



INAOE

Sensor de Anisotropía Dieléctrica usando Resonadores Acoplados

Por

Hector Noel Morales Lovera

Tesis sometida como requisito parcial para obtener
el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN EL AREA DE
ELECTRONICA**

En el

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

Agosto de 2019

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por

Dr. José Luis Olvera Cervantes

©**INAOE** 2019

Derechos Reservados

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



Resumen

Hoy en día, las redes de telecomunicaciones 5G, más allá de mejorar la velocidad de transferencia de datos, se espera que esta tecnología propicie un ambiente donde todo está conectado, conocido como Internet de las Cosas (IoT). Este sistema de comunicaciones tiene la ideología de conectar no solo a los usuarios a internet, sino que todos los objetos de uso cotidianos puedan conectarse a la red, permitiendo su gestión e identificación por otros dispositivos, al igual que lo hace un ser humano.

Para el desarrollo de un sistema de comunicaciones de tal magnitud, se requiere que los circuitos y canales de comunicación se diseñen con mayores exigencias en cuanto la velocidad de operación, ancho de banda, consumo energético, etc. Con el aumento en la velocidad de operación de los sistemas de telecomunicaciones, los efectos provocados por las características de los materiales con los que están fabricados comienzan a ser cada vez más evidentes. Por tal motivo, se requiere una mejora en los modelos y métodos de caracterización de los materiales en el rango de las microondas.

En este trabajo se presenta un sensor y metodología para la medición de la constante dieléctrica uniaxial de materiales dieléctricos anisótropos. El sensor está basado en resonadores de microcinta, lo que permite realizar pruebas no destructivas y no invasivas de muestras sometidas a prueba (SUT). El método resulta de bajo costo y rápido, pues con un solo sensor es posible caracterizar muchas muestras.

El sensor es utilizado para la exitosa caracterización dieléctrica de diferentes sustratos comerciales (Arlon Diclad 880, RO 4350B, FR4 y RO 3010). Obteniendo una diferencia menor al 0.8% respecto a lo reportado en trabajos previos.

Abstract

Today, 5G telecommunications networks, beyond improving the data rate, this technology is expected to provide an environment where everything is connected, known as the Internet of Things (IoT). These communication systems have the ideology of connecting not only users to internet, but also all everyday objects can connect to the network, allowing its management and identification by other devices, as well as a human being does it.

For the development of a communication system of this magnitude, it is required that the circuits and communications channels be designed with higher requirements in terms of speed of operation, bandwidth, energy consumption, etc. With the increase in the speed of operation of the telecommunication systems, effects caused by characteristics of the material with which they are manufactured begin to be increasingly evident. For this reason, an continue improvement in the models and methods of characterization of material in the microwave range is required.

In this work, a sensor and the methodology for the measurements of the uniaxial dielectric constant of anisotropic materials is presented. The sensor is based on microstrip resonators, which allows by non-destructive and non-invasive testing of samples under test (SUT). The method results a low cost and fast method, since with a single sensor it is possible to characterize several samples.

The sensor is used for the successful dielectric characterization of different commercial substrates (Arlon Diclاد 880, RO 4350B, FR4 y RO 3010). Obtaining a difference lower than 0.8% compared to that reported in previous works.

Agradecimientos

A Dios por brindarme la salud y capacidad para realizar este trabajo de investigación.

A mi familia, por su apoyo incondicional a lo largo de mi carrera.

Al Dr. José Luis Olvera, por la oportunidad y confianza que me otorgó para el desarrollo de este trabajo de tesis bajo su dirección.

Al INAOE, por la oportunidad que me dio para continuar preparándome en sus instalaciones.

Al CONACYT, por la beca otorgada.

Contenido

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	Introducción general	1
1.2	Antecedentes.....	3
1.3	Motivación y planteamiento del problema	5
1.4	Objetivos.....	6
1.4.1	Objetivo general.....	6
1.4.2	Objetivos específicos	6
2	MARCO TEÓRICO	8
2.1	Material dieléctrico.....	8
2.1.1	Definición	8
2.1.2	Ecuaciones de campo.....	9
2.1.3	Anisotropía en dieléctricos	11
2.2	Métodos de caracterización de dieléctricos anisótropos	13
2.2.1	Métodos no resonantes.....	13
2.2.2	Métodos resonantes	14
2.3	Resonadores	15
2.3.1	Teoría general.....	15
2.3.2	Resonadores de microcinta	17
2.3.3	Resonadores de microcinta acoplados	19
2.4	Técnica de optimización de diseño y modelado: <i>Space-Mapping</i>	21
2.4.1	Algoritmo para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de un resonador de microcinta acoplado.	22
3	DESCRIPCION DEL SENSOR Y METODOLOGÍA PROPUESTOS..	24
3.1	Descripción introductoria	24
3.2	Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial	24
3.3	Metodología general para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT.	28
3.4	Factores de error	31
3.4.1	Proceso de fabricación.....	31
3.4.2	Efectos del conductor	32

