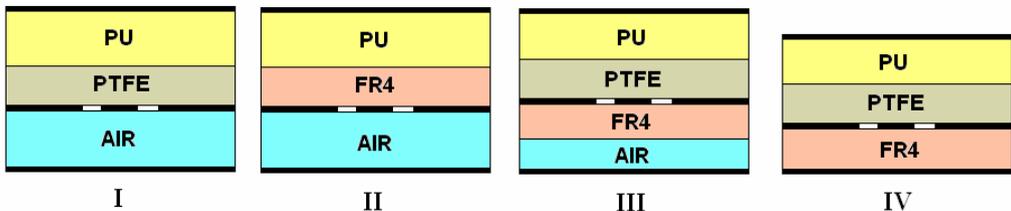
Una vez conocido el margen de valores de permitividad del material, hay que definir la configuración de la celda de medida. Para ello, se sabe que la reacción del PU se produce en el interior de un molde, por lo que se considerará que el sensor va a estar rodeado por una estructura metálica. En la figura 11.5 se muestra la colocación del sensor en el molde para la monitorización no invasiva del proceso.



*Fig. 11.5. Colocación del sensor en la tapa del molde, en cuyo interior tiene lugar la reacción de curado del PU. El sensor queda integrado en la tapa, por lo que no interfiere en el proceso.*

Por otra parte, se decide que el sensor no esté en contacto directo con el PU, ya que siempre es conveniente proteger la superficie sensible del mismo frente al desgaste, el rozamiento, etc. que podría sufrir. Por tanto, se considera que hay que introducir una capa de protección entre el PU y el sensor.

A continuación se muestran las opciones elegidas para el posible diseño del sensor (ver figura 11.6). En la tabla 11.1 se muestran los diferentes materiales considerados, así como las permitividades utilizadas en los modelos para realizar los diseños.



*Figura 11.6. Posibles configuraciones del sensor CPW para la monitorización del PU.*

**Tabla 11.1. Materiales considerados para el diseño.**

Nombre	Descripción	Permitividad
AIR	Aire	1
PTFE	Politetrafluoroetileno	$2.1-j10^{-4}$
PU	Poliuretano	$4.5-j \rightarrow 2-j0.15$
FR4	Substrato de circuitos impresos	4.5

Tras haber definido las diferentes configuraciones, se utilizan los modelos programados en Matlab<sup>®</sup> para optimizar el incremento de la permitividad efectiva del sensor, variando diferentes parámetros como las dimensiones de los conductores y los grosores de algunas capas.

A continuación se muestra una tabla con los resultados obtenidos tras optimizar las cuatro configuraciones. En la Tabla 11.2 se especifican las dimensiones óptimas, las permitividades efectivas medidas por el sensor en los instantes inicial y final, así como los incrementos de permitividad efectiva obtenidos en cada caso. Debido a las restricciones comentadas anteriormente, algunas de las variables se limitan durante el proceso de diseño. Por ejemplo, la capa de aire entre el sensor y el plano metálico que simula el molde se considera que no puede ser menor de 5mm, excepto en la configuración IV, en la que no se considera dicha capa. Otro caso similar es el del substrato FR4, que por restricciones de fabricación, no puede tener un grosor inferior a 1mm. El resto de restricciones impuestas en el proceso de diseño son las comentadas en apartados anteriores.

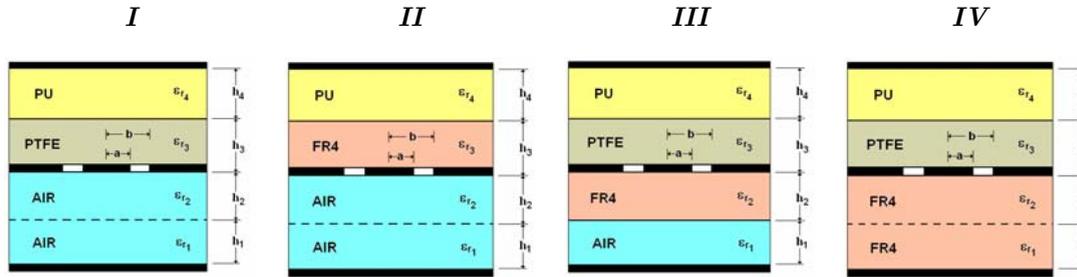


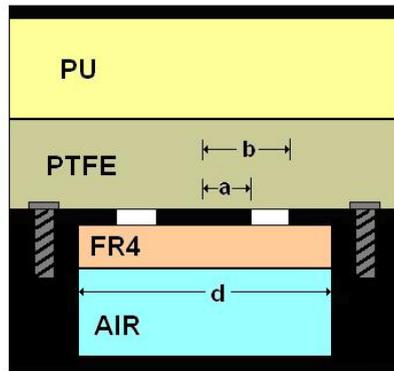
Fig. 11.7. Parámetros considerados para la optimización en cada una de las configuraciones del sensor.

**Tabla 11.2. Dimensiones óptimas obtenidas tras el diseño (todas las dimensiones en mm).**

<i>Configuración</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$	$\epsilon_{eff\_1}$	$\epsilon_{eff\_2}$	$\Delta\epsilon_{eff}$
I	5.6	10	5	5	1	10	2.6-j0.18	1.9-j0.40	0.7338
II	5.6	10	1.5	5	1	10	2.9-j0.27	2.2-j0.14	0.7120
III	5.6	10	5	1	1	10	2.8-j0.29	2.1-j0.09	0.7280
IV	5.6	10	1	0.5	1	10	7.69-j0.7	7.05-j0.4	0.7068

Después de realizar el estudio para cada una de las configuraciones, se pueden destacar las siguientes observaciones:

- Se ha comprobado que hay otras combinaciones de dimensiones  $a$  y  $b$  que proporcionan incrementos en la permitividad efectiva ligeramente superiores a los mostrados en la Tabla 11.2. Sin embargo, limitando el tamaño final del sensor, se han escogido los valores mostrados en la Tabla 11.2.
- Debido a la cercanía del plano metálico al sensor en la configuración IV, los valores de permitividad efectiva son diferentes a los obtenidos en el resto de configuraciones, pero el incremento final es del mismo orden.
- Se comprueba que las dimensiones óptimas del sensor son las mismas independientemente de la configuración elegida. Sin embargo, los grosores óptimos de las diferentes capas sí que varían de una configuración a otra.
- La configuración que mayor sensibilidad presenta a los cambios del PU es la configuración I. Esto es lógico, ya que las capas de dicha configuración (aire y PTFE) tienen unas propiedades dieléctricas bajas que hacen que el campo esté menos confinado en ellas y pueda llegar mayor cantidad de energía al PU.
- En las configuraciones I y II, el grosor de la capa de aire tiene poca influencia en el incremento de permitividad efectiva obtenido.



*Fig. 11.8. Apoyo del sensor sobre la estructura de metal sujeta con tornillos. La distancia  $d$  no debe ser muy grande para favorecer la rigidez del equipo.*

Después de realizar el diseño preliminar del sensor, parece que una configuración como la I ó la III sería la adecuada para monitorizar el PU. Sin embargo, la configuración III es más fácil de fabricar, ya que los circuitos impresos (como es el caso del sensor CPW) son comúnmente fabricados sobre substrato FR4, y además, el hecho de tener una capa superior (PTFE) y otra inferior (FR4), le confiere una mayor robustez a la estructura.

Aunque ya se han obtenido unos valores óptimos para las dimensiones  $a$  y  $b$  de los conductores del sensor, debido a que la estructura del sensor debe ser robusta, conviene escoger un valor de  $b$  que no sea grande, ya que el plano metálico del sensor va apoyado sobre una estructura metálica que es la que le va a proporcionar al sensor la rigidez. En la figura 11.8 se muestra cómo va apoyado el sensor sobre la estructura metálica.

Como se puede ver en la figura 11.8, la distancia  $d$  no debe ser muy grande para que el sensor pueda aguantar suficiente presión, pero a la vez, conviene que  $d$  sea suficientemente mayor que  $b$  si se quiere que la estructura metálica de apoyo no afecte a la respuesta del sensor. El valor de  $b$  óptimo obtenido es de 10mm. Pero por la razón que se acaba de ver, conviene que  $d$  y  $b$  sean más pequeños. Sin embargo, a medida que  $b$  se hace más pequeño, la sensibilidad del sensor también disminuye, por lo que se debe encontrar un compromiso entre rigidez y sensibilidad. Una vez decidido el valor de  $b$ , se puede obtener el valor de  $a$  que proporciona la mayor sensibilidad posible. Para ello se utiliza la tabla 11.3, en la que se muestra además el incremento de permitividad efectiva obtenido para cada combinación de las dimensiones.

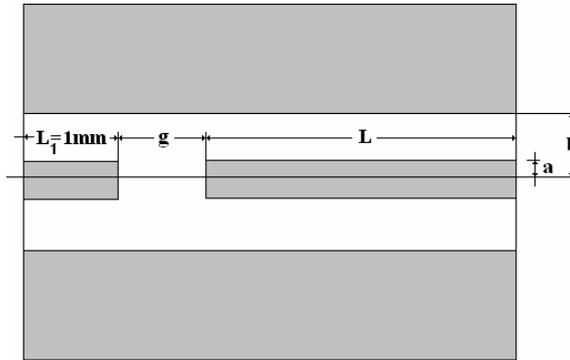
Tabla 11.3. Valores óptimos de  $a$  en función del  $b$  elegido.

$b$ (mm)	$a$ (mm)	$\Delta\varepsilon_{ef}$
1	0.544	0.2839
2	0.924	0.4684
3	1.248	0.5591
4	1.548	0.6135
5	1.857	0.6492
6	2.159	0.6748
7	2.461	0.6942
8	2.803	0.7092
9	3.553	0.7205
10	4.577	0.7280

Según los valores de la Tabla 11.3, se podría escoger un  $b$  entre 7 y 9 mm, obteniendo una pérdida de sensibilidad inferior al 5% respecto a la que se obtiene con el valor óptimo ( $b=10$  mm).

Además de elegir las dimensiones de los conductores, se debe calcular la longitud del sensor de forma que se obtenga una celda resonante a la frecuencia requerida. En este punto, se debe comentar que el procedimiento de diseño del sensor debe considerar el tipo de equipo va a generar y detectar las señales. En el segundo capítulo se comentó que lo usual es utilizar un VNA para llevar a cabo esta tarea. Sin embargo, el hecho de que el coste de un VNA sea elevado, ha propiciado el desarrollo de nuevos equipos que, con menores prestaciones (medidas sólo de parámetros de reflexión, menor número de puertos, menores rangos de frecuencia, etc.), puedan llevar a cabo las tareas de generación y detección de señales con una calidad suficiente [Cox99, Eng77, Pol05]. En este caso, el sensor se iba a utilizar junto con un reflectómetro que actuaba como una VNA de bajo coste. Este equipo permite obtener medidas del parámetro de reflexión  $S_{11}$  (módulo y fase) en un margen de frecuencias que va desde 1.5 GHz hasta 2.6 GHz.

En principio, se decide que con el sensor en vacío (sin MUT), la frecuencia de resonancia del sensor esté alrededor de 2.4 GHz. Al introducir la mezcla inicial, la permitividad efectiva del sensor aumenta, por lo que su frecuencia de resonancia disminuirá hasta cierto valor. Dicho valor debe asegurarse de que esté dentro del rango de funcionamiento del reflectómetro (por encima de 1.5GHz). A medida que el PU se vaya formando, la permitividad resultante



*Fig. 11.9. Estructura de la celda resonante compuesta por un tramo de línea de excitación ( $L_1$ ) seguida de un gap ( $g$ ) en la tira conductora y el sensor de longitud  $L$ .*

disminuye, por lo que la frecuencia de resonancia vuelve a aumentar, aunque siempre permanecerá por debajo del valor en vacío. Por tanto, se debe asegurar que la frecuencia de resonancia del sensor en vacío esté alrededor de 2.4GHz y que la frecuencia de resonancia con el material inicial esté por encima de 1.5GHz. Esta condición es muy importante ya que con este tipo de sensores varía enormemente la respuesta en función de las propiedades del MUT, y puede ser necesario tener que escoger un diseño que no proporcione la máxima desviación debido a las limitaciones del reflectómetro que se esté utilizando.

La estructura total de la celda que se va a utilizar en las simulaciones de diseño es la que se muestra en la figura 11.9, donde se observa un tramo de línea de excitación ( $L_1$ ) de 1 mm de longitud (esta longitud no influye en los resultados) seguido de un hueco ( $g$ ) en la tira conductora que proporciona el acoplo de la energía hasta un

segundo tramo de línea que es el sensor propiamente dicho (de longitud  $L$ ).

La estructura del hueco entre dos líneas CPW que se muestra en la figura 11.9 se puede simular como un simple equivalente capacitivo, utilizando el modelo descrito en [Gev96] para obtener la respuesta.

En la figura 11.10 se recogen los resultados obtenidos para la frecuencia de resonancia del sensor en vacío en función de las dimensiones  $a, b$  elegidas (de la Tabla 11.3) y de la longitud  $L$  del resonador. Se ha marcado con una línea discontinua la frecuencia 2.4GHz, por ser la frecuencia deseada para el sensor en vacío.

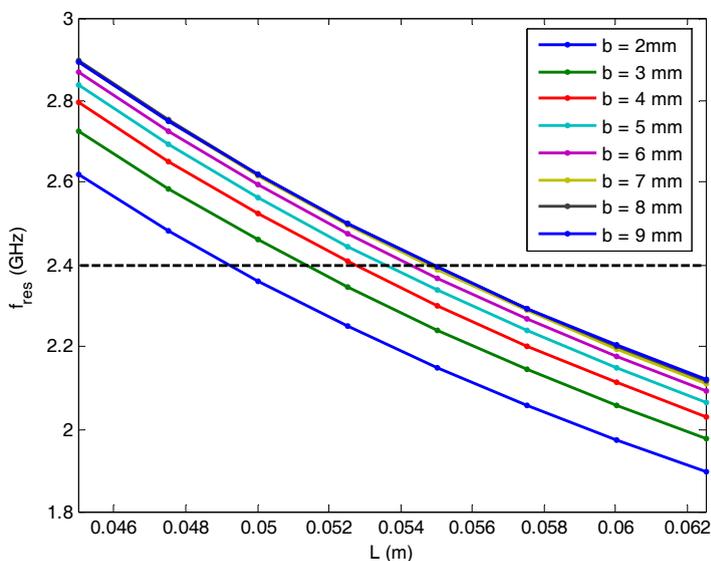


Fig. 11.10. Frecuencia de resonancia del sensor en vacío, en función de la longitud del mismo, para diferentes dimensiones de los conductores  $(a, b)$ , tomados de la Tabla 11.3.

Se puede observar que, para valores de  $b$  superiores a 7mm, la longitud necesaria para que el resonador cumpla la condición en vacío es prácticamente independiente de las dimensiones  $a, b$  de los conductores.

Para obtener la figura 11.10, se ha realizado la simulación del sensor CPW en vacío, es decir, sustituyendo el MUT por aire. En el resultado de la frecuencia de resonancia, hay que tener en cuenta que hay un efecto debido a la red de acoplo (en este caso el hueco en la tira conductora) que hace que la frecuencia de resonancia obtenida en la simulación sea ligeramente inferior a la frecuencia natural del resonador [Can03, Can06]. Este efecto es más o menos acusado dependiendo del nivel de acoplo de la energía en el resonador [Can03]. Como se ha comprobado, al variar las dimensiones  $a, b$  del CPW, si se mantiene la anchura del hueco ( $g$ ), varía el nivel de acoplo y por tanto el efecto de la red de excitación varía de una configuración a otra. Lo que se ha hecho para evitar este efecto, es modificar el valor del hueco ( $g$ ) para las distintas combinaciones de  $a, b$ , de forma que se mantuviera constante el nivel de acoplo (un acoplo mínimo para minimizar la desviación respecto a la frecuencia natural de resonancia del sensor). Así, podemos asegurar que la red de acoplo está afectando mínimamente y por igual en todas las configuraciones, por lo que la variación de la frecuencia obtenida se debe sólo a las diferentes dimensiones del resonador.

En la tabla 11.4 se resumen los datos obtenidos en la figura 11.10, y se muestra el valor del hueco ( $g$ ) utilizado para cada

Tabla 11.4. Valores de  $b$  y  $L$  para obtener una frecuencia de resonancia en vacío de 2.4GHz.

$b$ (mm)	$L$ (mm)	$g$ (mm)
2	49.20	3.5
3	51.30	5.3
4	52.67	7.3
5	53.55	9
6	54.22	11
7	54.72	13
8	54.84	14.5
9	54.85	18

simulación. Se especifica la longitud del resonador para obtener una frecuencia de resonancia en vacío de 2.4GHz.

Con las consideraciones anteriores, se escogen los siguientes valores para el sensor CPW:  $a=2.803\text{mm}$ ,  $b=8\text{mm}$ ,  $L=54.84\text{mm}$ .

A continuación se evalúa la frecuencia de resonancia cuando se introduce la mezcla inicial y finalmente, al obtener el PU (ver figura 11.11). Así se puede comprobar si las frecuencias de resonancia obtenidas se encuentran dentro de los márgenes detectables por el reflectómetro. Dichos límites se muestran en la figura con trazo discontinuo. Para la figura 11.11 se han utilizado unas dimensiones de los conductores de  $a=2.803\text{mm}$ ,  $b=8\text{mm}$ , y una longitud del resonador variable.

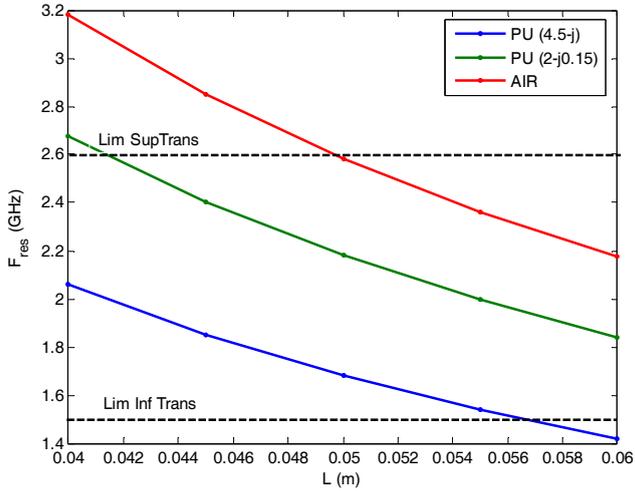


Fig. 11.11. Frecuencias de resonancia del sensor en vacío, con la mezcla inicial ( $\epsilon_r=2-j0.15$ ) y con el PU ( $\epsilon_r=4.5-j$ ), en función de la longitud del resonador. Dimensiones de la línea CPW:  $a=2.803\text{mm}$ ,  $b=8\text{mm}$ .

En la figura 11.11 se puede ver que con una longitud  $L$  entre 50 y 55mm, las frecuencias de resonancia del sensor durante todo el proceso de curado del PU permanecen dentro de los límites detectables por el transductor. Para mayor información, se muestra en la figura 11.12 el incremento de la frecuencia de resonancia ( $\Delta f_{res}$ ) obtenido entre el punto inicial del proceso (mezcla de componentes) y el punto final (PU curado) en función de la longitud del sensor, para las mismas dimensiones del CPW que se han considerado en la figura 11.11.

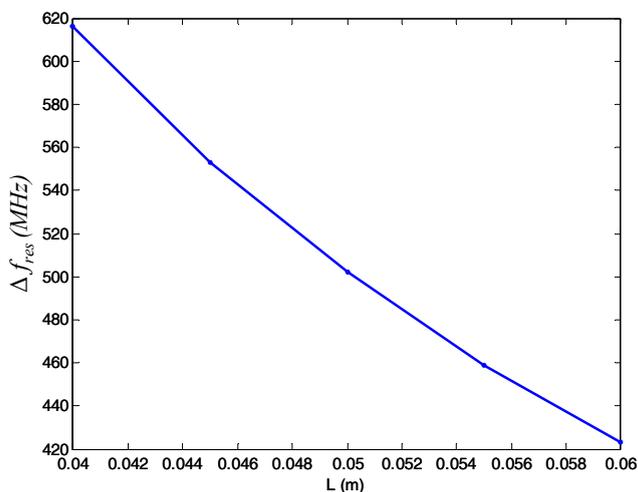
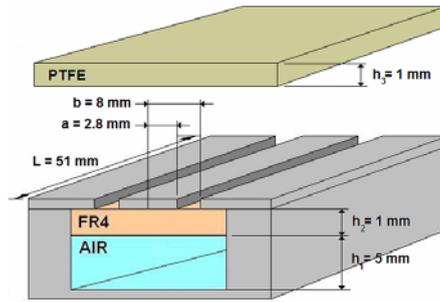


Fig. 11.12. Incremento de la frecuencia de resonancia obtenido entre el punto inicial del proceso ( $\epsilon_r=2-j0.15$ ) y el punto final ( $\epsilon_r=4.5-j$ ) en función de la longitud del sensor. Dimensiones de la línea CPW:  $a=2.803\text{mm}$ ,  $b=8\text{mm}$ .