3.4.3	Condiciones de medición	33
3.4.4	SUT	34
4	EXPERIMENTOS Y RESULTADOS DE LA TESIS.....	36
4.1	Sensor de Anisotropía dieléctrica uniaxial	36
4.2	Medición de la constante dieléctrica uniaxial.....	38
4.2.1	Comparación de resultados con trabajos previos	41
4.3	Validación experimental en FR4.....	42
4.3.1	Resultados de aplicación del método del resonador RA.....	43
4.3.2	Comparación entre simulación y medición de una antena de parche y un resonador acoplado.....	45
5	CONCLUSIONES	48
	REFERENCIAS.....	50

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción general

El constante aumento de la velocidad de operación de los sistemas electrónicos, ha propiciado que los dispositivos y canales de comunicación respondan cada vez más rápido y con un mayor ancho de banda e.g. la evolución de 1G a 5G en las redes de telefonía móvil. Donde tener acceso a internet en los dispositivos celulares con la mayor velocidad posible, para realizar múltiples tareas y envío de información en tiempo real (e.g. videollamadas y transmisiones en directo) se ha convertido en una necesidad imperante para los usuarios. Sin embargo, este avance tecnológico implica mejoras en los modelos, software y técnicas de diseño, debido a que, con el aumento en la frecuencia de operación de los circuitos, estos sean más sensibles a presentar comportamiento del propio material del que están fabricados, comportamientos que a frecuencias menores podían ser ignorados. La anisotropía dieléctrica es un claro ejemplo de esto, pues sus efectos a frecuencias bajas pueden llegar a ser imperceptibles. Sin embargo, cuando se trata de circuitos como: filtros, antenas, acopladores direccionales, líneas de transmisión acopladas, entre otras más que operan en el rango de las microondas, los efectos de la anisotropía del material son cada vez más notorios. Por lo tanto, se requieren técnicas de caracterización que modelen este comportamiento en los materiales a la frecuencia de operación de los dispositivos electrónicos.

Resonadores en el rango de la microondas ofrecen una gran sensibilidad y precisión en la caracterización de materiales dieléctricos, debido a la fuerte interacción que de estos con los campos electromagnéticos presentes en la estructura resonante. Estos resonadores permiten la extracción de tres principales características en el material dieléctrico i.e. la permitividad relativa, permeabilidad relativa y la conductividad eléctrica. En el contexto de este

trabajo de tesis, nos hemos enfocado en ofrecer una caracterización dieléctrica con enfoque anisótropo, mediante el uso de resonadores que operan en el rango de las microondas, permitiendo la extracción de la constante dieléctrica anisótropa de algunos materiales comúnmente utilizados en el diseño de dispositivos en este rango de operación. La estructura específica de esta tesis es como sigue:

- **Marco teórico (capítulo 2)**

Los conceptos fundamentales en torno a materiales dieléctricos, métodos de caracterización de los mismos, teoría de los resonadores y la metodología de caracterización que conforman las bases del trabajo de tesis propuesto son presentados en este capítulo.

- **Descripción del sensor y metodología propuestos (capítulo 3)**

La descripción detallada del sensor, y la metodología propuesta en este trabajo es discutida, así como la discusión de los factores en la fabricación del sensor y en la aplicación de la metodología que podrían afectar en la caracterización de los materiales.

- **Experimentos y resultados de la tesis (capítulo 4)**

El sensor de anisotropía dieléctrica y los resultados de la aplicación de la metodología propuesta son mostradas mediante simulaciones y experimentos realizados en la caracterización de las muestras bajo prueba y en la validación de dichos resultados.

- **Conclusiones (capítulo 5)**

Un breve resumen del trabajo realizado, los resultados obtenidos y sugerencias para trabajos futuros es discutida.

1.2 Antecedentes

En esta sección se presentan algunos trabajos de investigación relacionados con técnicas de caracterización de materiales dieléctricos con enfoque anisótropo en el rango de las microondas.

En [1], se realiza la caracterización dieléctrica mediante la fabricación de líneas de transmisión de microcinta en los sustratos de zafiro y alúmina, mediante técnicas de optimización que permiten relacionar un riguroso análisis espectral de las características de propagación y dispersión de la línea de transmisión, con mediciones experimentales en un rango de 10 a 40 GHz. Permitiendo la extracción de la constante dieléctrica uniaxial (ϵ_{\parallel} y ϵ_{\perp}) para ambos materiales, con buenos resultados solo en una dirección (ϵ_{\perp}). Esto por las características de propagación de las líneas de microcinta de terminación sencilla. Por otro lado, en [2], a pesar de que no se lleva a cabo una extracción de la constante dieléctrica con enfoque anisótropo, sus efectos son considerados con el minucioso modelado de la estructura del dieléctrico. Mediante experimentos y simulaciones que van desde unos pocos MHz hasta 50 GHz, se estudia como diferentes configuraciones en el tejido de fibra de vidrio y porcentajes de resina que conforman al dieléctrico FR4, cambian las características de propagación e impedancia característica en líneas de transmisión de microcinta.

En [3], es reportado un sensor en la tecnología de guía de onda coplanar, con el cual, mediante un proceso de calibración, donde se determina la constante de propagación de la línea de transmisión. Es posible la extracción de la constante dieléctrica uniaxial compleja (ϵ_{\parallel}^* y ϵ_{\perp}^*) de muestras bajo prueba en materiales biológicos semisólidos, medidas en un rango de 0.5 a 5 GHz.

Existen algunos trabajos que aprovechan los modos de propagación presentes en cavidades, debido a que son diseñadas para ofrecer una caracterización anisótropa de las muestras que son colocadas dentro de

dichas cavidades. Uno de estos trabajos es el reportado en [4], en el cual, mediante una cavidad resonante cilíndrica donde se excita el modo TE_{112} , modo de propagación con líneas de campo eléctrico ortogonales, es aprovechada para caracterizar distintos materiales. Extrayendo la constante dieléctrica uniaxial compleja (ϵ_{\parallel}^* y ϵ_{\perp}^*) a la frecuencia de 9 GHz para muestras cilíndricas sólidas de tamaño controlado, ubicadas en la región requerida para la caracterización con ayuda de un tubo de cuarzo. En [5], el método de caracterización de materiales con anisotropía uniaxial es llevado a cabo mediante dos cavidades resonantes que operan a una frecuencia de 12 GHz, utilizando un resonador por donde se propaga el modo TE_{011} con el cual es posible extraer la constante dieléctrica compleja en dirección paralela (ϵ_{\parallel}^*), y con otro resonador por donde se excita el modo TM_{010} se determina la constante dieléctrica compleja en dirección perpendicular (ϵ_{\perp}^*) a la muestra colocada dentro del resonador.

En [6], se reporta un resonador acoplado, implementado en tecnología de triplaca o línea de cinta, con el que se extrae la constante dieléctrica uniaxial del sustrato FR4 donde se fabricó el resonador, desde 300MHz hasta 2.1 GHz. La caracterización es llevada a cabo mediante técnicas de optimización, basadas en la fabricación del resonador y el modelado del mismo en un simulador, de donde se extrae la constante dieléctrica uniaxial con ayuda de la técnica de *space-mapping*. Posteriormente, en [7], el mismo autor reporta mediciones de la constante dieléctrica uniaxial en Rogers 3010 hasta 10 GHz, mediante la construcción de un resonador acoplado en tecnología de micro cinta, y en [8] de los materiales Roger 4350B y Rogers 4350B LoPro aplicando la misma metodología, pero ahora fabricando un resonador en la tecnología de microcinta en cada material, con el que se mide la constante dieléctrica hasta 16 GHz. Es importante mencionar que la metodología de este trabajo de tesis es basada en la metodología de *space-mapping* presentadas en el trabajo de [6].