Según los resultados de la figura 11.12, parece que interesaría coger la mínima longitud  $L$  posible, ya que el incremento de frecuencia de resonancia disminuye a medida que  $L$  aumenta. Volviendo a la figura 11.11, podemos ver que con una  $L=51$  mm estarían las frecuencias de resonancia del vacío y los dos estados del material dentro de los márgenes detectables por el reflectómetro. Por tanto, se escogería esta longitud como la mejor en este caso.

En la figura 11.13 se muestra el diseño final del resonador que cumple con las condiciones impuestas a lo largo del proceso de diseño.



*Fig. 11.13. Diseño final del resonador obtenido tras la optimización.*

## Referencias

- [Can03] A.J. Canós, J.M. Catalá-Civera, F.L. Peñaranda-Foix, J.Monzó-Cabrera and E. de los Reyes, “A new empirical method for extracting unloaded resonant frequencies from microwave resonant cavities”, *IEEE MTT-Symposium Digest*, pp.1823-1825, 2003.
- [Can06] A. J. Canós, J. M. Catalá-Civera, F. L. Peñaranda-Foix, E. de los Reyes Davó, “A novel technique for deembedding the unloaded resonance frequency from measurements of microwave cavities”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, pp.3407-3416, Aug. 2006.
- [Cox99] M.G. Cox, M.P. Dainton, P.M. Harris, N.M. Riddler, P.R. Young, “A generalised treatment of the uncertainty in calibration and measurement of vector-indicating microwave reflectometers”, *National Physical Laboratory Report CETM 10*, Sept. 1999.
- [Gev96] S. Gevorgian, A. Deleniv, T. Martinsson, S. Galchenko, P. Linner and I. Vendik, “CAD Model of a gap in coplanar waveguide”, *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 6, No. 5, pp. 369-377, 1996.
- [Eng77] G.F. Engen, “The six-port reflectometer: an alternative network analyzer”, *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 25, No. 12, Dec. 1977, pp. 1075-1080.
- [Pol05] D. Polo, P. Plaza-Gonzalez, B. García, A.J. Canós, “Design of a low cost reflectometer coefficient system at microwave frequencies”, *10<sup>th</sup> International Conference on Microwave and RF Heating*, Módena, Italy, Sep. 2005.



# Capítulo 12

## Medidas y resultados.

---

En este capítulo, se muestran los principales resultados obtenidos con sensores planares CPW. En concreto, se muestran algunos de los resultados obtenidos en el proyecto *Microshoe*, así como otros ejemplos de sensores CPW diseñados durante el período de la tesis.

Tal y como se ha visto en el capítulo de diseño, la celda del sensor CPW diseñada es una celda resonante, por lo que, para monitorizar un material, basta con tener medidas en tiempo real de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de dicha celda, una vez que estos se han correlado con los parámetros de interés. En un paso intermedio, sería posible obtener las propiedades dieléctricas del MUT, aunque esto no es necesario. Puede ser interesante obtenerlas, por ejemplo, si el MUT va a ser sometido a un campo electromagnético (por ejemplo para calentamiento), ya que la permitividad proporciona la información necesaria para predecir el comportamiento de dicho material cuando se le aplique el campo.

Sin embargo, en aplicaciones industriales en las que lo que se pretende obtener es una herramienta de control del proceso, no suele ser de interés conocer las propiedades dieléctricas del MUT, debido a

su carácter abstracto, si el material no va a ser sometido a la acción de un campo electromagnético.

Este es el caso de los resultados que se muestran en este capítulo, en los que se proporcionan las medidas de la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) y el factor de calidad ( $Q$ ) de la celda resonante CPW. Cabe destacar, que en determinados casos, el comportamiento del factor de calidad es muy similar al de la frecuencia de resonancia, lo que parece indicar, que en esos casos, sería posible realizar la monitorización utilizando sólo la frecuencia de resonancia. Sin embargo, debido al método utilizado para poder obtener con precisión la frecuencia de resonancia (interpolando la respuesta en la Carta de Smith) [Gin57, Kaj63, Kaj94a, Kaj94b], sigue siendo necesaria la detección de las señales en módulo y fase [Gin57, Kaj94a, Kaj94b]. Por otra parte, hay casos en los que una variación de las condiciones provoca cambios muy sutiles que no se pueden apreciar observando sólo la frecuencia de resonancia, mientras que sí son apreciables en la respuesta del factor de calidad.

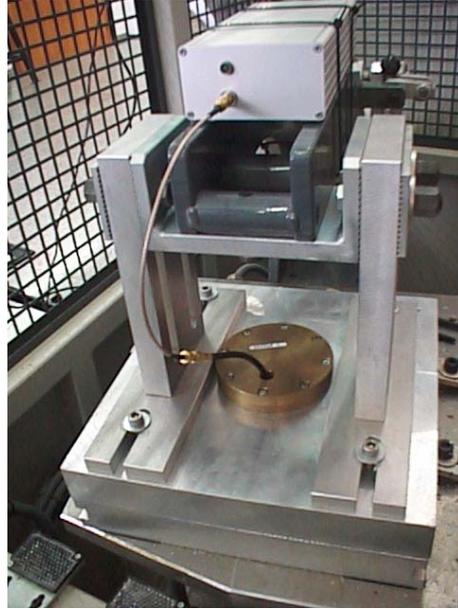
## **12.1 PROTOTIPO DEL PROYECTO *MICROSHOE***

A continuación se muestran una serie de fotos del prototipo construido, así como de su integración en el molde de curado del PU.

Se puede observar cómo el sensor está colocado en la tapa metálica del molde, quedando integrado en la estructura del molde, y proporcionando así una monitorización no invasiva del proceso de curado en el interior del mismo.



(a)



(b)



(c)



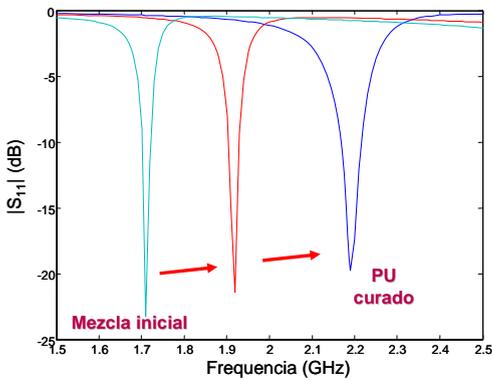
(d)

*Fig. 12.1. Prototipo de sensor para el proyecto Microshoe. A) Colocación del sensor en la tapa del molde. B), c) y d) Detalles del sensor construido.*

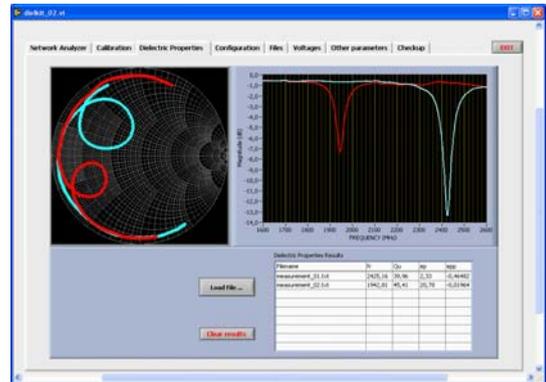
## **12.2. MEDIDAS REALIZADAS**

A continuación, se muestran algunos de los resultados obtenidos con el prototipo mostrado en el apartado anterior. Se muestran principalmente las gráficas de las frecuencias de resonancia, ya que, como se ha comentado, las del factor de calidad son muy similares. Además, se muestra en algunos casos de interés, la llamada “cinética de la reacción”, es decir el incremento de la respuesta del sensor durante el proceso. Este parámetro es muy interesante desde el punto de vista químico, ya que permite saber en qué momentos está teniendo lugar la reacción con más intensidad.

En la figura 12.2 se muestra un ejemplo de los cambios que se pueden observar en las resonancias proporcionadas por un sensor durante el proceso de curado del PU. En primer lugar, se tiene una mezcla líquida con unas determinadas propiedades dieléctricas, que hacen que el sensor proporcione la respuesta de la izquierda. A medida que el proceso de curado va teniendo lugar, la permitividad de la mezcla va disminuyendo, por lo que la respuesta del sensor se desplaza hacia la derecha. También se muestra la respuesta obtenida con el reflectómetro, con la resonancia del sensor representada en la Carta de Smith. La interpolación realizada permite la obtención de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad con una mayor precisión [Kaj63, Kaj94a, Kaj94b].



(a)

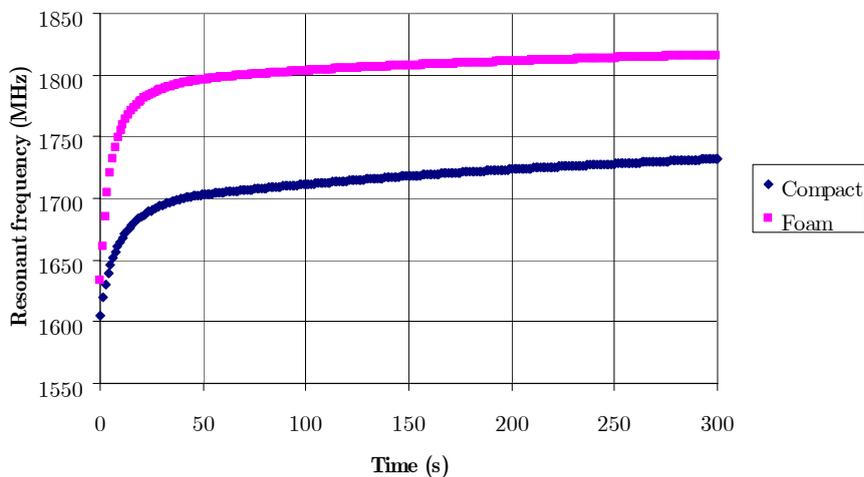


(b)

Fig. 12.2. Desplazamiento de la resonancia del sensor durante el proceso de curado del PU. a) Ejemplo de la variación en el módulo de  $S_{11}$ . b) Ejemplo de medidas realizadas en dos instantes diferentes con el reflectómetro.

Las medidas se realizaron con las mismas condiciones que en el proceso industrial real, y ello permitió investigar diferentes aspectos del proceso, así como evaluar el comportamiento del sensor *in situ*.

Por comodidad, a los componentes de la mezcla (con bases de polioli e isocianato), se les denomina componentes A y B. Cuando se indica que se ha realizado una mezcla estequiométrica significa que ambos componentes tenían una relación de volúmenes adecuada para proporcionar un PU de buena calidad (los reactivos están en cantidades proporcionales a sus coeficientes estequiométricos). En el caso en que se utilice una proporción volumétrica diferente, se indica cuál de los dos componentes se ha utilizado en exceso.



*Fig. 12.3. Evolución de la frecuencia de resonancia del sensor CPW durante el proceso de curado de dos tipos de PU, espumado (foam) y compacto.*

### 12.2.1. PU COMPACTO Y PU ESPUMADO

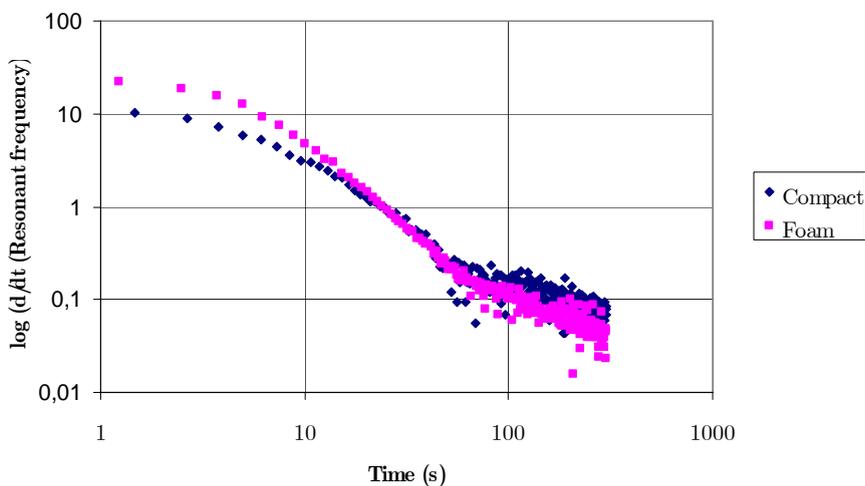
El proceso de curado fue monitorizado utilizando el sensor CPW para dos tipos de PU, compacto y espumado. Se utilizaron cantidades estequiométricas de los dos componentes A y B. En la figura 12.3 se muestra la evolución de la frecuencia de resonancia durante el proceso de curado de ambos tipos de PU.

En ambos casos, el efecto de la formación del PU se puede observar en la frecuencia de resonancia del sensor. Se puede ver cómo la frecuencia de resonancia aumenta a medida que la reacción progresa. Esto significa que, durante el proceso de curado, el aumento de la viscosidad de la mezcla líquida provoca una disminución

drástica de la movilidad molecular, y por tanto, se produce una disminución de la permitividad del material. Este hecho provoca un aumento de la frecuencia de resonancia. Debido a que el cambio en la permitividad del material está provocado directamente por el cambio de la viscosidad, la tasa de reacción puede controlarse mediante la inspección de la curva de la frecuencia en función del tiempo.

A partir de la figura 12.3, se observa que la mayor tasa de reacción se produce al comienzo del proceso, ya que la pendiente de la curva de frecuencia es grande en esta etapa de la reacción. A medida que transcurre el tiempo, la tasa de reacción va disminuyendo progresivamente, lo que es lógico debido a que cada vez hay menos porcentaje del polímero que pueda generar nuevos enlaces. Al final de la reacción, la frecuencia de resonancia es cada vez más constante, indicando una menor tasa de reacción. El final del proceso de curado se alcanzaría teóricamente al alcanzar una respuesta plana del sensor, cuando el tiempo tiende a infinito. Sin embargo, a partir de la curva, se puede ver que la frecuencia de resonancia permanece casi constante a partir de 80-90 segundos, lo que puede ser utilizado como un indicador de que el material ha alcanzado un grado de curado cercano al 100%.

La figura 12.3 también nos permite identificar claramente una diferencia entre los dos tipos de PU estudiados. Durante el proceso completo, la frecuencia de resonancia del PU compacto es menor que la obtenida para el PU espumado. Esto es debido a la presencia de burbujas de aire en la mezcla del PU espumado, lo que provoca una disminución de la permitividad de la mezcla (ya que el aire tiene una



*Fig. 12.4. Derivada de la frecuencia de resonancia del sensor respecto al tiempo durante la reacción de los dos tipos de PU.*

permitividad menor que el PU), y esto provoca un incremento de la frecuencia de resonancia del sensor. Cabe destacar que la diferencia resultante entre las curvas de ambos tipos de PU es notable, de unos 100MHz, a lo largo del proceso de curado.

Se puede obtener más información acerca del proceso si se observa la cinética de la reacción, es decir, la derivada de la curva de respuesta del sensor con respecto al tiempo. En la figura 12.4 se ha representado esta derivada para los dos tipos de PU estudiados.

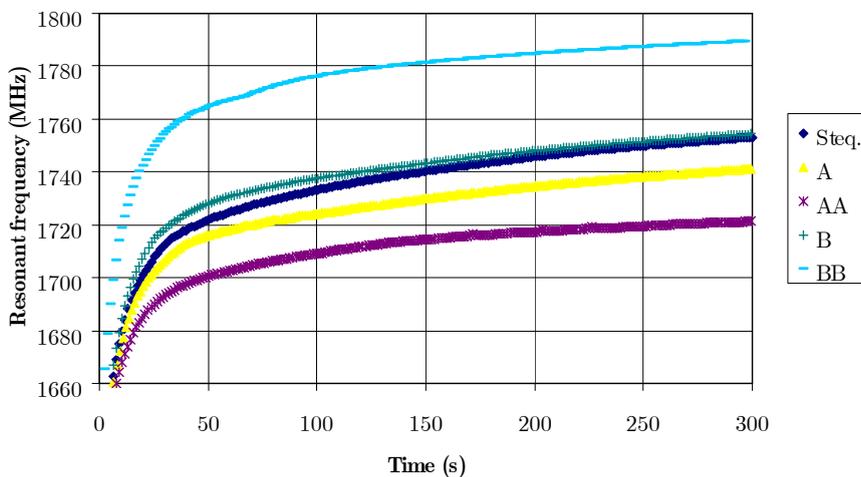
De acuerdo con lo mostrado en la figura 12.4, los mayores valores para el incremento en la respuesta del sensor (que corresponden con los mayores valores de la tasa de reacción) se producen en los 10 primeros segundos del proceso. Cuando se va produciendo la vitrificación del PU y la movilidad del sensor

disminuye, se observa una caída de la derivada de la frecuencia con respecto al tiempo, que ocurre desde los 10 segundos hasta los 80 segundos aproximadamente. En este punto, se puede decir que el PU ha alcanzado su grado final de curado, ya que la derivada, es decir, la tasa de reacción es muy pequeña, y la dispersión de los puntos indica que no hay cambios apreciables en la viscosidad del material por encima de los 80 segundos. Si se prolonga más el proceso de curado, puede que el material sufra un proceso de “sobrecurado” que produzca una degradación del PU final.

Por lo que respecta a los dos tipos de PU estudiados, se puede ver que la reacción es más rápida para el PU espumado al principio, ya que el valor de la derivada es mayor en este tipo de PU. Sin embargo, a partir de las medidas, parece que el momento final de la reacción se alcanza simultáneamente en ambos tipos de PU.

### **12.2.2. CAMBIO EN LAS PROPORCIONES DE LOS COMPONENTES**

En este apartado se estudia cómo se pueden monitorizar cambios en las proporciones volumétricas de los dos componentes A y B del PU compacto. En la figura 12.5 se muestra la frecuencia de resonancia en función del tiempo para diferentes relaciones volumétricas de los componentes. En el momento de las pruebas, la relación estequiométrica utilizada era 100/59 (que corresponde con la medida “Steq.”). Durante el estudio, se introdujeron mezclas líquidas con diferentes ratios A/B, mostrando evidentes diferencias al monitorizarse el curado. Las medidas “B” y “BB” corresponden a

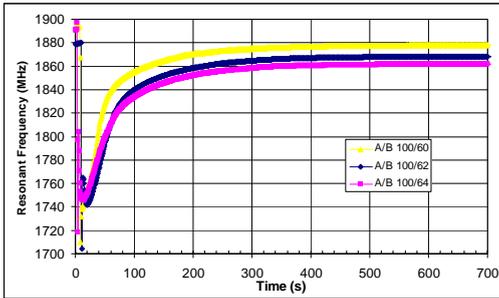


*Fig. 12.5. Respuesta del sensor durante el tiempo de reacción para diferentes relaciones volumétricas en las mezclas de los componentes del PU compacto.*

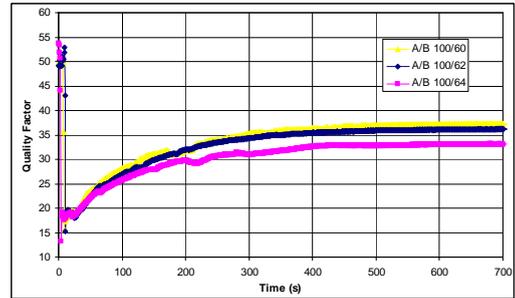
una mezcla con exceso de material B (ratios de 100/61 y 100/62 respectivamente). Análogamente, las medidas “A” y “AA” corresponden con un exceso de material A en la mezcla (ratios de 100/57 y 100/56 respectivamente).

En la figura 12.5 se observa una disminución de la frecuencia de resonancia para las mezclas con exceso de B en la mezcla. Es interesante ver que un exceso de A (lo que equivale a una falta de B) provoca una respuesta del sensor que va en la dirección contraria (frecuencias de resonancia mayores).

A partir de la figura 12.5 es evidente la posibilidad de utilizar este tipo de sensores para la detección sistemática de relaciones incorrectas de las mezclas iniciales. No sólo es posible detectar las



(a)



(b)

Fig. 12.6. Respuestas del sensor, (a) frecuencia de resonancia, (b) Factor de calidad  $Q$ , durante la reacción de curado para diferentes relaciones volumétricas de los componentes A/B de la mezcla.

desviaciones en los momentos iniciales del proceso, sino que también sería posible encontrar la correlación entre los valores de la respuesta del sensor y una cuantificación del valor de la relación volumétrica real que se ha aplicado.

A continuación se muestra un ejemplo de las curvas que se obtienen con el sensor tanto para la frecuencia de resonancia (ver figura 12.6), como para el factor de calidad, donde se puede apreciar que la información que se puede extraer de ambas es similar. Se observa que el factor de calidad es más sensible a los cambios que se producen durante la reacción, pero como contrapartida, también es más sensible a errores de interpolación, ruido, etc.

### 12.2.3. CONTAMINACIÓN CON AGUA

Como ya se ha comentado, el uso de los sensores permite también detectar la contaminación o degradación de alguno de los

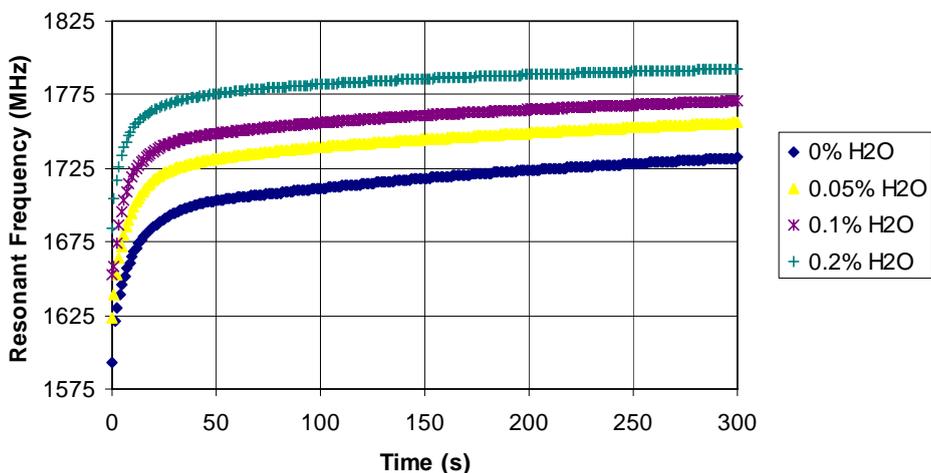


Fig. 12.7. Respuesta del sensor durante el curado para diferentes niveles de contaminación con agua de uno de los componentes (poliol).

componentes de la mezcla. En este caso, se estudia la contaminación con agua de uno de los componentes, el poliol. Este estudio simula la absorción de la humedad ambiente de dicho componente, que supone una causa de degradación importante del PU final obtenido. Los resultados de este estudio se muestran en la figura 12.7.

Cuando la humedad penetra en el poliol, la permitividad de la mezcla se espera que aumente, debido a la naturaleza polar de las moléculas del agua. Por tanto, se espera que la frecuencia de resonancia disminuya cuando el nivel de agua aumente. Sin embargo, en la gráfica se observa el comportamiento contrario, ya que a medida que se añade agua, la frecuencia de resonancia disminuye. Esto significa que la permitividad de la muestra está disminuyendo al aumentar la cantidad de agua. La explicación de este hecho puede ser

que se produzca una reacción entre el agua y la mezcla de los componentes, provocando que las moléculas pierdan su carácter polar, y por tanto, su movilidad al aplicar el campo electromagnético es menor.

Conviene destacar que cantidades pequeñas de agua provocan cambios apreciables en la respuesta del sensor, facilitando la posibilidad de implementar de forma automática la detección de humedad en los componentes.

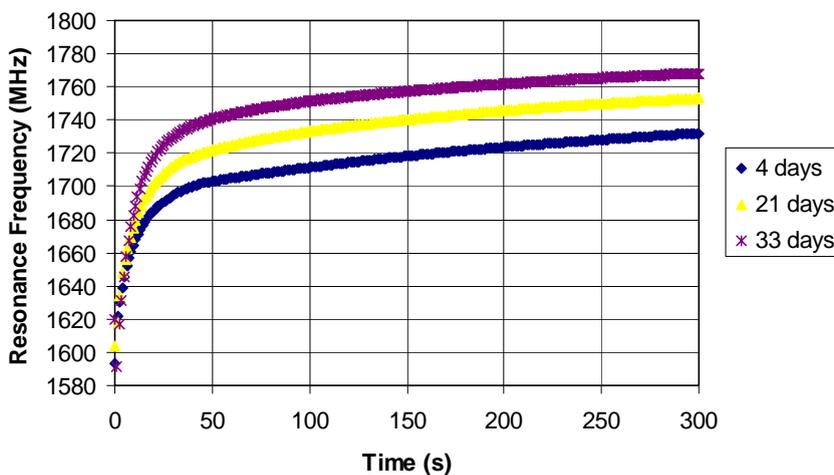
#### **12.2.4. ENVEJECIMIENTO DE LOS COMPONENTES**

Otra de las causas de la obtención de PU defectuoso, es el hecho de que los componentes de la mezcla inicial, se almacenan durante un periodo de tiempo variable hasta ser utilizados en el proceso de fabricación del PU. Este tiempo de almacenaje produce cambios en sus características, que modifican las condiciones posteriores del proceso de curado. Si los parámetros del proceso (proporción A/B, tiempo, etc.) se mantienen en sus valores nominales, el PU resultante es defectuoso y la mayor parte de las veces debe desecharse. Es importante, la detección de los cambios producidos en los componentes *in situ*, para poder modificar adecuadamente las condiciones del proceso.

En este estudio se consideran tres períodos diferentes de almacenamiento de los componentes A y B. Después de dichos períodos, los componentes son mezclados y tiene lugar el proceso de curado. La respuesta del sensor durante los procesos de curado se muestra en la figura 12.8. Dicha respuesta muestra un cambio

evidente hacia frecuencias más altas a medida que aumenta el envejecimiento de los componentes.

Si se observa la cinética de la reacción (ver figura 12.9), se puede apreciar que, al inicio del proceso (los primeros 25 segundos), los materiales envejecidos tienen una mayor tasa de reacción. Sin embargo, en este caso, el tiempo total de reacción es el mismo en los tres casos.



*Fig. 12.8. Respuesta del sensor en función del tiempo para diferentes periodos de envejecimiento de los componentes.*

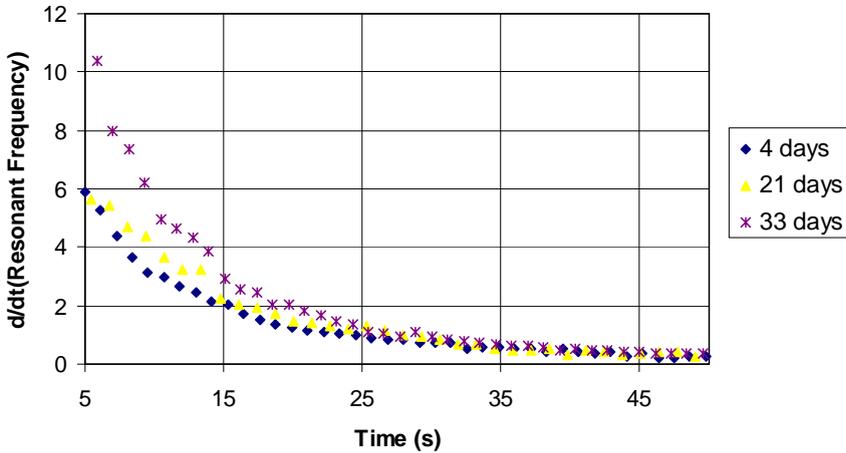


Fig. 12.9. Cinética de la reacción para diferentes periodos de envejecimiento de los componentes.

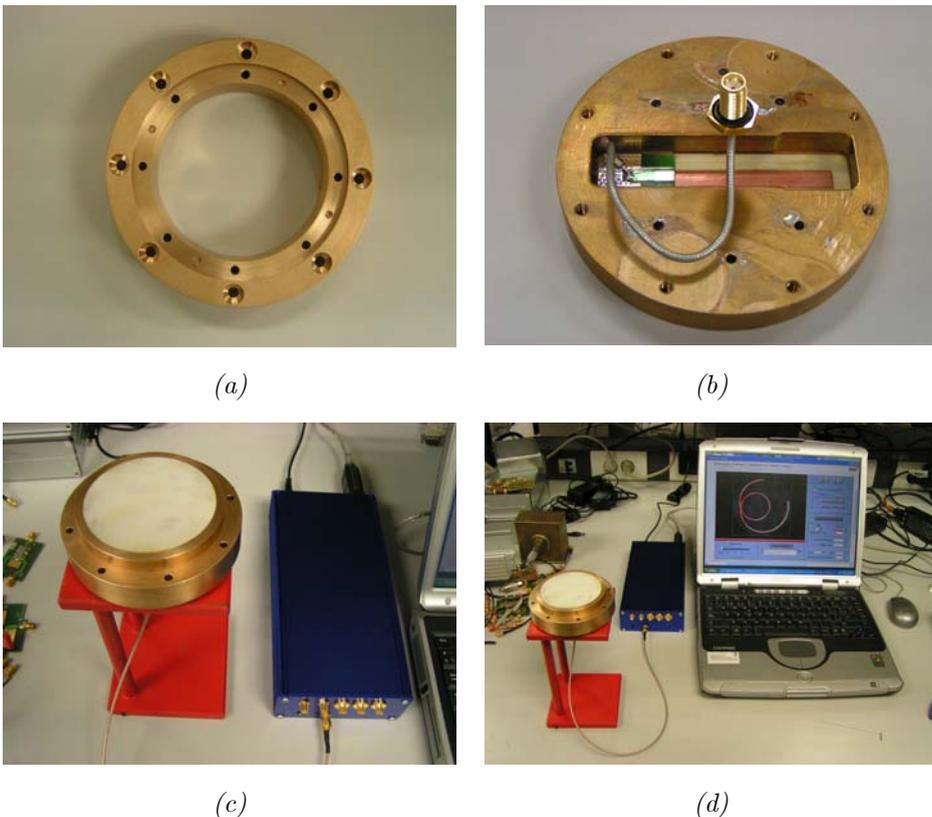
### 12.3. OTROS PROTOTIPOS

Una vez desarrollado el procedimiento de diseño, y teniendo en cuenta las condiciones particulares de cada proceso que se desea monitorizar, se han construido diversos prototipos de sensores similares al del proyecto *Microshoe*. Como ejemplo, se muestran varias imágenes de otro sensor construido también para llevar a cabo la monitorización del curado del PU, pero construido esta vez con diferentes materiales.

En este caso se decidió imprimir el sensor sobre un sustrato de la serie Rogers 4000<sup>®</sup>, en concreto el 4003. Además, el sustrato se coloca por encima de las pistas conductoras, por lo que hace a la vez de capa protectora de la superficie sensora. Por esta razón se eligió este sustrato, ya que se trata de un laminado cerámico reforzado

con fibras de vidrio que se comporta muy bien a altas temperaturas (bajo coeficiente de expansión, permitividad estable), y a la vez es un material resistente (sometido a presión).

En la figura 12.10. y 12.11 se muestran diferentes detalles del sensor construido para esta aplicación, así como el sistema total en el que está integrado, junto con el reflectómetro y un PC para poder visualizar y procesar los resultados.



*Fig. 12.10. Diferentes detalles del sensor CPW construido, así como el sistema formado junto con el reflectómetro y el PC.*

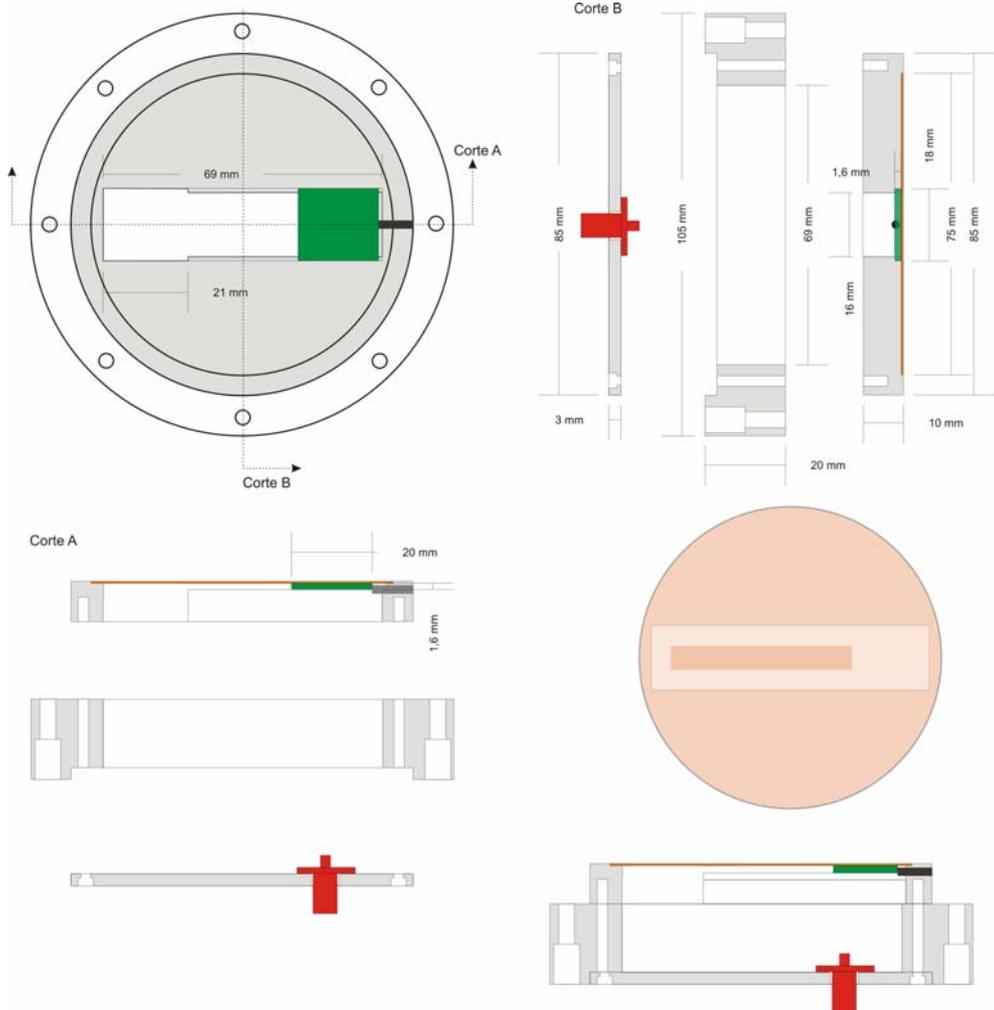


Fig. 12.11. Detalles técnicos y dimensiones del sensor CPW construido.

## **Referencias**

- [Gin57] E.L. Ginzton, *Microwave measurements*. New York: McGraw Hill, 1957.
- [Kaj63] D. Kajfez, “Graphical analysis of Q circles”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-12, pp. 453-454, Sept. 1963.
- [Kaj94a] D. Kajfez, “Linear fractional curve fitting for measurement of high Q factors”, *IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech.*, Vol. 42, No. 7, July 1994, pp. 1149-1153.
- [Kaj94b] D. Kajfez, *Q factor*. Osford, MS: Vector Fields, 1994.

# Capítulo 13

## Conclusiones y Líneas Futuras.

---

A continuación se resumen las principales conclusiones que se derivan de los resultados obtenidos en la tesis, así como las líneas futuras hacia las que apunta el trabajo realizado.

En el segundo capítulo se ha descrito la relación entre las propiedades dieléctricas de los materiales con la polarizabilidad de los mismos, es decir, la capacidad microscópica o molecular de estos materiales de ser polarizados cuando los iluminamos con una onda electromagnética. Esta relación nos permite identificar procesos de cambio en los cuales la polarizabilidad puede verse alterada y consecuentemente modificar las propiedades dieléctricas de los materiales durante el proceso. Esta diferencia en las propiedades dieléctricas puede ser aprovechada mediante los métodos descritos en la tesis para monitorizar o seguir los cambios mediante sensores de forma no destructiva ni intrusiva en el proceso.

La primera sección de la tesis se ha centrado en el estudio de los sensores basados en la línea coaxial abierta en un extremo, ampliamente utilizada por su gran ancho de banda, la comodidad del manejo y la posibilidad de caracterizar todo tipo de materiales.

Tras revisar en el capítulo 3 los diferentes modelos teóricos de la línea coaxial abierta, se ha desarrollado en el capítulo 4 un nuevo

método de diseño general de este tipo de sondas para la obtención sistemática de la sensibilidad óptima en el seguimiento de cambios en las propiedades dieléctricas del MUT. El método propuesto presenta la ventaja de que, a través del estudio de las ecuaciones involucradas, ha reducido el proceso de diseño a la obtención de un único parámetro a partir del cual se obtienen el resto de las variables de la sonda coaxial. Además, se han propuesto expresiones muy simples para la obtención rápida de dicho parámetro. Este nuevo método ha dado lugar a las siguientes publicaciones y congresos:

- **Beatriz García-Baños**, Jose Manuel Catalá Civera, Antoni Josep Canós Marin, Felipe L. Peñaranda Foix, “Design rules for the optimisation of the sensitivity of open-ended coaxial microwave sensors for monitoring changes in dielectric materials”, *Measurement Science and Technology*, Vol. 16, 2005, pp. 1186-1192.
- **Beatriz García-Baños**, R. Pérez-Páez, J. Pitarch, Miguel Contelles-Cervera and Jose M. Catalá-Civera, “Moisture Monitoring with Maximum Sensitivity using Optimized Open-Ended Coaxial Microwave Sensors” *Iteckne*, Vol. 5, pp. 87-94, 2006.
- **Beatriz García Baños**, Felipe L. Peñaranda Foix, Daniel Polo Nieves y Miguel Contelles Cervera, “Optimización de los parámetros de diseño de sondas coaxiales para la caracterización de materiales dieléctricos” Congreso Nacional

de la Union Científica Internacional de Radio *URSI*, Barcelona, 2004.

Este procedimiento de diseño ha sido realizado considerando que el MUT es una capa semi-infinita, pero el procedimiento podría extenderse al caso de tener una multicapa dieléctrica, utilizando para ello el modelo multicapa de la admitancia de coaxial. Esta línea futura que se plantea podría resultar muy interesante para realizar la optimización sistemática de la sonda coaxial en aplicaciones de monitorización sin contacto con el MUT, en las que se debe considerar una o varias capas intermedias entre el sensor y el MUT.

Posteriormente, en el capítulo 5, se procede a describir la configuración del resonador coaxial abierto, formado por un tramo de línea coaxial abierta en un extremo y cuya frecuencia de resonancia y factor de calidad dependen de las características del MUT. En dicho capítulo se demuestra que la red de excitación que acopla la energía al resonador coaxial tiene unos efectos sobre la frecuencia de resonancia obtenida, que sólo pueden despreciarse en el caso en que el acoplo de energía sea muy débil. En esta tesis, se ha ampliado el uso de la cavidad coaxial para la caracterización de materiales tanto de bajas pérdidas como de pérdidas medias o altas. Para ello, es necesario que el acoplo de la energía en la cavidad sea suficientemente alto, por lo que la red de excitación debe ser modelada correctamente y sus efectos eliminados de la respuesta del resonador.

Por ello, se ha dedicado el capítulo 6 a describir una serie de métodos cuya finalidad es modelar y corregir dichos efectos de la red de acoplo en la frecuencia de resonancia del resonador.

El primer método, denominado de acoplo variable, requiere de la medida del MUT con varios niveles de acoplo para poder realizar el ajuste del modelo propuesto. Este método proporciona muy buenas aproximaciones de la frecuencia de resonancia descargada del resonador, si se utiliza para realizar las medidas una estructura de acoplo variable como las diseñadas en esta tesis. Sin embargo, se ha comprobado que la existencia de dos parámetros ( $A$  y  $\alpha$ ) a veces no es la más adecuada, ya que introduce en algunas ocasiones demasiados grados de libertad en el modelo. Podría estudiarse una modificación de las expresiones haciendo un estudio del comportamiento del modelo en función de las características del MUT, tanto de la constante dieléctrica como del factor de pérdidas.

El segundo método desarrollado, modela la red de excitación utilizando para ello el parámetro  $x_e$  que representa la reactancia característica de la red de excitación de la cavidad. Se ha visto que la dificultad de aplicación práctica de este método radica en la necesidad de determinar también el parámetro  $Q_e$ , que es muy sensible a las imprecisiones en la determinación de la longitud de línea de la sonda de excitación. Sería muy interesante realizar un estudio en el que se mostrara la cuantificación del efecto que tiene el error en la determinación de la longitud de línea sobre  $x_e$  y el resto de parámetros del resonador ( $Q_u$ ,  $Q_e$ ,  $k$ ,  $f_L$ ,  $f_u$ ). Esta cuantificación

permitiría realizar un estudio más profundo del comportamiento del modelo utilizado.