1.3 Motivación y planteamiento del problema

El diseño confiable de los dispositivos y circuitos que operan en el rango de las microondas requiere una caracterización precisa de los materiales dieléctricos que son utilizados en dichos diseños. Con el paso de los años, los diseñadores han desarrollado algunas “reglas de diseño”, con la finalidad de compensar la información que se ignora de los materiales (e.g. para este sustrato, diseñar el filtro con un ancho de banda 10% mayor del que es deseado). Por tal motivo, muchos investigadores se han dado a la tarea de enfocar sus trabajos en el estudio de la dependencia en frecuencia, dependencia en temperatura y la anisotropía de los materiales dieléctricos, y así poder mejorar el modelado, y diseño; no solo de los circuitos y dispositivos, sino que también en el modelado y diseño de nuevos materiales que operan en el rango de las microondas.

Los métodos de caracterización estándar como [9] y [10] son comúnmente utilizados para la caracterización de los dieléctricos, permitiendo su medición en un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, estos métodos de manera general no ofrecen información de la anisotropía presente en los dieléctricos sometidos a prueba.

Resonadores de microondas se usan para caracterizar los materiales dieléctricos con un enfoque anisótropo, pues estos ofrecen una alta sensibilidad y precisión en la medición de la constante dieléctrica. Sin embargo, los métodos existentes requieren una minuciosa preparación de la muestra que se quiere caracterizar, además de que se necesita su colocación en una región específica para su correcta medición, cuando se usa resonadores de cavidades. Por otro lado, si se usa resonadores planares como en [6-8], el método de caracterización se basa en pruebas destructivas, pues

se necesita diseñar y construir un resonador en cada dieléctrico sometido a prueba.

Los resonadores implementados en microcinta han sido utilizados en un sinnúmero de trabajos [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], debido a su reducido tamaño, bajo costo de fabricación y que pueden utilizarse como sensores, permitiendo la caracterización de muestras sometidas a pruebas, de una manera no destructiva y no invasiva. Sin embargo, hasta ahora han sido con un enfoque isótropo en la medición de la constante dieléctrica. Por lo tanto, el reto asumido en este trabajo es llegar a diseñar y fabricar un sensor de bajo costo, tamaño, facilidad de implementación y medición de muestras bajo prueba, como lo ofrece la tecnología de microcinta, proponiendo de esta manera el primer sensor de anisotropía dieléctrica reportado en esta tecnología, que ofrezca mediciones con alta precisión en la caracterización en comparación de las reportadas en la literatura.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

El objetivo general de esta tesis es proponer un novedoso sensor para la medición de la constante dieléctrica uniaxial, desarrollado en tecnología de microcinta, que permita la caracterización en base a pruebas no destructivas y no invasivas para muestras sometidas a prueba.

1.4.2 Objetivos específicos

- Proponer una estructura resonante con los modos de propagación adecuados para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una manera no destructiva y no invasiva.
- Proponer una metodología específica para la medición de la constante dieléctrica uniaxial de muestras sometidas a prueba.

- Realizar mediciones experimentales de la constante dieléctrica uniaxial en distintos materiales, mediante el uso de un solo sensor.
- Realizar una validación de los resultados, mediante simulaciones y experimentos de circuitos que operen en el rango de las microondas donde se considere la constante dieléctrica uniaxial obtenidas con el sensor.

2 MARCO TEÓRICO

En este capítulo, se presentan las bases teóricas que le dan fundamento al trabajo de tesis presentado, empezando con la introducción de los conceptos relacionados con el objeto de estudio; los materiales dieléctricos y la anisotropía de los mismos. Seguido esto se presenta la teoría en la que se basan los actuales métodos de caracterización de materiales con enfoque anisótropo. Posteriormente se introducen los conceptos y teoría relacionados con las herramientas utilizadas en la caracterización de los materiales implementados en el presente trabajo de tesis, es decir, la teoría de los resonadores de microcinta y la técnica de *space-mapping*.

2.1 Material dieléctrico

Conforme la velocidad en los sistemas digitales continúa incrementando en relación con la ley de Moore, el comportamiento eléctrico de los materiales dieléctricos que son utilizados en los diseños en el rango de RF y microondas comienza a ser cada vez más importante. Debido a que los dieléctricos que trabajaban muy bien a frecuencias bajas, conforme la frecuencia aumenta comienzan a manifestar; pérdidas, dependencia en frecuencia de la permitividad, y debido a que la longitud de onda es comparable con la estructura del material, comienzan a manifestar efectos provocados por la no homogeneidad. Un ejemplo de esto es la anisotropía dieléctrica en los sustratos que son fabricados por multicapas en base a tejido y resina, usados en las tarjetas para circuito impreso (PCB). Por lo tanto, los diseños para circuitos que operan en el rango de microondas necesitan considerar todos estos efectos, pues de lo contrario modelar el comportamiento se vuelve una tarea imposible.