Después de analizar los métodos para la corrección del efecto de la red de acoplo sobre la frecuencia de resonancia, se hace una breve referencia a un método conocido para corregir el efecto sobre el factor de calidad del resonador. En la realización de medidas, se ha observado, dependiendo del material con el que se ha fabricado el resonador, que las pérdidas introducidas por la propia celda coaxial hacen que el factor de calidad del resonador sea bajo, lo cual dificulta en ocasiones la caracterización de materiales de bajas pérdidas. Se está estudiando en estos momentos la utilización de celdas con un baño de oro o de otro metal de alta conductividad, para estudiar la mejora del factor de calidad de la celda de medida.

Este estudio realizado sobre el modelado preciso de la respuesta del resonador coaxial ha dado lugar a las siguientes publicaciones y congresos:

- **Beatriz Garcia-Baños**, F.L. Peñaranda Foix, J.M. Catala-Civera, “Extension of the unitary property for the generalized scattering matrix of microwave networks” *Microwave and optical Technology Letters*, Vol. 50 Issue 2, pp. 356-358, 2007.
- F.L. Peñaranda Foix, J.M. Catala-Civera, A.J. Canos-Marin, and **B. Garcia-Baños**, “Practical expression for frequency deviation due to insertion hole in cylindrical cavity” *IEE Electronics Letters* Vol. 43 N°24, 2007.

- Felipe L. Peñaranda-Foix, **B. García-Baños**, Jose M. Catalá-Civera, Antonio J. Canós, “Modelado eficiente de sondas coaxiales mediante el tratamiento de singularidades” Congreso Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio *URSI*, Asturias 2006.
- F.Peñaranda-Foix, J.M. Catalá-Civera, A.J. Canós-Marin, **B.García-Baños**, “Frequency Deviation Due to a Sample Insertion Hole in a Cylindrical Cavity by Circuital Analysis”, *IEEE\_MTT Symposium*, Hawaii 2007.

En el capítulo 7 se describen los modelos utilizados para la calibración de los sensores, así como un nuevo método de calibración de bajo coste desarrollado como parte de un proyecto de colaboración con una universidad colombiana. Este método de calibración con patrones de bajo coste ha dado lugar a la publicación:

- **B. García-Baños**, R. Pérez-Paez, J.M. Catalá-Civera, “Reflection Measurements calibration with a tunable resonator” *Iteckne*, Vol. 4, No.1, pp. 47-50, 2007.

En el capítulo 8, se muestran los resultados obtenidos que se han considerado más relevantes por su novedad o por el abanico de posibilidades que han abierto al uso de los sensores de microondas. Se ha comprobado la gran versatilidad de este tipo de celdas de medida, que permite su adaptación a diversos entornos y aplicaciones diferentes. Así, los sensores diseñados se pueden agrupar en diferentes categorías:

- **Sensores portátiles (Kit Portátil de medidas dieléctricas):** Se han diseñado sensores portátiles que, junto con el reflectómetro resultan en un sistema robusto, fácil de usar y de bajo coste.
- **Sensores para control de procesos industriales en línea:** Se han diseñado poniendo especial interés en su robustez y su estabilidad. Su diseño ha sido complementado con software de control y completos sistemas de calibración que permiten obtener una alta repetitividad en las medidas. Destacan los sensores para control de humedad en materiales sólidos (cerámicos), granulares y espolvoreados, así como los sensores integrados en moldes para el control de reacciones de curado (Sensor de tornillo y Molde inteligente).
- **Sensores para laboratorios industriales:** Se han diseñado con la finalidad de ser utilizados en los laboratorios de las industrias, con muestras tomadas en la línea de producción. Se han diseñado para obtener medidas con precisión, siendo relativamente fáciles de utilizar y pudiendo realizar medidas rápidas de varias muestras similares. En este grupo destaca el sensor coaxial en vaso, con control de temperatura incluido.
- **Sensores para laboratorios científicos:** Estos sensores se han dotado de los algoritmos más completos para proporcionar la máxima precisión. Su coste es mayor y su utilización no es tan simple como la de los anteriores. Destaca el sensor de campo cercano (Near field Microwave Sensor), así como las sondas de

caracterización de materiales en sus múltiples formas (mezclas líquidas, emulsiones, materiales laminares) y rangos de frecuencia.

Como resultado, también se han obtenido las siguientes publicaciones acerca de las aplicaciones descritas:

- Felipe L. Peñaranda-Foix, Pedro J. Plaza-Gonzalez, **Beatriz García-Baños**, Daniel Polo-Nieves “A non-destructive method of measuring the dielectric and magnetic properties of laminate materials in open cavities”, *IEEE MTT Symposium Digest*, pp. 1821-1823, 2004.
- **Beatriz García-Baños**, Felipe L. Peñaranda Foix, Pedro J. Plaza González, Daniel Polo Nieves, “Nueva técnica de medida de humedad basada en un resonador coaxial abierto” Congreso Nacional de la Union Científica Internacional de Radio *URSI*, Valencia 2005.
- D. Polo, P. Plaza-González, **B. García**, A. J. Canos, “Design of a low cost reflectometer system at microwave frequencies” International Conference on Microwave and High Frequency Heating *Ampere*, Módena 2005.
- R. Pérez-Páez , **B. García-Baños** , J. Pitarch, Jose M. Catalá-Civera, “Caracterización dieléctrica de macroemulsiones mediante el uso de sonda coaxial” Congreso Nacional de la Union Científica Internacional de Radio *URSI*, Asturias 2006.

- Miguel Contelles-Cervera, J. Pitarch, **Beatriz García-Baños**, Felipe L. Peñaranda-Foix, José M. Catalá-Civera and R. Pérez-Páez, “Analysis of waveguides loaded with a lossy anisotropic material recovered with adjacent materials” *Iteckne* Vol. 5, pp. 95-103, 2006.
- Edgar F. Castillo M, R. Pérez-Páez, Johanna M. Bastos B., Luz S. Zambrano B. and **Beatriz García-Baños**, “Separation of Oil-Water-Sludge Emulsions Coming from Palm Oil Mill Process through Microwave Techniques” International Conference on Microwave and High Frequency Heating *Ampere*, Rumania 2007.
- R. Pérez-Páez, **Beatriz García-Baños**, Johanna M. Bastos B., Jose M. Catala Civera, “Caracterización no invasiva de emulsiones W/O a frecuencias de microondas” *X Seminario Internacional de Medio Ambiente y Desarrollo Sostenible*, Colombia, 2007.

Además de las publicaciones, se encuentra en proceso de exposición pública la patente “Método para la monitorización no invasiva del curado de un material plástico termoestable mediante el uso de microondas y dispositivo microondas para la aplicación de dicho método” con número P200800285.

En cuanto a las líneas futuras, las aplicaciones prácticas que se podrían incluir en este capítulo crecen día a día debido a la aparición de nuevas aplicaciones, así como el diseño de modificaciones que permiten resolver nuevos retos en la configuración de los sensores. En

este sentido, la potencia del método de análisis utilizado permite modelar de forma eficiente nuevas celdas de medida mediante la conexión en cascada de discontinuidades, y se continúa trabajando en el diseño de nuevos tipos de celdas.

La segunda sección de la tesis comienza en el capítulo 9 con una revisión de los modelos teóricos de diversas estructuras multicapa basadas en líneas microstrip y coplanar. Una vez considerados ambos tipos de estructuras para la monitorización de materiales, sería interesante ampliar el rango de aplicación de dichas estructuras también a la caracterización de materiales.

Tras comprobar que la estructura coplanar posee una mayor sensibilidad que la microstrip en el seguimiento de las propiedades dieléctricas de materiales, se propone en el capítulo 10 un método para mejorar la sensibilidad de los sensores basados en líneas microstrip, mediante la introducción de estructuras periódicas en el plano de masa. Esta novedosa aplicación de las características de las estructuras periódicas ha dado lugar a las siguientes publicaciones:

- o **B. García-Baños**, Francisco Cuesta-Soto, A. Griol, Jose M. Catalá-Civera, J. Pitarch, “Enhancement of microwave planar sensors with EBG structures” *IEEE Sensors Journal*, Vol. 6, pp: 1518-1522, 2006.
- o **B. García-Baños**, F. Cuesta-Soto, A.Griol, J.M. Catalá-Civera, “EBG materials: Application in microwave sensors for industrial process monitoring” *Third Workshop on*

*Metamaterials and Special Materials for Electromagnetic Applications and TLC*, Italia 2006.

- o **B. García-Baños**, J. Pitarch, R. Pérez, F. Peñaranda-Foix, “Aplicación de estructuras EBG en sensores planares de microondas” Congreso Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio *URSI*, Asturias 2006.

Se ha comprobado que la introducción de estas estructuras es altamente eficiente y provoca aumentos notables de la sensibilidad, sin embargo, también supone la colocación de discontinuidades abruptas que hacen que el coeficiente de reflexión de dichas estructuras sea muy alto. Este hecho no ha supuesto un problema ya que la utilización de estos sensores se basa en la medida de la fase y no del módulo de la transmisión, sin embargo, hay casos (por ejemplo en materiales con pérdidas muy elevadas) en los que la reflexión puede enmascarar la monitorización de la fase de la señal transmitida. Convendría, por tanto, como línea futura, realizar un diseño de las estructuras periódicas que tuviese una forma adiabática para minimizar las reflexiones y evitar este problema cuando pudiera surgir. Asimismo, son numerosas las estructuras periódicas que se podrían estudiar para mejorar aún más la sensibilidad de los sensores planares (redes/filas de agujeros en el plano de masa o en el sustrato de la línea coplanar, etc.) y que son un tema de investigación muy interesante y novedoso en este campo de aplicación.

En los capítulos 10 y 11 se ha descrito el diseño de un sensor coplanar para realizar la monitorización del proceso de curado del PU, y se han presentado los principales resultados obtenidos en el

proyecto europeo *MICROSHOE* con la aplicación del sensor coplanar diseñado. Se ha demostrado la capacidad del sensor para detectar cambios en numerosos parámetros de la reacción, como relaciones volumétricas de la mezcla, contaminación con agua, envejecimiento de los componentes, etc. Por tanto, se ha abierto un vasto campo de aplicación de estos sensores, ya que la monitorización de procesos de fabricación de polímeros, plásticos, etc. es una necesidad actual vital para poder dotar a estos materiales de unas características diferenciadas, y poder obtener productos finales de mayor valor añadido. Además, la utilización de sensores para realizar el seguimiento *in situ* de la reacción ha permitido alcanzar un mayor nivel de comprensión de la naturaleza de las reacciones químicas que tienen lugar en el interior de los moldes de reacción. El estudio sobre este tipo de reacciones no ha hecho más que comenzar, pudiéndose ampliar al comparar los resultados obtenidos con los sensores de microondas con los estudios realizados sobre los productos finales mediante técnicas como la calorimetría (*DSC: Differential Scanning Calorimetry*). Este tipo de estudios ya ha comenzado proporcionando nuevas perspectivas que ayudan a adquirir un mayor entendimiento de este tipo de reacciones.

Para finalizar, durante el desarrollo de la tesis, el desarrollo de nuevas técnicas de análisis, optimización, diseño, etc. ha sido muy fructífero y ha permitido la interacción con otros investigadores, proporcionando resultados muy interesantes en colaboración con otros grupos y otras disciplinas. A continuación se resumen las publicaciones obtenidas en este sentido:

- J. Pitarch, **Beatriz García-Baños**, Miguel Contelles-Cervera, R. Pérez-Páez, and F. Peñaranda-Foix, “Analysis and Optimization of Electric Field Distributions in Multimode Microwave Heating Applicators Excited by Multiple Input Sources” *Iteckne*, Vol. 5, pp. 24-34. 2006.
- Francisco Cuesta-Soto, Alejandro Martínez, **Beatriz García-Baños**, Javier Martí, “Numerical Analysis of All-optical Switching Based on a 2-D Nonlinear Photonic Crystal Directional Coupler”, *IEEE Journal of Selected topics in Quantum Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 1101-1106, 2004.
- Francisco Cuesta Soto, **Beatriz García Baños**, Javier Martí, “Compensating intermodal dispersion in Phc directional couplers” *Optics Letters* , Vol. 30, pp. 3156-3158, 2005.
- Jaime Pitarch-Portero, J.M. Catala-Civera, F.L. Peñaranda Foix, **Beatriz Garcia-Baños**, “Modeling Microwave Power Structures Based on K-furcated Waveguides Arbitrarily Filled with Materials By Modal Techniques” *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, Vol. 41 Issue 4, pp. 46-61, 2008.
- F. Cuesta-Soto, **Beatriz García-Baños**, A. Håkanson, J. García, P. Sanchis and J. Martí, “Intermodal dispersion compensation in a PhC directional coupler.”, *PECS-VI: International Symposium on Photonic and Electromagnetic Crystal Structure*, Grecia 2005.

- J. Pitarch, M. A. Solano, **B. García**, R. Pérez y J. Catalá, “Caracterización modal eficiente de guías de onda bianisótropas” Congreso Nacional de la Union Científica Internacional de Radio *URSI*, Asturias 2006.
- Jaime Pitarch, José M. Catalá-Civera, Felipe L. Peñaranda-Foix and **Beatriz García-Baños**, “Solving Rectangular-Shaped Waveguides Partially-Filled with Anisotropic Materials by Modal Techniques”, International Conference on Microwave and High Frequency Heating *Ampere*, Rumania 2007.

# Anexo A

## Modelos teóricos de la apertura coaxial y la transición coaxial-coaxial.

---

En la tesis, se ha realizado un estudio de los sensores coaxiales en dos tipos de celdas de medida de materiales. En primer lugar, se ha estudiado la sonda coaxial abierta en un extremo. Por ello, es necesario utilizar una serie de modelos que permiten obtener la respuesta de la apertura coaxial radiando sobre una multicapa de dieléctricos. De todos los modelos existentes en la bibliografía, y descritos en el capítulo 3 de la tesis, se han escogido dos para su utilización en este trabajo. Se trata de un modelo monomodo de la apertura de la línea coaxial sobre una multicapa, desarrollado por Bakhtiari en [Bak99], y por otro lado, un modelo multimodo de la apertura coaxial radiando sobre una multicapa, desarrollado por Baker-Jarvis en [Bak94a]. Este segundo modelo es más preciso por considerar la contribución reactiva en la apertura de los modos superiores, aunque ello hace que tenga mayores requerimientos computacionales y de tiempo de simulación. El primer modelo es más rápido y conveniente en caso de que la capa de material que se coloca en contacto con la línea coaxial tenga una permitividad baja, ya que

en ese caso los modos superiores no tienen unos efectos notables en la respuesta de la sonda.

En segundo lugar, se ha considerado el uso de un disco dieléctrico de protección del sensor coaxial en la zona de la apertura. Colocando dicho disco, se evita que los materiales líquidos o semisólidos puedan penetrar en el interior del sensor coaxial. Como se vio en el capítulo 3, las dimensiones del coaxial se modifican ligeramente en la zona donde se coloca el disco, para que la estructura resultante tenga una cierta robustez y evitar que el propio disco se vea desplazado hacia el interior del sensor. Por ello, es necesario también disponer de un modelo de la transición entre dos coaxiales con conductores de diferentes dimensiones.

Los tres modelos mencionados se resumen a continuación.

## **A.1 MODELO MULTICAPA MONOMODO**

A continuación se resume el modelo de la línea coaxial abierta radiando sobre una multicapa de dieléctricos desarrollado por Bakhtiari [Bak99]. Este modelo sólo considera los efectos del modo TEM en la apertura, es decir, se trata de un modelo monomodo de la línea coaxial abierta. Se eligió este modelo por su robustez y por su rapidez en el caso de tener una única capa de material. Además, el desarrollo teórico está enfocado a la programación, es decir, la teoría del modelo está bien estructurada y permite una programación relativamente sencilla.

En [Bak99] se realiza el estudio teórico de una línea de transmisión coaxial (con un conductor interior de radio  $a$  y un conductor exterior de radio  $b$  terminada en circuito abierto radiando sobre una serie de  $N$  capas dieléctricas cuya permitividad y dimensiones son conocidas (se consideran planos infinitos con una cierta anchura en la dirección  $z$ ). La última capa puede ser un plano conductor perfecto ( $\sigma = \infty$ ) de anchura despreciable o dieléctrica infinita en la dirección  $+z$ . (Ver figura A.1)

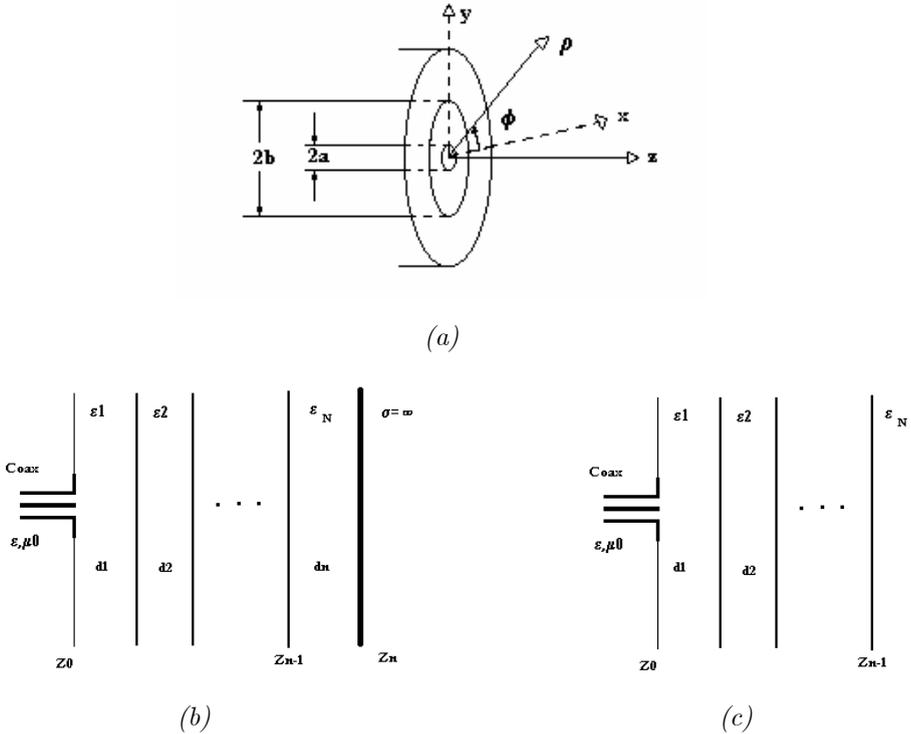


Fig. A.1. a) Línea de transmisión coaxial de conductor interior de radio  $a$  y conductor exterior de radio  $b$ , abierto en un plano conductor perfecto y secciones de una línea coaxial radiando en una multicapa dieléctrica terminada b) en un plano conductor perfecto y c) en un medio semi-infinito.

Si sólo se considera el modo TEM en la apertura, la estructura contiene las componentes  $E_\rho$ ,  $E_\phi$  y  $H_z$ , que no dependen de la coordenada angular  $\phi$ . Los campos se pueden expresar en función de un potencial eléctrico y magnético:

$$\begin{aligned} E_n(\rho, z) &= \frac{1}{\varepsilon_n} \nabla \times \Pi_n(\rho, \phi, z) \\ H_n(\rho, z) &= -\frac{1}{j\omega\mu_0\varepsilon_n} (k^2 + \nabla \nabla \cdot) \Pi_n(\rho, \phi, z) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

donde el potencial debe satisfacer la ecuación de onda de Helmholtz en cada región:

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \left( k_n^2 - \frac{1}{\rho^2} \right) \right] \Pi_n(\rho, z) = 0 \quad (\text{A.2})$$

Si se realiza la transformada de Hankel del potencial vector, la ecuación de onda queda reducida a una dimensión, lo que permite obtener la expresión del potencial vector en términos de ondas estacionarias y progresivas.

Por lo tanto, se obtienen también las expresiones para los campos transformados eléctricos y magnéticos:

$$\tilde{E}_n(R, z) = \frac{jk_{z_n}}{\varepsilon_n} \left[ A_n^+(R) e^{-jk_z z} - A_n^-(R) e^{jk_z z} \right] \quad (\text{A.3.a})$$

$$\tilde{H}_n(R, z) = j\omega \left[ A_n^+(R) e^{-jk_z z} - A_n^-(R) e^{jk_z z} \right] \quad (\text{A.3.b})$$

donde  $R$  es la variable de la transformación de Hankel, y se denomina número de onda radial.

En la región de la multicapa, las expresiones de los campos deben cumplir las condiciones de contorno de continuidad en los planos en los que se producen los cambios de material.

En la región del coaxial, los campos también se expresan como suma de las ondas incidentes y reflejadas. Una vez se calcula la transformada Hankel de los campos, éstos se pueden expresar como:

$$\begin{aligned}\tilde{E}_0^\rho(R) &= -A_0(1+\Gamma)\frac{J_0(Rb)-J_0(Ra)}{R} \\ \tilde{H}_0^\rho(R) &= -Y_c A_0(1-\Gamma)\frac{J_0(Rb)-J_0(Ra)}{R}\end{aligned}\tag{A.4}$$

donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión complejo.

El siguiente paso es forzar la continuidad del flujo de potencia que atraviesa la superficie de la apertura. Para ello se utiliza el teorema de Poynting, con la particularidad de que ahora se aplica sobre los campos transformados.

Una vez se igualan los flujos de potencia a ambos lados de la apertura, se obtiene la expresión de la admitancia de la línea coaxial en la apertura, normalizada respecto a la admitancia característica de la línea ( $Y_c = Y_0\sqrt{\epsilon_c}$  donde  $Y_0$  es la admitancia característica en vacío, y  $\epsilon_c$  es la permitividad del dieléctrico que rellena la línea coaxial). Dicha expresión es:

$$y_s = g_s + jb_s = \frac{\epsilon_{r_1}}{\sqrt{\epsilon_{r_c}} \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \int_0^\infty \frac{[J_0(k_0\zeta b) - J_0(k_0\zeta a)]^2}{\zeta} F(\zeta) d\zeta\tag{A.5}$$

Donde  $g_s$  y  $b_s$  son la conductancia y susceptancia normalizadas de la apertura,  $k_0$  es el número de onda en el vacío,  $\varepsilon_{r1}$  es la permitividad de la primera capa (la más próxima a la apertura), y  $J_0$  es la función de Bessel de orden 0.

Como variable para la integración se utiliza el parámetro de normalización

$$\zeta = \frac{\Re}{k_0} \quad (\text{A.6})$$

donde  $\Re$  es una variable que representa el número de onda radial.

Por otro lado, a partir de las condiciones de contorno, se obtiene la función:

$$F(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{r1} - \zeta^2}} \left( \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} \right) \quad (\text{A.7})$$

Donde  $\rho_1$  es el coeficiente de reflexión de la primera capa.

Para un medio de N capas,  $\rho_1$  debe calcularse recursivamente a partir de la siguiente expresión:

$$\rho_i = \frac{1 - \kappa_i \beta_{i+1}}{1 + \kappa_i \beta_{i+1}} e^{-j2k_0 z_i \sqrt{\varepsilon_{r1} - \zeta^2}} \quad (\text{A.8})$$

Donde

$$\kappa_i = \frac{\varepsilon_{ri} \sqrt{\varepsilon_{r_{i+1}} - \zeta^2}}{\varepsilon_{r_{i+1}} \sqrt{\varepsilon_{ri} - \zeta^2}} \quad (\text{A.9})$$

$$\beta_{i+1} = \frac{1 - \rho_{i+1} e^{j2k_0 z_i \sqrt{\epsilon_{r_{i+1}} - \zeta^2}}}{1 + \rho_{i+1} e^{j2k_0 z_i \sqrt{\epsilon_{r_{i+1}} - \zeta^2}}} \quad (\text{A.10})$$

con  $z_i$  dado por:

$$z_i = \sum_{j=1}^i d_j \begin{cases} 1 \leq i \leq N-1 & \text{N-ésima capa infinita en la dirección +z} \\ 1 \leq i \leq N & \text{N-ésima capa terminada en cortocircuito} \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Para  $i = N$ :

$$\rho_N = \begin{cases} 0 & \text{N-ésima capa infinita en la dirección +z} \\ e^{-j2k_0 z_N \sqrt{\epsilon_{r_N} - \zeta^2}} & \text{N-ésima capa terminada en cortocircuito} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Los cálculos anteriores deben empezar en  $i = N-1$  y avanzar hasta  $i = 1$ .

Por lo que respecta al problema inverso, en este caso se debe recurrir inevitablemente a un proceso iterativo, ya que es imposible despejar analíticamente la constante dieléctrica del material de la expresión de la admitancia de entrada del coaxial. Se debe por tanto proporcionar una estimación inicial del valor de la permitividad que se desea obtener, y mediante sucesivas iteraciones se va refinando dicho valor hasta obtener una solución lo suficientemente precisa.

## **A.2 MODELO MULTICAPA MULTIMODO**

En este apartado se describe el modelo de un coaxial radiando sobre una estructura infinita, que puede ser de una única capa o bien multicapa, pero ahora considerando los efectos de los modos

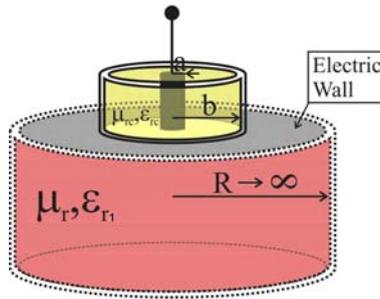


Fig. A.2.-Geometría de un coaxial radiando sobre una capa infinita.

superiores que aparecen en la apertura.

### A.2.1. CASO MONOCAPA INFINITA

Se plantea inicialmente el caso como una única capa infinita, tal y como se muestra en la figura A.2, para luego incluir el efecto de la multicapa.

El análisis se realizará multimodo y considerando únicamente lo modos T.M. del coaxial, siguiendo el modelo propuesto por Baker-Jarvis en [Bak94a].

El campo en el coaxial es (considerando que el eje  $z$  de propagación es de salida del coaxial hacia el material):

$$E_r = \frac{1}{r} \cdot \left( e^{-\gamma_0^{(c)} \cdot z} + \Gamma_0 \cdot e^{+\gamma_0^{(c)} \cdot z} \right) \cdot N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \cdot g_{1m}(r) \cdot N_m \cdot e^{\gamma_m^{(c)} \cdot z} \quad (\text{A.13.a})$$

$$H_\varphi = \frac{1}{r} \frac{\left( e^{-\gamma_0^{(c)} z} - \Gamma_0 e^{+\gamma_0^{(c)} z} \right)}{\eta_c} N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \frac{-j\omega\epsilon_0\epsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} g_{1m}(r) N_p e^{\gamma_m^{(c)} z} \quad (\text{A.13.b})$$

donde

$$g_{1m}(r) = J_1(k'_{cm} \cdot r) - \frac{J_0(k'_{cm} \cdot a)}{Y_0(k'_{cm} \cdot a)} \cdot Y_0(k'_{cm} \cdot r) \quad (\text{A.14})$$

$$[\gamma_0^{(c)}]^2 = -\omega^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{rc} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rc} \quad (\text{A.15.a})$$

$$[\gamma_m^{(c)}]^2 = [k'_{cm}]^2 - \omega^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{rc} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rc} \quad (\text{A.15.b})$$

Debe aclararse que como onda incidente se considera únicamente el modo TEM normalizado a la unidad, no habiendo términos de la forma  $e^{-\gamma_m^{(c)} \cdot z}$ , que serían modos TM superiores incidentes. Se supone que estos modos TM no existen en incidencia. Es decir, el coaxial se debe excitar lo suficientemente lejos de la apertura como para garantizar que no hay modos superiores. Evidentemente sí se consideran los reflejados en la discontinuidad, que son los de la forma  $e^{+\gamma_m^{(c)} \cdot z}$ .

Los términos  $N_0$  y  $N_m$  son términos de normalización del campo eléctrico, cuyo valor puede verse en [Bak94a],  $\gamma_0^{(c)}$  es la constante de propagación del modo TEM del coaxial y  $\gamma_m^{(c)}$  son las constantes de propagación de los modos TM superiores.

Si ahora aplicamos la transformación de Hankel a estos campos, los campos transformados quedan como:

$$\tilde{E}_r(\zeta) = D_0(\zeta) \cdot \left( e^{-\gamma_0^{(c)} \cdot z} + \Gamma_0 \cdot e^{+\gamma_0^{(c)} \cdot z} \right) \cdot N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \cdot D_m(\zeta) \cdot N_m \cdot e^{\gamma_m^{(c)} \cdot z} \quad (\text{A.16.a})$$

$$\tilde{H}_\varphi(\zeta) = D_0(\zeta) \frac{e^{-\gamma_0^{(c)} \cdot z} - \Gamma_0 e^{+\gamma_0^{(c)} \cdot z}}{\eta_c} N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \frac{-j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} D_m(\zeta) N_m e^{\gamma_m^{(c)} \cdot z} \quad (\text{A.16.b})$$

donde se han definido las funciones  $D_0(\zeta)$  y  $D_m(\zeta)$  como las funciones transformadas de  $1/r$  y  $g_{1m}(r)$  respectivamente, de tal forma que:

$$D_0(\zeta) = \frac{J_0(\zeta \cdot a) - J_0(\zeta \cdot b)}{\zeta} \quad (\text{A.17.a})$$

$$D_m(\zeta) = \frac{\zeta}{\zeta^2 - k_{cm}^2} \cdot (a \cdot J_0(\zeta \cdot a) \cdot g_{1m}(a) - b \cdot J_0(\zeta \cdot b) \cdot g_{1m}(b)) \quad (\text{A.17.b})$$

Por otra parte, el campo en el medio infinito podemos obtenerlo a partir de la ecuación de onda:

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} - \frac{1}{r^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right] \cdot H_\varphi(r, z) = 0 \quad (\text{A.18})$$

donde se ha supuesto la invarianza en  $\varphi$  y donde  $k$  es el número de onda del medio, definido como:

$$k^2 = \omega^2 \mu_0 \mu_{r1} \varepsilon_0 \varepsilon_{r1} \quad (\text{A.19})$$

siendo  $\varepsilon_{r1}$  y  $\mu_{r1}$  la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del medio infinito.

Si se aplica la transformada de Hankel a la ecuación de onda anterior, se tiene que el campo en el medio es:

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 - \zeta^2 \right] \cdot \tilde{H}_\varphi(\zeta, z) = 0 \quad (\text{A.20})$$

de tal forma que la solución del campo magnético es:

$$\tilde{H}_\varphi(\zeta, z) = A(\zeta) \cdot e^{-\gamma_1 \cdot z} + B(\zeta) \cdot e^{+\gamma_1 \cdot z} \quad (\text{A.21})$$

donde  $A$  y  $B$  son funciones de la variable transformada  $\zeta$ , y a su vez las amplitudes de las ondas progresivas y regresivas en  $z$ , respectivamente. Y la variable  $\gamma_1$  es la constante de propagación en el material, definida como:

$$\gamma_1^2 = \zeta^2 - k^2 \quad (\text{A.22})$$

Si se considera que en el medio infinito no se tiene onda reflejada, sólo aparecerá onda progresiva, y los campos electromagnéticos serán:

$$\tilde{H}_\varphi(\zeta, z) = A(\zeta) \cdot e^{-\gamma_1 z} \quad (\text{A.23.a})$$

$$\tilde{E}_r(\zeta, z) = \frac{\gamma_1}{j \cdot \omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{r1}} \cdot A(\zeta) \cdot e^{-\gamma_1 z} \quad (\text{A.23.b})$$

Si se ahora identifican las componentes tangenciales de campo eléctrico y magnético en la discontinuidad del coaxial con el espacio abierto, es decir en  $z=0$ , se tiene:

$$D_0(\zeta)(1+\Gamma_0)N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m D_m(\zeta)N_m = A(\zeta) \frac{\gamma_1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r1}} \quad (\text{A.24.a})$$

$$D_0(\zeta) \frac{(1-\Gamma_0)}{\eta_c} N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \frac{-j\omega\epsilon_0\epsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} D_m(\zeta)N_m = A(\zeta) \quad (\text{A.24.b})$$

Si se calcula la transformada inversa de la ecuación A.24.b, resultante de identificar los campos magnéticos, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{(1-\Gamma_0)}{\eta_c} N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \frac{-j\omega\epsilon_0\epsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} g_{1m}(r)N_m = \\ = \int_{\zeta=0}^{\infty} A(\zeta) \zeta J_1(r\zeta) d\zeta \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

Ahora se integra por la izquierda y por la derecha esta ecuación, multiplicando por la función peso  $R_n(r)$  definida como:

$$R_n(r) = \begin{cases} \frac{1}{r} , & n = 0 \\ g_{1n}(r) , & n \neq 0 \end{cases} \quad (\text{A.26})$$

llegando a:

$$\begin{aligned} \delta_m \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{rc}}{\gamma_0^{(c)}} \text{Ln}\left(\frac{b}{a}\right) N_0 + \Gamma_m \frac{-j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} F_m^{(2)} N_m = \\ = \int_{\zeta=0}^{\infty} A(\zeta) \cdot \zeta \cdot D_m(\zeta) d\zeta \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Donde el índice  $m$  empieza en 0 ( $m=0, 1, 2, \dots$ ), la función  $\delta_m$  es la función delta, y la función  $F_m^{(2)}$  es:

$$F_m^{(2)} = \begin{cases} \text{Ln}\left(\frac{b}{a}\right), & m = 0 \\ \frac{2}{(\pi \cdot k'_{cm})^2} \cdot \left( \frac{1}{Y_0^2(k'_{cm} \cdot b)} - \frac{1}{Y_0^2(k'_{cm} \cdot a)} \right), & m \neq 0 \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

Asimismo, si ahora se utiliza la continuidad del campo eléctrico, ecuación (A.24.a), se puede despejar la amplitud  $A(\zeta)$ :

$$A(\zeta) = \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{r1}}{\gamma_1} \left[ D_0(\zeta)(1 + \Gamma_0)N_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m D_m(\zeta)N_m \right] \quad (\text{A.29})$$

Si se sustituye esta amplitud en (A.27), se llega a:

$$\begin{aligned} \delta_n \cdot Y_0^{(c)} \cdot \text{Ln}\left(\frac{b}{a}\right) \cdot N_0 - \int_{\zeta=0}^{\infty} \zeta \cdot D_n(\zeta) \cdot Y_1(\zeta) \cdot D_0(\zeta) \cdot N_0 \cdot d\zeta = \\ = Y_n^{(c)} \cdot \Gamma_n \cdot F_n^{(2)} \cdot N_n + \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma_m \cdot \int_{\zeta=0}^{\infty} Y_1(\zeta) \cdot D_m(\zeta) \cdot \zeta \cdot D_n(\zeta) \cdot N_n \cdot d\zeta \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

ecuación que se puede escribir de forma matricial como sigue:

$$\vec{P}_1 = \vec{Q}_1 \cdot \vec{\Gamma} \quad (\text{A.31})$$

donde cada vector o matriz es:

$$\begin{aligned}
 P_1|_n &= \delta_n Y_0^{(c)} \operatorname{Ln}\left(\frac{b}{a}\right) N_0 - \int_{\zeta=0}^{\infty} \zeta \cdot D_n(\zeta) Y_1(\zeta) D_0(\zeta) N_0 \cdot d\zeta \\
 Q_1|_{nm} &= Y_n^{(c)} F_n^{(2)} N_n \delta_{nm} + \int_{\zeta=0}^{\infty} Y_1(\zeta) D_m(\zeta) \zeta \cdot D_n(\zeta) N_n \cdot d\zeta \\
 \bar{\Gamma} &= (\Gamma_0 \quad \Gamma_1 \quad \dots \quad \Gamma_m)^t
 \end{aligned} \tag{A.32}$$

En la expresión anterior, el coeficiente de reflexión calculado  $\Gamma_m$  es el coeficiente de reflexión para los modos TEM ( $\Gamma_0$ ) y los  $m$  modos superiores TM considerados cuando incide desde el coaxial únicamente el modo TEM.

Una vez programado el modelo anterior, se realizaron una serie de pruebas numéricas y se comprobó la existencia de singularidades en los integrandos de las expresiones de los parámetros de dispersión de la sonda coaxial (ecuación A.32). En efecto, en [Bak93, Bak94b] se comenta que es necesario aplicar técnicas de integración de contorno en el cálculo de dichas integrales para poder obtener resultados correctos. Este hecho hace que la eficiencia del método disminuya drásticamente, sobretodo si se considera en los cálculos un número elevado de modos. Además, la integración numérica de funciones con singularidades introduce un cierto error que puede llegar a ser importante. Este inconveniente con el cálculo de este tipo de integrales ya ha sido constatado por otros autores [Bak93, Bak94b].

Por esta razón, se ha realizado un procedimiento matemático para evitar la aparición de dichas singularidades en el modelo, de forma que se pueda llevar a cabo la integración numérica de las expresiones de forma mucho más eficiente. Se ha comprobado que con una serie de transformaciones de las funciones integrando se pueden

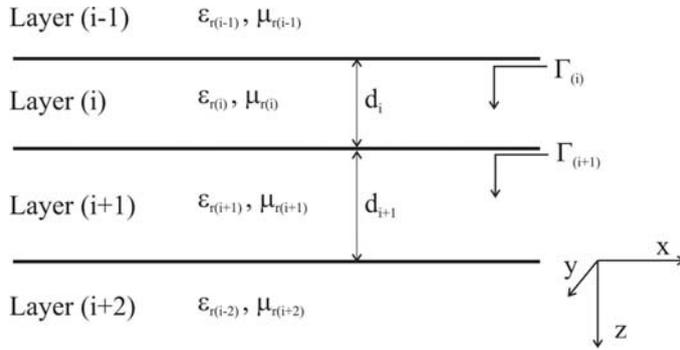


Figura A.3. Geometría de la estructura multicapa en el eje  $z$ . Las capas dieléctricas tienen un grosor  $d$ , y un determinado coeficiente de reflexión en las discontinuidades.

obtener los parámetros de dispersión del modelo de una forma mucho más rápida y fiable. La razón es que la eliminación de las singularidades en los integrandos permite utilizar algoritmos de integración numérica más rápidos, como lo es el método de Gauss, y además, se evitan los errores residuales producidos por el mal condicionamiento de las funciones que se integran. Este método de eliminación de las singularidades ha sido descrito en detalle y sus resultados han sido publicados en [Peñ06].

### A.2.2. CASO MULTICAPA

La extensión del análisis anterior al caso multicapa es inmediato. Se verá primero un rápido análisis del coeficiente de reflexión que se obtiene en cada capa, siguiendo un procedimiento similar al utilizado en [Bak94b].

La estructura multicapa, en torno a la capa  $i$  cualquiera, podría estar representada por la figura A.3.

Si se considera que los modos T.M. en una capa  $i$  cualquiera están representados por los campos de las ecuaciones (A.23.a y A.23.b), pero con ondas progresivas y regresivas como las mostradas para el campo magnético en la ecuación (A.21), y de forma similar los de las capas anterior ( $i-1$ ) y posterior ( $i+1$ ), e imponiendo la continuidad de las componentes tangenciales de campos eléctrico y magnético, se tiene:

$$\tilde{H}_{\varphi(i)}\Big|_{z=d_i} = A_i \cdot e^{-\gamma_i d_i} - B_i \cdot e^{+\gamma_i d_i} = \tilde{H}_{\varphi(i+1)}\Big|_{z=0} = A_{i+1} - B_{i+1} \quad (\text{A.33.a})$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{r(i)}\Big|_{z=d_i} &= \tilde{E}_{r(i+1)}\Big|_{z=0} \\ \frac{\gamma_i}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri}} \left( A_{i+1}e^{-\gamma_i z} - B_{i+1}e^{+\gamma_i z} \right) &= \frac{\gamma_{i+1}}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri+1}} \left( A_{i+1}e^{-\gamma_i z} - B_{i+1} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.33.b})$$

donde se debe tener en cuenta que para cada capa se considera unos ejes independientes, empezando con  $z=0$  en la parte superior de la capa y terminando en  $z=d$ . Además, conviene recordar que la constante de propagación  $\gamma_i$  es:

$$\gamma_i^2 = \zeta^2 - k_i^2 = \zeta^2 - \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_{r,i} \mu_0 \mu_{r,i} \quad (\text{A.34})$$

Si se define el coeficiente de reflexión en cada capa como:

$$\Gamma_i = \frac{B_i}{A_i} \quad ; \quad \Gamma_{i+1} = \frac{B_{i+1}}{A_{i+1}} \quad (\text{A.35})$$

Se llega a la siguiente expresión general e iterativa:

$$\Gamma_i = e^{-2\gamma_i d_i} \cdot \frac{\frac{1+\Gamma_{i+1}}{1-\Gamma_{i+1}} \cdot \frac{\varepsilon_{r,i+1} \cdot \gamma_i}{\varepsilon_{r,i} \cdot \gamma_{i+1}} - 1}{\frac{1+\Gamma_{i+1}}{1-\Gamma_{i+1}} \cdot \frac{\varepsilon_{r,i+1} \cdot \gamma_i}{\varepsilon_{r,i} \cdot \gamma_{i+1}} + 1} \quad (\text{A.36})$$

de tal forma que cuando se está en la última capa, cuando  $i=N$ , el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  es el siguiente, dependiendo de cómo esté terminada esta última capa (pared eléctrica, magnética o espacio abierto e infinito):

$$\Gamma_N = \begin{cases} e^{-2\gamma_N d_N}, & \text{P.E.} \\ -e^{-2\gamma_N d_N}, & \text{P.M.} \\ 0, & \text{Inf.} \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

Así pues, si ya se puede calcular el coeficiente de reflexión para los modos TM del espacio abierto en cualquier capa de la estructura multicapa, se debe aplicar el mismo procedimiento que antes para calcular el coeficiente de reflexión en el coaxial abierto radiando sobre la estructura abierta multicapa.