2.1.1 Definición

Los materiales dieléctricos, comúnmente llamados aislantes o simplemente dieléctricos, son tales medios por donde no existe conducción eléctrica, debido

a que, por lo general, no cuentan con cargas libres en la estructura del material, a diferencia de los materiales conductores. Sin embargo, los dieléctricos tienen la capacidad de almacenar energía eléctrica, mediante un mecanismo conocido como: polarización. Una medida de esta propiedad es la constante dieléctrica del material, la cual es un concepto que surge para calcular de manera aproximada la respuesta eléctrica de la materia [18] y que abordaremos más adelante.

2.1.2 Ecuaciones de campo.

Las ecuaciones de Maxwell, permiten describir por completo los fenómenos electromagnéticos que conocemos, pues estas ecuaciones establecen las relaciones entre los campos eléctrico y magnético en función del espacio-tiempo:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (2.4)$$

Donde \mathbf{D} es el vector de densidad de flujo eléctrico, \mathbf{B} es el vector de densidad de flujo magnético, \mathbf{E} el vector de campo eléctrico, \mathbf{H} el vector de campo magnético, \mathbf{J} el vector de densidad de corriente y ρ la densidad de carga escalar.

Las ecuaciones de Maxwell deben complementarse con las llamadas relaciones constitutivas de los vectores de densidades de flujo a los vectores de campo, donde la dependencia funcional es determinada por la naturaleza del material donde los campos existen [18]. En el vacío, las relaciones se convierten en:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (2.6)$$

con permitividad ε_0 y permeabilidad μ_0 del espacio libre que tienen los valores

$$\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right] \quad (2.7)$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \left[\frac{Vs}{Am} \right] \quad (2.8)$$

2.1.2.1 Constante dieléctrica y polarizabilidad

Cuando tenemos un material dieléctrico, la relación constitutiva para el vector de densidad de flujo con el vector de campo eléctrico de la ecuación (2.5) se convierte en

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (2.9)$$

donde \mathbf{P} se refiere al vector de polarización promedio, la cual es la respuesta de la materia a la excitación eléctrica. Si nos referimos a un material con estructura cristalina cúbica, o medio isótropo, la polarización es proporcional al campo eléctrico [19].

$$\mathbf{P} = \chi_e \varepsilon_0 \mathbf{E} \quad (2.10)$$

aquí χ_e es la susceptibilidad eléctrica, la cual establece la relación entre el vector de polarización y el campo eléctrico. Por lo tanto, podemos introducir el concepto de constante dieléctrica relativa al vacío, ε_r , la cual establece la relación entre la densidad de flujo eléctrico y el campo eléctrico.

$$\mathbf{D} = \varepsilon_r \mathbf{E} \quad (2.11)$$

$$\varepsilon_r = 1 + \chi_e \quad (2.12)$$

Por último, el concepto de polarizabilidad, α , es una propiedad atómica relacionada con el comportamiento de la materia, pues esta establece la relación de como un campo eléctrico E externo a un material induce en este un momento dipolar p

$$p = \alpha E \quad (2.13)$$

Debido a que α se refiere a la polarizabilidad de unidades de materia (átomo, molécula, región conductiva), este es una cantidad escalar cuando nos referimos a formas esféricas de estas unidades de materia. Asu vez, la constante dieléctrica, depende de la forma en la que los átomos están arreglados en la estructura cristalina del material, siendo un escalar solo en el caso de los materiales con estructuras cristalinas cúbicas. Cuando esto no ocurre, es decir, que las unidades de materia no son esféricas, y que la estructura cristalina no es cúbica, estas cantidades (α , ϵ_r) deberán ser expresadas por tensores.

2.1.3 Anisotropía en dieléctricos

La relación entre el campo eléctrico y la densidad de flujo expresada en la ecuación (2.11) es válida cuando la respuesta molecular en el medio, en promedio, es en la misma dirección como el campo eléctrico, como es el caso de los materiales con estructuras cristalinas cúbicas simétricas. Sin embargo, esto no ocurre para la mayoría de los materiales. Por ejemplo, generalmente los medios naturales y los creados por el ser humano, se componen por estructuras fibrosas o laminares que rompen la simetría direccional. Cuando esto ocurre, el material presenta un fenómeno conocido como anisotropía, donde el material muestra dependencia en la dirección de evaluación. En términos eléctricos, la anisotropía es definida como la dependencia que la constante dieléctrica tiene en la orientación en la que un campo eléctrico es aplicado a un dieléctrico.