El campo sobre la primera de estas multicapas será el siguiente, de forma similar al descrito en las ecuaciones (A.23.a y A.23.b), pero considerando que sobre esta primera capa hay onda progresiva y regresiva:

$$\tilde{H}_\varphi(\zeta, z) = A(\zeta) \cdot (e^{-\gamma_1 z} + \Gamma_1(\zeta) \cdot e^{+\gamma_1 z}) \quad (\text{A.38.a})$$

$$\tilde{E}_r(\zeta, z) = \frac{\gamma_1}{j \cdot \omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r1}} \cdot A(\zeta) \cdot (e^{-\gamma_1 z} - \Gamma_1(\zeta) \cdot e^{+\gamma_1 z}) \quad (\text{A.38.b})$$

Siguiendo con el mismo razonamiento que antes, ahora se deben identificar los campos eléctricos y magnéticos tangenciales en

la discontinuidad ( $z=0$ ), llegando a unas ecuaciones similares a las ecuaciones (A.24.a) y (A.24.b), pero con el término  $\Gamma_1$ , que es debido a la reflexión en la capa primera:

$$D_0(\zeta)(1+\Gamma_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m D_m(\zeta) = A(\zeta)(1-\Gamma_1) \cdot \frac{\gamma_1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r1}} \quad (\text{A.39.a})$$

$$D_0(\zeta) \frac{(1-\Gamma_0)}{\eta_c} + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \frac{-j\omega\epsilon_0\epsilon_{rc}}{\gamma_m^{(c)}} D_m(\zeta) = A(\zeta)(1+\Gamma_1) \quad (\text{A.39.b})$$

Siguiendo con los mismos pasos que en el caso de una única capa, se llega a una ecuación matricial similar a la ecuación (A.31):

$$\vec{P}_2 = \vec{Q}_2 \cdot \vec{\Gamma} \quad (\text{A.40})$$

donde cada uno de los vectores y matrices son, de forma similar a los descritos en la ecuación (A.31):

$$\begin{aligned} P_2|_n &= \delta_n \cdot Y_0^{(c)} \cdot \text{Ln}\left(\frac{b}{a}\right) - \int_{\zeta=0}^{\infty} \zeta \cdot D_n(\zeta) \cdot Y_1(\zeta) \cdot \frac{1+\Gamma_1(\zeta)}{1-\Gamma_1(\zeta)} \cdot D_0(\zeta) \cdot d\zeta \\ Q_2|_{nm} &= Y_n^{(c)} \cdot F_n^{(2)} \cdot \delta_{nm} + \int_{\zeta=0}^{\infty} Y_1(\zeta) \cdot \frac{1+\Gamma_1(\zeta)}{1-\Gamma_1(\zeta)} \cdot D_m(\zeta) \cdot \zeta \cdot D_n(\zeta) \cdot d\zeta \\ \vec{\Gamma} &= (\Gamma_0 \quad \Gamma_1 \quad \dots \quad \Gamma_m)^t \end{aligned} \quad (\text{A.41})$$

Nótese que en estas expresiones aparece el término  $(1+\Gamma_1(\zeta))/(1-\Gamma_1(\zeta))$  debido al efecto de la multicapa.

Por lo que respecta al problema inverso, al igual que en el caso monomodo, en este caso se debe recurrir también a un proceso iterativo. Se debe por tanto proporcionar una estimación inicial del valor de la permitividad que se desea obtener, y mediante sucesivas iteraciones el algoritmo obtiene una solución que cumpla las ecuaciones.

### A.3. MODELO DE LA TRANSICIÓN COAXIAL-COAXIAL

A continuación se muestra el análisis de la discontinuidad coaxial-coaxial mediante la técnica desarrollada en [Can99], que es equivalente a la mostrada en [Law92], [Nei89] o [Wex67], pero simplifica los cálculos. La estructura se puede dividir en varios casos, (ver figura A.4). El primer caso consiste en un coaxial 1 cuya zona de dieléctrico está totalmente contenida en la zona de dieléctrico del coaxial 2. El segundo caso es el simétrico del primero, por lo que a efectos de simulación son el mismo caso. En el tercer y cuarto caso, la zona del dieléctrico del coaxial 1 no está contenida en la del otro.

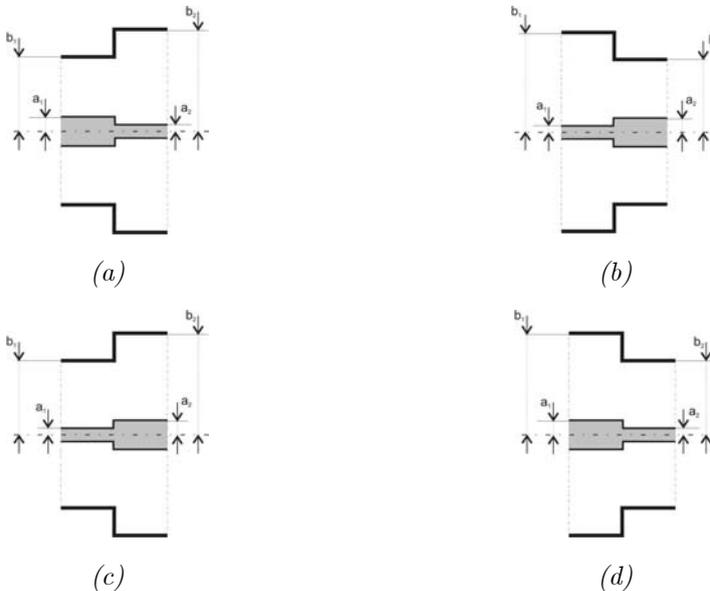
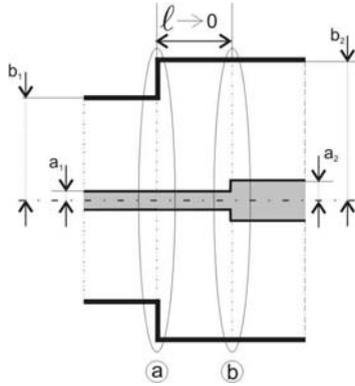


Fig. A.4. Posibles transiciones entre dos coaxiales. En el caso (a), el dieléctrico del coaxial 1 está contenido en el del coaxial 2. En el caso (c), esto no se cumple. El caso (b) y el (d) son los simétricos del (a) y (c), respectivamente.



A.5. Descomposición del caso (c). Se observa que está formada por una discontinuidad tipo (a) y otra de tipo (b) unidas por un tramo de línea de longitud cero.

Si se observa más detalladamente el caso *c*, se puede comprobar que este caso se puede analizar tal y como se muestra en la figura A.5.

Nótese que la discontinuidad se ha descompuesto en dos discontinuidades, una tipo *a* y otra tipo *b*, de tal forma que unidas en cascada por un tramo de línea de longitud cero constituyen la discontinuidad tipo *c*. Por lo tanto, pudiendo considerar 4 posibles discontinuidades diferentes, basta con analizar una única discontinuidad, la del caso *a*, para poder tener todas las posibilidades cubiertas.

Para analizar la discontinuidad, se utilizan las siguientes funciones base para el campo eléctrico y magnético en un coaxial de radios interior y exterior  $r=a$  y  $r=b$ , respectivamente, recordando que sólo se analizan los modos TEM y TM, en particular los  $TM_{0n}$ , es

decir los que no tienen variación angular. Así pues, para el campo eléctrico, dichas funciones base son:

$$e_p = \begin{cases} N_0 \cdot \frac{1}{r}, & p = 0 \text{ (T.E.M.)} \\ N_p \cdot g_{1p}(r), & p \neq 0 \text{ (T.M.}_{0n}) \end{cases} \quad (\text{A.42})$$

Donde:

$$g_{1p}(r) = J_1(k_{cp}r) - \frac{J_0(k_{cp}a)}{Y_0(k_{cp}a)} Y_1(k_{cp}r) = J_1(k_{cp}r) - \frac{J_0(k_{cp}b)}{Y_0(k_{cp}b)} Y_1(k_{cp}r) \quad (\text{A.43})$$

$$N_0 = \frac{1}{\sqrt{\text{Ln}\left(\frac{b}{a}\right)}}, \quad p = 0 \quad (\text{A.44.a})$$

$$N_p = \frac{1}{\sqrt{I_{Np}}}, \quad p \neq 0 \quad (\text{A.44.b})$$

$$I_{Np} = \int_{r=a}^{r=b} g_{1p}^2(r) \cdot r \cdot dr = \frac{2}{(\pi \cdot k_{cp})^2} \cdot \left( \frac{1}{Y_0^2(k_{cp} \cdot b)} - \frac{1}{Y_0^2(k_{cp} \cdot a)} \right) \quad (\text{A.45})$$

Se han puesto las funciones base multiplicadas por una constante  $N_p$  que se calculan mediante las ecuaciones (A.44.a) y (A.44.b) para tener el campo eléctrico normalizado. Los números de onda  $k_{cp}$  son la solución de la siguiente ecuación trascendente:

$$\frac{J_0(k_{cp} \cdot a)}{Y_0(k_{cp} \cdot a)} = \frac{J_0(k_{cp} \cdot b)}{Y_0(k_{cp} \cdot b)} \quad (\text{A.46})$$

Y para el campo magnético, se tienen las funciones base:

$$h_p = \begin{cases} N_0 \cdot Y_0 \cdot \frac{1}{r} = Y_0 \cdot e_0, & p = 0 \text{ (T.E.M.)} \\ N_p \cdot Y_p \cdot g_{1p}(r) = Y_p \cdot e_p, & p \neq 0 \text{ (T.M.}_{0n}) \end{cases} \quad (\text{A.47})$$

donde  $Y_p$  son las admitancias de cada uno de los modos:

$$Y_0 = \frac{1}{\eta} = \sqrt{\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{\mu_0 \cdot \mu_r}} = \frac{1}{120 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu_r}} \quad (\text{A.48.a})$$

$$Y_p = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r}{\gamma_p} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r}{\sqrt{k_{cp}^2 - k_0\mu_r\epsilon_r}} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r}{\sqrt{k_{cp}^2 - \omega^2\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (\text{A.48.b})$$

Una vez definidas las funciones base, podemos escribir los campos eléctricos y magnéticos en cada lado de la discontinuidad como sigue (véase el procedimiento descrito en [Can99], páginas 399 y siguientes, o en [Law92], [Nei89] o [Wex67]):

$$\begin{aligned} \text{Medio I : } & \begin{cases} E_r = \sum (a_p^+ + a_p^-) \cdot e_p^{(1)}(r) \\ H_\varphi = \sum_p (a_p^+ - a_p^-) \cdot h_p^{(1)}(r) \end{cases} \\ \text{Medio II : } & \begin{cases} E_r = \sum (b_q^+ + b_q^-) \cdot e_q^{(2)}(r) \\ H_\varphi = \sum_q (b_q^+ - b_q^-) \cdot h_q^{(2)}(r) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{A.49})$$

donde se considera que el medio I (el de la izquierda de la figura A.4, con radios  $a_1$  y  $b_1$ ) tiene como pesos del desarrollo del campo eléctrico los coeficientes  $a_p^+$  y  $a_p^-$ , para las ondas progresivas y regresivas, respectivamente y considerando progresivas las ondas hacia la derecha, y el medio II (el de radios  $a_2$  y  $b_2$  en la misma figura A.4) tiene como pesos del desarrollo del campo eléctrico los coeficientes  $b_p^+$  y  $b_p^-$ , considerando también como positivo o progresivo el sentido de la derecha de la misma figura. Asimismo, el superíndice (1) o (2) indica en qué medio se está trabajando.

Como en la discontinuidad tenemos continuidad de componentes tangenciales de campo eléctrico y magnético, se cumple que:

$$H_\varphi|_{z=0} = \sum_p (a_p^+ - a_p^-) \cdot h_p^{(1)}(r) = \sum_q (b_q^+ - b_q^-) \cdot h_q^{(2)}(r) \quad (\text{A.50})$$

$$E_r|_{z=0} = \sum_p (a_p^+ + a_p^-) \cdot e_p^{(1)}(r) = \sum_q (b_q^+ + b_q^-) \cdot e_q^{(2)}(r) \quad (\text{A.51})$$

Aplicando el análisis modal, descrito en [Can99], [Law92], [Nei89] o [Wex67], se puede multiplicar la ecuación del campo eléctrico, por la función base  $e_m^{(2)}(r)$  e integrar en la zona dieléctrica del medio II. De esta forma:

$$\sum_p (a_p^+ + a_p^-) \int_{r=a_1}^{r=b_1} e_m^{(2)}(r) e_p^{(1)}(r) r \cdot dr = \sum_q (b_q^+ + b_q^-) \int_{r=a_2}^{r=b_2} e_m^{(2)}(r) e_q^{(2)}(r) r \cdot dr \quad (\text{A.52})$$

Donde se ha tenido en cuenta que la integral de la izquierda sólo se extiende desde  $r=a_1$  hasta  $r=b_1$ , ya que desde  $r=a_2$  hasta  $r=a_1$  y desde  $r=b_1$  hasta  $r=b_2$  el campo eléctrico en el medio II es cero.

Y, de forma similar, sobre la ecuación de continuidad de campo magnético tangencial se puede aplicar algo parecido, multiplicando ambos términos de la igualdad por la función base  $h_m^{(1)}(r)$  e integrando en la zona dieléctrica del medio I. De esta forma se tiene:

$$\sum_p (a_p^+ - a_p^-) \int_{r=a_1}^{r=b_1} h_m^{(1)}(r) h_p^{(1)}(r) r \cdot dr = \sum_q (b_q^+ - b_q^-) \int_{r=a_1}^{r=b_1} h_m^{(1)}(r) h_q^{(2)}(r) r \cdot dr \quad (\text{A.53})$$

Estas dos últimas ecuaciones podemos escribirlas de forma matricial como sigue:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_1 \cdot (\vec{a}^+ + \vec{a}^-) &= \mathbf{A}_2 \cdot (\vec{b}^+ + \vec{b}^-) \\ \mathbf{B}_1 \cdot (\vec{a}^+ - \vec{a}^-) &= \mathbf{B}_2 \cdot (\vec{b}^+ - \vec{b}^-)\end{aligned}\quad (\text{A.54})$$

donde los vectores  $\vec{a}^+$ ,  $\vec{a}^-$ ,  $\vec{b}^+$  y  $\vec{b}^-$  son los vectores columna de los pesos del desarrollo en serie del campo eléctrico en el medio I y II, y las matrices  $\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{A}_2$ ,  $\mathbf{B}_1$  y  $\mathbf{B}_2$  son:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_1|_{mp} &= \int_{r=a_1}^{r=b_1} e_m^{(2)}(r) \cdot e_p^{(1)}(r) \cdot r \cdot dr ; \quad \mathbf{A}_2|_{mq} = \int_{r=a_2}^{r=b_2} e_m^{(2)}(r) \cdot e_q^{(2)}(r) \cdot r \cdot dr \\ \mathbf{B}_1|_{mp} &= \int_{r=a_1}^{r=b_1} h_m^{(1)}(r) \cdot h_p^{(1)}(r) \cdot r \cdot dr ; \quad \mathbf{B}_2|_{mq} = \int_{r=a_1}^{r=b_1} h_m^{(1)}(r) \cdot h_q^{(2)}(r) \cdot r \cdot dr\end{aligned}\quad (\text{A.55})$$

Pero por ortogonalidad, la matriz  $\mathbf{A}_2$  es la unidad y, por otra parte, se puede comprobar que  $\mathbf{B}_1 = \Psi_1 \cdot \Psi_1$  y que  $\mathbf{B}_2 = \Psi_1 \cdot \mathbf{A}_1^t \cdot \Psi_2$ , donde las matrices  $\Psi_1$  e  $\Psi_2$  son matrices diagonales con las admitancias de cada modo:

$$\Psi_1 = \begin{pmatrix} Y_0^{(1)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_1^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & Y_2^{(1)} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & Y_p^{(1)} \end{pmatrix}; \quad \Psi_2 = \begin{pmatrix} Y_0^{(2)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_1^{(2)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & Y_2^{(2)} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & Y_p^{(2)} \end{pmatrix}\quad (\text{A.56})$$

Por tanto, las ecuaciones matriciales de continuidad son:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_1 \cdot (\vec{a}^+ + \vec{a}^-) &= \vec{b}^+ + \vec{b}^- \\ \Psi_1 \cdot (\vec{a}^+ - \vec{a}^-) &= \mathbf{A}_1^t \cdot \Psi_2 \cdot (\vec{b}^+ - \vec{b}^-)\end{aligned}\quad (\text{A.57})$$

De esta forma, tenemos que los parámetros  $S$  son:

$$\begin{aligned}
\Sigma_{11} &= (\Psi_1 + \Psi_{L1})^{-1} \cdot (\Psi_1 - \Psi_{L1}) \\
\Sigma_{21} &= \mathbf{A}_1 \cdot (1 + \mathbf{S}_{11}) \\
\Sigma_{12} &= 2 \cdot (\Psi_1 + \Psi_{L1})^{-1} \cdot \mathbf{A}'_1 \cdot \Psi_2 \\
\Sigma_{22} &= -1 + \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{S}_{12}
\end{aligned} \tag{A.58}$$

donde se ha definido  $\Psi_{L1}$  como:

$$\Psi_{L1} = \mathbf{A}'_1 \cdot \Psi_2 \cdot \mathbf{A}_1 \tag{A.59}$$

Y la matriz  $\mathbf{A}_1$  tiene los siguientes valores:

$$\mathbf{A}_1|_{qp} = \begin{cases} N_0^{(1)} \cdot N_0^{(2)} \cdot \text{Ln}\left(\frac{b_1}{a_1}\right), & p=0; q=0 \\ 0, & q=0; p \neq 0 \\ N_0^{(1)} \cdot N_q^{(2)} \cdot \frac{-g_{0q}^{(2)}(b_1) + g_{0q}^{(2)}(a_1)}{k_{cq}^{(2)}}, & q \neq 0; p=0 \\ N_p^{(1)} \cdot N_q^{(2)} \cdot I_{qp}^{(21)}, & q \neq 0; p \neq 0 \end{cases} \tag{A.60}$$

donde la función  $g_{0p}^{(2)}(r)$  se define como

$$g_{\nu p}(r) = J_\nu(k_{cp}r) - \frac{J_0(k_{cp}a)}{Y_0(k_{cp}a)} Y_\nu(k_{cp}r) = J_\nu(k_{cp}r) - \frac{J_0(k_{cp}b)}{Y_0(k_{cp}b)} Y_\nu(k_{cp}r) \tag{A.61}$$

Para  $\nu=0$ , y donde el superíndice (2) indica que se toman los números de onda del medio II, o guía número 2 de radio interior  $r=a_2$  y exterior  $r=b_2$ .