En términos generales, un material con anisotropía dieléctrica muestra una relación entre la densidad de flujo y el campo eléctrico de la forma

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \mathbf{E} \quad (2.14)$$

donde un material anisótropo contiene nueve valores independientes de constante dieléctrica. En la mayoría de los casos prácticos, los materiales anisótropos tienen un número de constantes dieléctricas independientes menores que nueve. Podemos mencionar como ejemplos de estos a los materiales con anisotropía biaxial y uniaxial. Los materiales biaxiales están conformados por estructuras cristalinas con cierto grado de simetría: estructuras con sistemas cristalinos ortorrómbicos, monoclinico y triclinico. Tal que existen tres distintos valores de constantes dieléctricas, los cuales están a lo largo de tres ejes ortogonales

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \mathbf{E} \quad (2.15)$$

Por otro lado, los materiales con anisotropía uniaxial, están constituidos por estructuras cristalinas con mayor simetría: estructuras tetragonales, hexagonales y romboédricas, por ejemplo. Tal que existen una constante dieléctrica paralela al eje del cristal diferente a la constante dieléctrica en dirección perpendicular

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{\perp} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{\perp} \end{bmatrix} \mathbf{E} \quad (2.16)$$

Hasta ahora, la principal fuente de anisotropía mencionada son las relacionadas con las propiedades cristalográficas del material. Sin embargo, la principal fuente de anisotropía en los substratos artificiales modernos puede

ser conectada con la no homogeneidad en su estructura, ya que están constituidos generalmente por un tejido de fibra de vidrio embebida en resina, el cual es tecnológicamente fabricado para conservar ciertas configuraciones en el tejido. A pesar de esto, como el tejido de fibra de vidrio tiene una constante dieléctrica generalmente mayor a la constante dieléctrica de la resina, provocando que este tipo de sustratos presenten anisotropía uniaxial, donde la constante dieléctrica en dirección paralela es mayor a la constante dieléctrica en dirección perpendicular en un material dieléctrico, es decir, $\epsilon_{\parallel} > \epsilon_{\perp}$.

2.2 Métodos de caracterización de dieléctricos anisótropos

Cuando tratamos con materiales dieléctricos anisótropos, necesitamos que el método de caracterización cuente con líneas de campo eléctrico en las direcciones de evaluación que corresponde al tipo de anisotropía que el material presenta, de esta manera podremos evaluar la respuesta del material en la dirección en que un campo eléctrico es aplicado. Por lo tanto, materiales descritos por la ecuación (2.14) necesitan que el material sea perturbado en nueve direcciones diferentes, así que para materiales biaxiales y uniaxiales requieren ser evaluados en tres y dos direcciones, respectivamente. En el contexto de este trabajo de tesis, acotaremos los métodos de caracterización a los enfocados en materiales con anisotropía dieléctrica uniaxial.

Los métodos reportados en la literatura para el rango de las microondas recaen en: métodos no resonantes y métodos resonantes, los cuales describiremos de manera breve, para información más detallada de los métodos aquí mencionados puede referirse a [20].

2.2.1 Métodos no resonantes

Los métodos no resonantes permiten obtener un conocimiento general del comportamiento del material, en este caso la constante dieléctrica, en un amplio rango de frecuencias. En términos generales, los métodos no

resonantes deducen las propiedades del material de la impedancia y velocidades de onda [20].

Métodos no resonantes incluyen a los métodos de reflexión y los métodos de transmisión/reflexión. En los métodos de reflexión, las ondas electromagnéticas son dirigidas a una muestra bajo prueba (SUT), de esta manera las propiedades del material son deducidas del coeficiente de reflexión. Por otro lado, los métodos de transmisión/reflexión deducen las propiedades de una SUT mediante el coeficiente de reflexión y transmisión a través del material. En principio, cualquier línea de transmisión puede ser usada para aplicar métodos no resonantes para caracterizar materiales, tales como las líneas coaxiales, guías de onda metálicas, líneas de transmisión planares, las de espacio libre, etc.