Por otra parte, el parámetro  $I_{qp}^{(21)}$  se ha definido como sigue:

$$\begin{aligned}
I_{qp}^{(21)} &= \int_{r=a_1}^{r=b_1} g_{1q}^{(2)}(r) g_{1p}^{(1)}(r) r \cdot dr = \\
&= \frac{r}{\left(k_{cq}^{(2)}\right)^2 - \left(k_{cp}^{(1)}\right)^2} \left( k_{cp}^{(1)} g_{0p}^{(1)}(r) g_{1q}^{(2)}(r) - k_{cq}^{(2)} g_{0q}^{(2)}(r) g_{1p}^{(1)}(r) \right) \Bigg|_{r=a_1}^{r=b_1} \tag{A.62}
\end{aligned}$$

## **Referencias**

- [Bak93] S. Bakhtiari, S. Ganchev, “Open-ended rectangular waveguide for nondestructive thickness measurement and variation detection of lossy dielectric slabs backed by a conducting plate” *IEEE Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 42, No 1, Feb. 1993.
- [Bak94a] J. Baker, M.D. Janezic, “Analysis of an open-ended coaxial probe with lit-off for nondestructive testing” *Trans. On Instrum. And Meas.* Vol. 43 N° 5 Oct.1994
- [Bak94b] S. Bakhtiari, S. I. Ganchev and R. Zoughi, “Analysis of Radiation from an Open-Ended Coaxial Line into Stratified Dielectrics”, *IEEE Trans. on Microw. Theor. Tech.*, Vol. 42, N. 7, July 1994, pp. 1261-1267.
- [Bak99] S.Bakhtiari “Modelling Techniques”, *Training Workshop on advanced microwave techniques.* Sept. 1999.
- [Can99] A.J. Canós Marín, “Análisis Modal de Discontinuidades en Guías de Onda”, Proyecto Final de Carrera (PFC), *ETSIT de la UPV*, Junio 1999.
- [Law92] W. Lawson and P. E. Latham, “The Scattering Matrix Formulation for Overmoded Coaxial Cavities”, *IEEE Trans. on Microw. Theor. Tech.*, Vol. 40, N. 10, Oct. 1992, pp. 1973-1977.
- [Peñ06] F.L. Peñaranda-Foix, B.García-Baños, J.M. Catalá-Civera, A.J. Canós, “Modelado eficiente de sondas coaxiales mediante el tratamiento de singularidades”, *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI*, Oviedo, Sept. 2006, pp. 1698-1701.
- [Nei89] J.M. Neilson, Peter E. Latham , Malcolm Caplan and Wesley G. Lawson, “Determination of the Resonant Frequencies in a Complex

Cavity Using the Scattering Matrix Formulation”, *IEEE Trans. on Microw. Theor. Tech.*, Vol. 37, N. 8, Aug. 1989, pp. 1165-1170.

- [Wex67] A. Wexler, “Solution of Waveguide Discontinuities by Modal Analysis”, *IEEE Trans. on Microw. Theor. Tech.*, Vol. 15, N. 9, Sep. 1967, pp. 508-517.

# Anexo B

## Algoritmos Genéticos.

---

En el capítulo 4 de la tesis, se ha realizado la maximización de la sensibilidad de sensores coaxiales mediante la técnica de optimización conocida como Algoritmos Genéticos (GA). En este anexo se pretende dar una breve descripción del funcionamiento de estos algoritmos, para una mejor comprensión del trabajo mostrado en el capítulo 4. Asimismo, se añaden al final una serie de referencias sobre esta técnica, para poder profundizar acerca de la información de este anexo.

### B.1 INTRODUCCIÓN A LOS GA

En primer lugar, conviene conocer cuál es la posición de los GA dentro de los distintos tipos de técnicas de optimización y búsqueda de extremos de funciones. En general, se pueden distinguir tres grandes grupos de técnicas de optimización:

1) **Basadas en cálculo:** Se dividen en:

1.1) Indirectas: Para encontrar extremos, resuelven las ecuaciones no lineales que se obtienen al igualar el gradiente de la función a cero.

- 1.2) **Directas:** Se mueven por la función con la dirección del máximo gradiente para encontrar el extremo.

Estas técnicas encuentran extremos de la función en una determinada zona alrededor del punto de partida, y se detienen si encuentran un máximo local, por lo tanto no encuentran posibles máximos globales que estén más lejos. Por otra parte, estas técnicas dependen de que las derivadas de las funciones estén bien definidas, cosa que en muchos casos prácticos no ocurre.

- 2) **Técnicas enumerativas:** Estas técnicas son atractivas por su simplicidad, simplemente se define un espacio de búsqueda y el algoritmo busca los valores de la función objetivo en todos los puntos de la región de uno en uno. Sin embargo es evidente que en grandes regiones de búsqueda estos algoritmos son muy poco eficientes.
- 3) **Técnicas aleatorias** (búsqueda aleatoria) La búsqueda aleatoria en sí no sería más eficiente que los métodos enumerativos, pero de lo que se trata no es de una búsqueda totalmente aleatoria, sino de técnicas "aleatorizadas" entre las que se encuadran los GA. Los GA utilizan esta opción para guiar la búsqueda dentro de una determinada codificación del espacio de búsqueda. Podemos decir, que una búsqueda aleatorizada no implica necesariamente una búsqueda sin dirección.

Los GA tienen la ventaja de que al buscar en muchos puntos de la región a la vez, tienen menor probabilidad de encontrar

extremos locales y no globales que los que buscan punto a punto. Los GA han ganado popularidad en los últimos años como una herramienta muy robusta para una gran variedad de problemas en ingeniería, ciencia, economía, finanzas, etc.

## **B.2 TERMINOLOGÍA**

Los GA son una técnica numérica de optimización, es decir, son procedimientos de búsqueda de parámetros basados en los mecanismos de la genética natural. Combinan la estrategia de la selección natural de los más adaptados y fuertes junto con un intercambio estructurado de información en una población de "individuos" creados artificialmente.

Los GA en general requieren que un problema de optimización de una función se traduzca en un conjunto de parámetros codificados de una cierta forma que se deben optimizar. Estos parámetros sin codificar se denominan **fenotipos**, y una vez codificados son los bloques en los que se basa la optimización de los GA y se llaman **genes o genotipos**. Una cadena de genes es lo que se llama **cromosoma**, y en realidad representa una posible solución o individuo. Por ejemplo, si se define un problema con dos parámetros que se quieren optimizar, se tendrán dos genes, y si se decide codificar cada gen con 10 bits, los individuos o cromosomas serán cadenas de 20 bits.

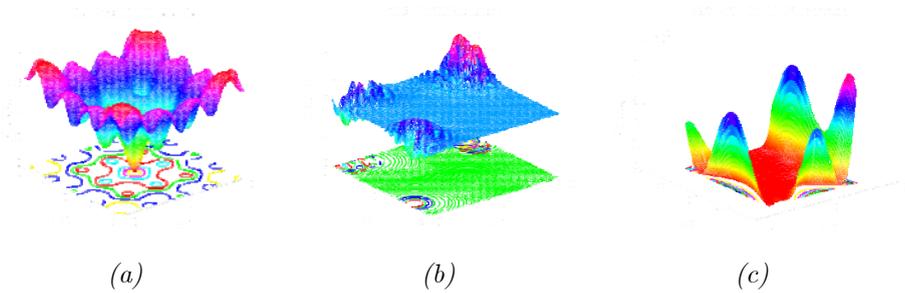
Un conjunto de cromosomas o individuos forma una **población**, y dentro de la población es necesario definir un criterio que permita

clasificar y decidir qué individuos son los mejores, y este criterio se basa en asignar a cada individuo un valor de "**salud**" (*fitness*). Para ello lo que se hace es decodificar los genes o parámetros de los que está compuesto el individuo, evaluar con ellos una **función objetivo** (que es la que se desea optimizar) y en base a lo que se acerquen esos resultados al óptimo que buscamos se le asigna al individuo un mayor o menor valor de salud.

### **B.3. ESTRUCTURA DE UN GA**

Los GA operan sobre una población de soluciones potenciales aplicando los principios de supervivencia del mejor para producir cada vez mejores aproximaciones a la solución. En una población se escogen los mejores para combinarlos entre sí creando nuevos individuos que formarán la siguiente **generación**, y cuyas características darán mejores resultados (mayores niveles de salud) que los de la generación anterior. Es decir, las generaciones son el resultado de cada iteración del GA, y cada vez sus individuos deben ir convergiendo hacia el óptimo de la función objetivo.

La convergencia de la búsqueda en un GA hacia la solución puede verse analizando la varianza del nivel de salud de la población. Es decir, cuando la varianza de la salud de la población en las sucesivas generaciones (iteraciones) es nula, esto significa que se ha alcanzado la convergencia absoluta a la solución. A veces es suficiente alcanzar bajos niveles de varianza para dar por válida la solución que proporciona el GA.



*Fig. B.1. Ejemplos de funciones objetivo implementadas para llevar a cabo una optimización con los GA. A) Función de Ackley, b) función de Langermann, c) función de Goldstein-Price.*

La estructura de un GA es la siguiente:

El primer paso consiste en **definir la función objetivo**, es decir, aquella función cuyos máximos o mínimos se quieren obtener y que representará las condiciones en las que se desenvuelvan las sucesivas generaciones. Debe implementarse con cuidado porque de ella depende si el GA podrá trabajar bien y encontrar las soluciones o no. Hay una serie de funciones objetivo ya implementadas que se utilizan como base en gran cantidad de problemas (funciones de Jong, Rosenbrock, Ackley, etc.) o bien pueden ser definidas totalmente por el usuario. En la Figura B.1 se muestran a modo de ejemplo, varias funciones objetivo. A la función objetivo también se le pueden añadir una serie de restricciones, de forma que las posibles soluciones serán calificadas no sólo según lo que se acerquen al extremo de la función objetivo sino también en la medida en que cumplan dichas restricciones.

Otra decisión que se debe tomar es la **representación** que se va a utilizar para codificar las variables o parámetros, ya que de esto dependerá la forma en que trabajen los procesos que constituyen el GA. Se podrán utilizar representaciones reales, enteras o binarias, o incluso mixtas dentro de un mismo individuo.

También hay que decidir el tamaño que tendrán la población o poblaciones, ya que cuantos más individuos tenga una población, mayor diversidad hay, pero el coste computacional aumenta (ya que recordemos que en cada iteración se decodifica cada individuo y se evalúa en él la función objetivo).

Una vez se han tomado estas decisiones, se **inicializa** el algoritmo con una primera población de individuos cuyas características se escogerán aleatoriamente, es decir, los individuos estarán distribuidos de forma totalmente aleatoria por todo el espacio de búsqueda del óptimo.

Si el criterio de optimización no se alcanza con esta primera población, entonces empieza la creación de una nueva generación. Los individuos sufren un proceso de **selección** en base a su nivel de salud para formar los nuevos individuos, es decir, los padres elegidos darán lugar a los hijos mediante un proceso de **recombinación**. Algunos de estos hijos sufrirán un proceso de **mutación** de sus características con una determinada probabilidad, lo que introduce la necesaria aleatoriedad en la búsqueda del óptimo, para evitar convergencias prematuras hacia extremos locales.

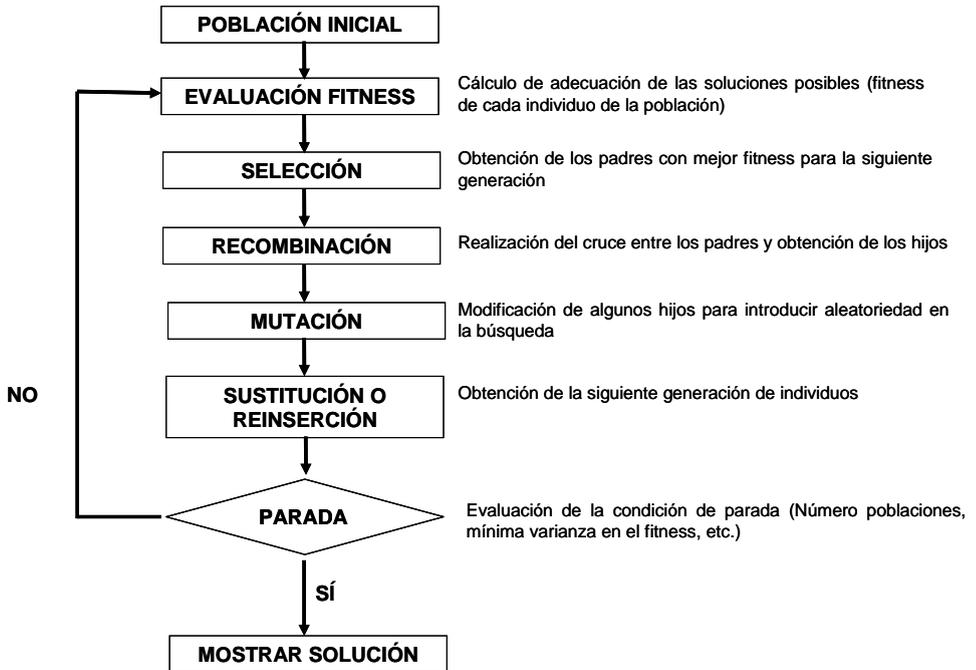


Fig. B.2. Diagrama de flujo de un GA, en el que se observa que, partiendo de una población inicial de posibles soluciones, se itera la evaluación de cada solución y la creación de nuevas generaciones que van convergiendo hacia la solución final.

Una vez se ha obtenido una nueva población mediante la **sustitución** total de los padres por los hijos, o mediante un proceso de **reinscripción** de los mejores individuos de la nueva generación dentro de la anterior, entonces se evalúa de nuevo si se ha alcanzado el criterio de optimización, y si no es así, el ciclo continúa y se repiten los procesos anteriores en otra nueva iteración del algoritmo.

En la Figura B.2 se muestra el diagrama de flujo de un GA, donde se representan las fases del algoritmo anteriormente descritas.

Hay que añadir que, para conseguir mejores resultados, se puede optar por la introducción de **múltiples poblaciones** que se desarrollan en paralelo, sufriendo procesos casi independientes, ya que en algunas fases se realiza un intercambio de individuos o información entre ellas, ampliando la zona de búsqueda y logrando más rápidamente la convergencia al óptimo.

A continuación se presentan por separado los distintos procesos que sufren los individuos hasta alcanzar el óptimo de la función a optimizar.

### **B.3.1 SELECCIÓN**

Una vez se evalúa la función objetivo para cada individuo y se le asigna un nivel de salud, el proceso de selección determina qué individuos se eligen para recombinarse y obtener los nuevos. Los padres se elegirán en función de su salud según uno de los siguientes algoritmos: Selección de la ruleta (*Roulette-wheel Selection*), Muestreo estocástico universal (*Stochastic Universal Sampling*), Selección local (*Local Selection*), Selección por corte (*Truncation Selection*), Selección por turnos (*Tournament Selection*).

### **B.3.2. RECOMBINACIÓN**

El proceso de recombinación (también llamado *crossover* o cruce) viene definido por la representación que se ha decidido utilizar para representar las características (genes) de los individuos. Se divide en dos grandes grupos: recombinación para valores reales y para valores binarios. Para valores reales destacan la recombinación

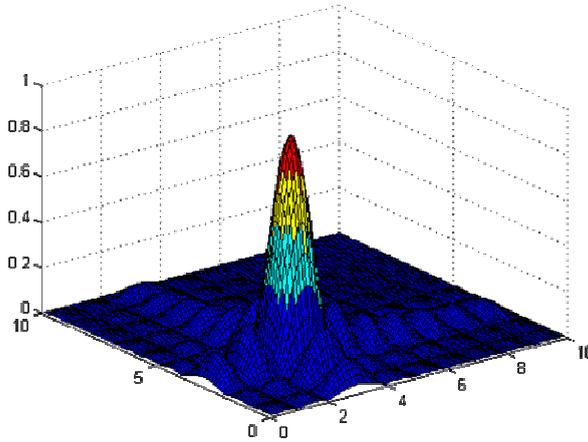
discreta, la recombinación intermedia, la recombinación lineal o la recombinación lineal extendida. Para valores binarios se utilizan los algoritmos de cruce en un punto, cruce en muchos puntos, cruce uniforme y cruce "desordenado".

### **B.3.3. MUTACIÓN**

Una vez se han obtenido los hijos, sus variables se modifican añadiendo pequeños valores aleatorios con una determinada probabilidad (a mayor número de dimensiones para un individuo, con menor probabilidad se mutan sus valores). Si la probabilidad de mutación es muy grande, la búsqueda se vuelve demasiado aleatoria, pero un valor razonable ayuda a evitar convergencias prematuras hacia extremos locales. Incluso el tamaño de la mutación puede ir cambiando a lo largo de la evolución del algoritmo. En variables binarias, la mutación consiste en cambiar algún bit aleatoriamente de 1 a 0 o viceversa, y el efecto real de la mutación dependerá del tipo de codificación utilizada (natural, Gray, etc).

### **B.3.4. REINSERCIÓN**

Si se han producido un menor número de hijos que el número de individuos de la población original, entonces para mantener el tamaño de la población en la nueva generación, se reinsertarán los hijos creados en la población antigua. De igual forma, si el número de hijos supera el tamaño de la población, deberá aplicarse algún algoritmo que seleccione qué hijos formarán parte de la nueva generación.



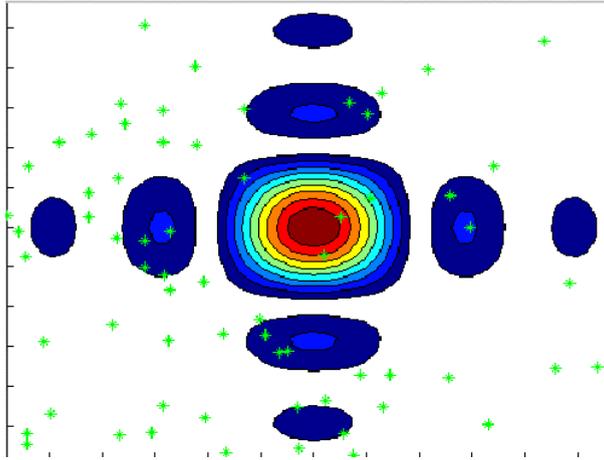
*Fig. B.3. Función objetivo utilizada en el ejemplo de funcionamiento del GA, con un máximo global y dos cordilleras de máximos locales.*

## **B.4. EJEMPLO DE FUNCIONAMIENTO DE UN GA**

A continuación se muestran unas gráficas que ilustran el comportamiento de un GA durante el proceso de optimización de una función. En la Figura B.3 se muestra la función objetivo elegida para este ejemplo.

Como se puede observar, dicha función presenta un único máximo global que representa el óptimo de la función. Se ha escogido una función objetivo que depende únicamente de dos variables para poder obtener gráficas en tres dimensiones.

Una vez se inicializa el algoritmo, se obtiene una primera población de individuos con únicamente 2 genes, ya que la función depende sólo de 2 variables como ya se ha dicho. Esta población

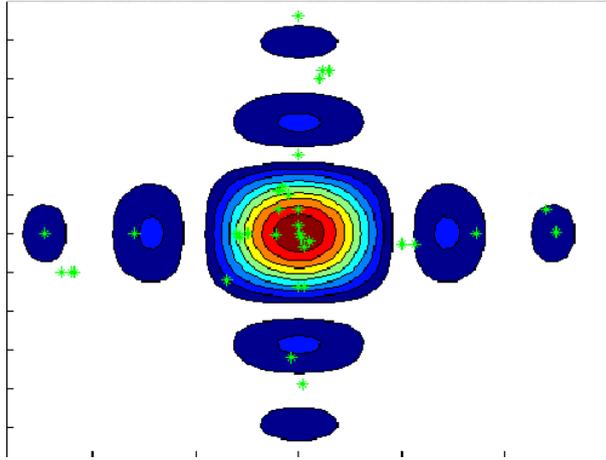


*Fig. B.4. Población inicial en el GA. Los asteriscos representan los individuos de la población inicial, distribuida aleatoriamente en el espacio de búsqueda de la función objetivo (representada aquí mediante curvas de nivel).*

inicial contiene individuos que están distribuidos de forma totalmente aleatoria por todo el espacio de búsqueda del óptimo. En la Figura B.4 se muestra la población inicial obtenida en este ejemplo.

Una vez inicializado, el algoritmo comienza a evaluar las posibles soluciones (individuos) y a realizar las funciones de selección, combinación, mutación y reinserción, de forma que las sucesivas generaciones de individuos están cada vez más próximas al óptimo de la función. Este hecho se muestra en la Figura B.5, donde se observa la población de individuos después de 100 iteraciones del algoritmo (generación número 100).

La Fig. B.5 muestra cómo la mayor parte de los individuos se encuentran ya muy próximos al óptimo de la función objetivo,



*Fig. B.5. Generación 100 del algoritmo. Se observa que la mayor parte de los individuos están ya muy próximos al máximo local, aunque debido a los procesos de diversidad, aún hay algunos individuos que exploran óptimos locales.*

aunque debido a los procesos de mutación y combinación (necesarios para evitar la convergencia prematura a óptimos locales), hay algunos individuos que exploran otras regiones del espacio de búsqueda de la función, sobretodo alrededor de otros óptimos locales.

Una vez se alcanza el criterio de parada, es decir, una vez se alcanza un máximo de iteraciones del algoritmo, o bien se obtiene una varianza de la salud de la población inferior a un umbral (lo que indica que la mayor parte de los individuos han convergido hacia el óptimo), el GA se detiene y proporciona los valores de los genes (las variables) del individuo que posee una mejor salud (está situado en el óptimo de la función objetivo).

## Referencias

- [Ben99] Bentley P. *From Coffee Tables to Hospitals: Generic Evolutionary Design*, Evolutionary design by computers, Morgan-Kauffman, pp. 405-423. (1999)
- [Ber00] Berlanga A., Isasi P. Segovia J. “Interactive Evolutionary Computation with Small Population to Generate Gestures in Avatars”, *Proceedings of GECCO, Artificial Life, Adaptive Behavior, and agents* (2000)
- [Cha95] Chambers L. (1995) *Practical handbook of genetic algorithms*. Vols. 1,2. CRC Press.
- [Dav91] L. Davis, *The handbook of genetic algorithms*, Van Nostrand Reingold, New York. (1991)
- [Gol89] D. Goldberg, *Genetic Algorithms in search, optimization and machine learning*, Addison-Wesley.
- [Hol91] Holland J. H., “The Royal Road for Genetic Algorithms: Fitness Landscapes and GA Performance”. *Proceedings of the First European Conference on Artificial Life*, Cambridge, MA: MIT Press. pp.1-3, 6-7. (1991)
- [Hou01] C.R. Houck, J.A. Joines, M.G. Kay, “A genetic algorithm for function optimization: A Matlab implementation”. North Carolina State University, USA.
- [Mac02] Machado, P., Cardoso, A., “All the truth about NEvAr. Applied Intelligence”, *Special issue on Creative Systems*, Bentley, P. Corne, D. (eds), Vol. 16, Nr. 2, pp. 101-119, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [Mic94] Z. Michalewicz, *Genetic Algorithms + Data structures = Evolution Programs*, AI Series, Springer-Verlag, New-York.

- [Row00] Rowland D. “Evolutionary Co-operative Design Methodology: The genetic sculpture park”, *Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference Workshop*, Las Vegas (2000).
- [Sae02] Y.Sáez, O.Sanjuan, J.Segovia “Algoritmos Genéticos para la Generación de Modelos con Micropoblaciones”, AEB’02 Mérida, España (2002).
- [Vic99] F.J. Vico, F.J. Veredas, J.M. Bravo, J. Almaraz, “Automatic design synthesis with artificial intelligence techniques”, *Artificial Intelligence in Engineering*, Vol. 13 (1999), pp. 251-256.

# Lista de Acrónimos.

---

ANA	Automatic Vectorial Network Analyzer
AsGa	Arseniuro de Galio
BEM	Boundary Element Method
CAD	Computer-Aided Design
CM	Conformal Mapping
CPW	Coplanar Waveguide
DUT	Device Under Test
EBG	Electromagnetic Band Gap
FDTD	Finite Differences in Time Domain
FEM	Finite Element Method
FR4	Substrato de circuitos planares
GA	Algoritmos Genéticos
HP	Hewlett Packard
INESCOP	Instituto Tecnológico del Calzado y Conexas
IR	Infrarrojos
MMICs	Microwave Monolithic Integrated Circuits
MUT	Material Under Test
NIST	National Institute of Standards and Technology (Colorado, USA)
NPL	National Physics Laboratory (England)
OSL	Open, Short and Load
PC	Partial Capacitance Method
PE	Pared Eléctrica

---

PM	Pared Magnética
PMMA	Plexiglass
PTFE	Politetrafluoroetileno (Teflon)
PU	Poliuretano
PVC	Polyvinilchloride
SEM	Scanning Electron Microscope
SNA	Scalar Network Analyzer
SPC	Series Partial Capacitance
TEM	Transversal Electro-magnético
UPV	Universidad Politécnica de Valencia
USTA	Universidad Santo Tomás (Bucaramanga, Colombia)
VNA	Vectorial Network Analyzer

# Lista de Símbolos.

---

## CAPÍTULO 2. LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS

$\varepsilon$	Permitividad
$\varepsilon_0$	Permitividad del vacío
$\varepsilon_r$	Permitividad relativa
$\varepsilon'$	Constante dieléctrica
$\varepsilon''$	Factor de pérdidas
$H$	Campo magnético
$E$	Campo eléctrico
$B$	Densidad de flujo magnético
$D$	Desplazamiento eléctrico
$J$	Densidad de corriente
$\zeta$	Densidad de carga
$\mu$	Permeabilidad
$\mu_r$	Permeabilidad relativa
$\sigma$	Conductividad
$\eta$	Impedancia intrínseca del medio
$v$	Velocidad de la onda electromagnética
$\delta$	Ángulo de pérdidas
$\varepsilon_d''$	Factor de pérdidas dieléctricas
$f$	Frecuencia
$\omega$	Frecuencia angular
$f_r$	Frecuencia de relajación

---

$\tau$	Tiempo de relajación
$\varepsilon_\infty$	Límite de alta frecuencia de la permitividad
$\varepsilon_s$	Permitividad estática o Límite DC de la permitividad
$Z$	Parámetros de Impedancia
$Y$	Parámetros de Admitancia
$S$	Parámetros de Dispersión

### **CAPÍTULO 3. MODELOS TEÓRICOS DE LA LÍNEA COAXIAL ABIERTA EN UN EXTREMO**

$a$	Radio del conductor interior de la línea coaxial
$b$	Radio del conductor exterior de la línea coaxial
$\varepsilon_c$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\varepsilon_m$	Permitividad del MUT
$S_{11}$	Parámetro de dispersión. Coeficiente de reflexión.
$Z$	Impedancia de antenna
$\omega$	Frecuencia angular
$\eta$	Impedancia intrínseca del medio dieléctrico
$\eta_0$	Impedancia intrínseca del vacío
$\varepsilon_0$	Permitividad del vacío
$\mu_0$	Permeabilidad del vacío
$n$	Índice de refracción del medio dieléctrico
$P_r$	Potencia Radiada
$I$	Corriente
$R_r$	Resistencia de radiación
$Y$	Admitancia
$\lambda$	Longitud de onda

---

$C_0$	Capacitancia equivalente de la apertura coaxial
$C_f$	Capacitancia equivalente del tramo coaxial
$H$	Campo magnético
$E$	Campo eléctrico
$\rho$	Coordenada radial
$k$	Número de onda
$\Gamma$	Coefficiente de reflexión del modo TEM
$\gamma_n$	Constante de propagación
$A_n$	Coefficientes de amplitud de la componente radial del campo magnético
$G_0$	Conductancia de radiación
$\alpha, \chi, \beta$	Parámetros de optimización
$Y_d$	Admitancia característica de la línea de transmisión equivalente
$\beta_d$	Constante de propagación en el material
$L$	Longitud de la línea de transmisión
$s$	Frecuencia compleja

#### **CAPÍTULO 4. OPTIMIZACIÓN DE LA SENSIBILIDAD DE UNA SONDA COAXIAL**

$a$	Radio del conductor interior de la línea coaxial
$b$	Radio del conductor exterior de la línea coaxial
$\epsilon_{rc}$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\epsilon_{rm}$	Permitividad del MUT
$\epsilon''_{rm}$	Factor de pérdidas del MUT
$\rho$	Coefficiente de reflexión.

---

$y$	Admitancia de la apertura del coaxial
$J_0$	Función de Bessel de orden 0
$g$	Conductancia normalizada de la apertura coaxial
$b$	Susceptancia normalizada de la apertura coaxial
$k_0$	Número de onda del vacío
$\zeta$	Parámetro de normalización
$\varepsilon_{initial}$	Permitividad inicial del MUT
$\varepsilon_{final}$	Permitividad final del MUT
$y_1$	Admitancia inicial de la apertura coaxial
$y_2$	Admitancia final de la apertura coaxial
$\rho_1$	Coefficiente de reflexión inicial de la sonda coaxial
$\rho_2$	Coefficiente de reflexión final de la sonda coaxial
$d$	Sensibilidad de la sonda coaxial
$\phi$	Fase del coeficiente de reflexión
$Z_c$	Impedancia característica de la línea coaxial
$f$	Frecuencia
$\alpha$	Parámetro de optimización. Representa el radio $a$ normalizado a la longitud de onda.
$c_0$	Velocidad de la luz en el vacío
$\alpha_c$	Valor de $\alpha$ a la frecuencia de corte del modo superior $TE_{10}$
$N$	Grado del polinomio de aproximación del parámetro $\alpha$
$c_{n,m-n}$	Coefficientes del polinomio de aproximación del parámetro $\alpha$
$r$	Coefficiente de correlación lineal
$x, y$	Vectores del cálculo del coeficiente de correlación lineal $r$
$\bar{x}, \bar{y}$	Valores medios de los vectores $x, y$

## CAPÍTULO 5. ANÁLISIS DE UN RESONADOR COAXIAL

$a$	Radio del conductor interior de la línea coaxial
$b$	Radio del conductor exterior de la línea coaxial
$\varepsilon_{rc}$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\varepsilon_r$	Permitividad del MUT
$\varepsilon'_r$	Constante dieléctrica del MUT
$\varepsilon''_r$	Factor de pérdidas del MUT
$S_{11}$	Coefficiente de reflexión.
$\varepsilon_0$	Permitividad del vacío
$L$	Longitud del resonador coaxial
$\lambda$	Longitud de onda
$\beta$	Constante de propagación del coaxial
$E$	Campo eléctrico
$S_{der}$	Matriz S a la derecha del plano de referencia
$S_{izq}$	Matriz S a la izquierda del plano de referencia
$y_{der}$	Admitancia a la derecha del plano de referencia
$y_{izq}$	Admitancia a la izquierda del plano de referencia
$f_u$	Frecuencia de resonancia descargada (unloaded)
$Q_u$	Factor de calidad descargado
$f_L$	Frecuencia de resonancia cargada (loaded)
$f_0$	Parte real de $f_u$
$L_2, L_3$	Longitud de diferentes tramos coaxiales
$l_0$	Inductancia interna característica del resonador
$c_0$	Capacitancia interna característica del resonador
$r_0$	Resistencia interna característica del resonador
$r_e$	Impedancia de la red de excitación

---

$x_e$	Reactancia de la red de excitación
$g_e$	Conductancia de la red de excitación
$b_e$	Susceptancia de la red de excitación
$y_t$	Admitancia total del sistema red de acoplo + resonador coaxial
$y_{ex}$	Admitancia de la red de excitación
$y_0$	Admitancia del resonador aislado
$n$	Ratio del transformador ideal
$f$	Frecuencia
$\omega_u$	Frecuencia angular de resonancia descargada (unloaded)
$k$	Factor de acoplo
$P_{ex}$	Potencia disipada en el circuito externo al resonador
$P_0$	Potencia disipada en el resonador aislado
$Q_e$	Factor de calidad de la red de excitación

## **CAPÍTULO 6. MÉTODOS DE CORRECCIÓN DEL EFECTO DE LA RED DE ACOPLO**

$a$	Radio del conductor interior de la línea coaxial
$b$	Radio del conductor exterior de la línea coaxial
$\epsilon_{rc}$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\epsilon'$	Constante dieléctrica del MUT
$\epsilon''$	Factor de pérdidas del MUT
$S_{11}$	Coefficiente de reflexión.
$\epsilon_0$	Permitividad del vacío
$A$	Parámetro de caracterización de la red de acoplo
$\alpha$	Parámetro de caracterización de la red de acoplo

---

$x_e$	Reactancia de la red de excitación
$f_u$	Frecuencia de resonancia descargada ( <i>unloaded</i> )
$Q_u$	Factor de calidad descargado
$f_L$	Frecuencia de resonancia cargada ( <i>loaded</i> )
$Q_e$	Factor de calidad de la red de excitación
$k$	Factor de acoplo
$L_1$	Tramo de longitud fija del resonador coaxial
$L_2$	Posición de la sonda de excitación en el resonador
$r^2$	coeficiente de correlación lineal
$Q_{medido}$	Factor de calidad medido
$Q_{teórico}$	Factor de calidad descargado teórico
$Q_{celda}$	Factor de calidad de la cavidad coaxial

## CAPÍTULO 7. EL PROCESO DE CALIBRACIÓN

$S_{11}$	Coefficiente de reflexión.
$S_{11m}$	Coefficiente de reflexión medido (plano de medida)
$S_{11a}$	Coefficiente de reflexión real (plano de referencia)
$E_D$	Error de directividad
$E_S$	Error de adaptación de fuente
$E_R$	Error de respuesta en frecuencia

## CAPÍTULO 8. APLICACIONES DE LOS SENSORES COAXIALES

$a$	Radio del conductor interior del coaxial
$b$	Radio del conductor exterior del coaxial
$L$	Longitud de la cavidad coaxial

---

$\varepsilon_{rc}$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\varepsilon'$	Constante dieléctrica del MUT
$\varepsilon''$	Factor de pérdidas del MUT
$f$	Frecuencia
$\varepsilon_r$	Permitividad del MUT
$\varepsilon_s$	Límite de la permitividad en DC (Parámetro del diagrama Cole-Cole)
$\varepsilon_\infty$	Límite de la permitividad a frecuencias altas (Parámetro del diagrama Cole-Cole)
$\tau$	Período de relajación (Parámetro del diagrama Cole-Cole)
$\alpha$	Orden de la relajación (Parámetro del diagrama Cole-Cole)
$M$	Contenido de Humedad
$m_w$	Masa de agua
$m_D$	Masa seca de material
$F_{res}$	Frecuencia de resonancia de la cavidad

## **CAPÍTULO 9. MODELOS TEÓRICOS DE LAS LÍNEAS PLANARES**

$W$	Anchura de la tira conductora (línea microstrip)
$h_i$	Grosor de la capa $i$
$\varepsilon_0$	Permitividad del vacío
$\varepsilon_{ri}$	Permitividad relativa de la capa $i$
$\varepsilon_{eff}$	Permitividad efectiva de la línea planar
$t$	Altura de los conductores
$Z_0$	Impedancia característica de la línea
$\alpha_c$	Coefficiente de pérdidas de conducción

---

$\alpha_d$	Coefficiente de pérdidas dieléctricas
$k_0$	Número de onda en el vacío
$\delta$	Ángulo de pérdidas
$R_s$	Resistencia superficial del metal
$\omega$	Frecuencia angular
$\mu_0$	Permeabilidad del vacío
$\sigma$	Conductividad del metal
$q_i$	Factor de relleno de la capa $i$
$h_{ij}$	Medida acumulativa del grosor desde la capa $i$ a la $j$
$C_{tot}$	Capacitancia total por unidad de longitud (con dieléctricos en las capas)
$C_{tot}^0$	Capacitancia total por unidad de longitud (con vacío en las capas)
$K$	Integral elíptica completa de primera especie
$L$	Longitud del tramo de línea del resonador
$f_r$	Frecuencia de resonancia
$Q$	Factor de calidad
$N$	Número de la resonancia
$\lambda$	Longitud de onda en la línea
$c_0$	Velocidad de la luz en el vacío
$\beta$	Constante de propagación en la línea
$\beta_0$	Constante de propagación en el vacío
$\Delta L$	Término de corrección empírica de la longitud del resonador
$s$	Anchura de la tira conductora (línea CPW)
$w$	Separación entre los planos de masa y el conductor central (línea CPW)

---

$2a$	Anchura de la tira conductora (línea CPW)
$2b$	Separación entre los planos de masa (línea CPW)
$C_L$	Capacitancia por unidad de longitud del semiplano inferior
$C_U$	Capacitancia por unidad de longitud del semiplano superior

## CAPÍTULO 10. OPTIMIZACIÓN DE UN SENSOR MICROSTRIP MEDIANTE ESTRUCTURAS EBG

$\varepsilon_1$	Permitividad del MUT al inicio del proceso
$\varepsilon_2$	Permitividad del MUT al final del proceso
$\Delta\varepsilon/\varepsilon_1$	Incremento de permitividad relativo
$S_{11}$	Parámetro de dispersión (reflexión)
$S_{21}$	Parámetro de dispersión (transmisión)
$\phi_1$	Desfase de la onda con el MUT inicial
$\phi_2$	Desfase de la onda con el MUT final
$\Delta\phi$	Incremento en el desfase de la onda
$f$	Frecuencia
$k$	Vector de onda
$v$	Velocidad de grupo de la onda
$v'$	Velocidad de grupo de la onda con EBG
$\Delta k$	Incremento del vector de onda
$\Delta k'$	Incremento del vector de onda con EBG
$L$	Longitud del sensor
$s$	Sensibilidad del sensor
$w$	Anchura de la tira conductora del sensor
$a$	Radio de los círculos de la EBG

---

$d_1$	Distancia entre centros de los círculos de la EBG (configuración 1)
$d_2$	Distancia entre centros de los círculos de la EBG (configuración 2)
$d_3$	Distancia entre centros en los defectos de la EBG (configuración 2)
$M_i$	Material $i$

## **CAPÍTULO 11. DISEÑO DE UN SENSOR COPLANAR PARA LA MONITORIZACIÓN DEL PROCESO DE CURADO DEL POLIURETANO**

$\varepsilon_1$	Permitividad del MUT al inicio del proceso
$\varepsilon_2$	Permitividad del MUT al final del proceso
$\varepsilon_{eff1}$	Permitividad efectiva del sensor al inicio del proceso
$\varepsilon_{eff2}$	Permitividad efectiva del sensor al final del proceso
$\varepsilon_{MUT}$	Permitividad del MUT
$2a$	Anchura de la tira conductora (línea CPW)
$2b$	Separación entre los planos de masa (línea CPW)
$\varepsilon_{ri}$	Permitividad relativa de la capa $i$
$h_i$	Grosor de la capa $i$
$\Delta\varepsilon_{eff}$	Incremento en la permitividad efectiva del sensor
$Z_0$	Impedancia característica de la línea
$S_{11}$	Parámetro de dispersión (reflexión)
$L_1$	Longitud del tramo de línea de excitación
$g$	Longitud del hueco entre las tiras conductoras (acoplo)

---

	capacitivo)
$L$	Longitud del resonador CPW
$\Delta f_{res}$	Incremento de la frecuencia de resonancia

## ANEXO A. MODELOS TEÓRICOS DE LA APERTURA COAXIAL Y LA TRANSICIÓN COAXIAL-COAXIAL

$a$	Radio del conductor interior de la línea coaxial
$b$	Radio del conductor exterior de la línea coaxial
$\varepsilon_c$	Permitividad del dieléctrico de relleno de la línea coaxial
$\varepsilon_n$	Permitividad de la capa $n$ del MUT
$N$	Número de capas dieléctricas
$n$	Capa dieléctrica
$\varepsilon_0$	Permitividad del vacío
$\mu_0$	Permeabilidad del vacío
$H$	Campo magnético
$E$	Campo eléctrico
$k$	Número de onda
$\Pi$	Potencial vector
$\rho$	Coordenada radial
$R$	Variable de transformación de Hankel
$\Gamma$	Coefficiente de reflexión complejo
$Y_c$	Admitancia del coaxial
$Y_0$	Admitancia característica en vacío
$J$	Función de Bessel
$g_s$	Conductancia normalizada de la apertura coaxial

$b_s$	Susceptancia normalizada de la apertura coaxial
$k_0$	Número de onda del vacío
$\varepsilon_{r1}$	Permitividad de la primera capa
$\Re$	Número de onda radial
$\zeta$	Parámetro de normalización
$\rho_1$	Coefficiente de reflexión de la primera capa
$\omega$	Frecuencia angular
$\eta$	Impedancia intrínseca del medio dieléctrico
$\gamma_0^{(c)}$	Constante de propagación del modo TEM
$\gamma_m^{(c)}$	Constante de propagación de los modos TM
$N_0, N_m$	Términos de normalización del campo eléctrico
$A, B$	Amplitudes de las ondas progresivas y regresivas en la dirección $z$
$R_n(r)$	Función peso
$\delta_m$	Función delta de Kronecker
$\Gamma_0$	Coefficiente de reflexión del modo TEM
$\Gamma_m$	Coefficiente de reflexión de los $m$ modos TM
$d_i$	Grosor de la capa $i$
$\gamma_i$	Constante de propagación de la capa $i$
$\Gamma_i$	Coefficiente de reflexión de la capa $i$
$e_p$	Funciones base para el campo eléctrico en el coaxial
$k_{cp}$	Números de onda
$Y_p$	Admitancia característica de cada modo
$h_p$	Funciones base para el campo magnético en el coaxial
$a_p^+$	Coefficientes de las ondas progresivas del desarrollo del campo $E$ (Medio I)

---

$a_p^-$	Coefficientes de las ondas regresivas del desarrollo del campo $E$ (Medio I)
$b_p^+$	Coefficientes de las ondas progresivas del desarrollo del campo $E$ (Medio II)
$b_p^-$	Coefficientes de las ondas regresivas del desarrollo del campo $E$ (Medio II)
$a_1$	Radio interior del coaxial de la izquierda
$b_1$	Radio exterior del coaxial de la izquierda
$a_2$	Radio interior del coaxial de la derecha
$b_2$	Radio exterior del coaxial de la derecha
$\Psi_1$	Matrices diagonales con las admitancias de los modos (Medio I)
$\Psi_2$	Matrices diagonales con las admitancias de los modos (Medio II)
$\Sigma$	Matrices de parámetros de dispersión multimodales