2.2.2 Métodos resonantes

Los métodos resonantes son utilizados cuando se busca mayor precisión en la caracterización de una SUT, dicha caracterización se realiza a una sola frecuencia o múltiplos de esta (frecuencia de resonancia). Los métodos resonantes generalmente incluyen al método del resonador, y al método de perturbación de resonancia. El método del resonador está basado en que el factor de calidad y frecuencia de resonancia de un resonador con dimensiones conocidas, son determinadas por la permitividad y permeabilidad del medio donde está fabricado un resonador [20]. Por otro lado, los métodos de perturbación de resonancia son basados en el hecho de que la frecuencia de resonancia y factor de calidad del resonador cambiarán cuando una muestra es introducida en un resonador. Por lo tanto, las propiedades electromagnéticas de la muestra pueden ser derivadas de los cambios en las propiedades del resonador.

2.3 Resonadores

Los resonadores en el rango de las microondas se usan en varias aplicaciones, tales como filtros, osciladores y amplificadores. La teoría de resonadores de microondas es similar a la de resonadores de elementos concentrados, por lo que primero revisaremos la teoría de circuitos resonantes RLC en serie y paralelo y después presentaremos los resonadores de microcinta, y finalmente los resonadores de microcinta acoplados.

2.3.1 Teoría general.

Los circuitos resonantes RLC en serie y paralelo son mostrados en la Figura 2.1, donde el inductor y capacitor representan la energía magnética y eléctrica almacenada, y el resistor las pérdidas en el resonador.

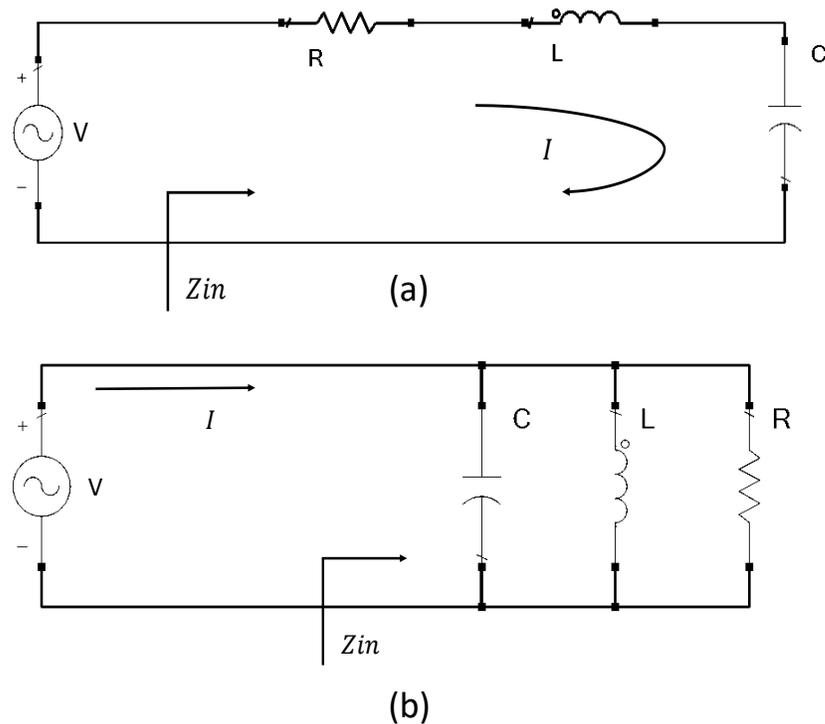


Figura 2.1 Circuitos resonantes en (a) serie y (b) paralelo.

La Tabla 2.1 mostrada a continuación resume las ecuaciones que describen a un circuito resonante RLC en serie y paralelo [21]

Tabla 2.1 Parámetros de los circuitos resonantes RLC en serie y paralelo

	Circuito resonante en serie	Circuito resonante en paralelo
Impedancia de entrada Z_{in}	$\frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2} I ^2}$	
Potencia de entrada P_{in}	$P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)$	
Frecuencia de resonancia ω_0		$\frac{1}{\sqrt{LC}}$
Factor de calidad Q_0	$\frac{1}{\omega_0 RC}$	$\omega_0 RC$

Donde P_{loss} es la potencia disipada por el resistor, W_m es la energía magnética almacenada en el inductor, y W_e la energía eléctrica almacenada en el capacitor.

La resonancia para ambos circuitos ocurre cuando $W_m = W_e$. EL factor de calidad es conocido generalmente como la razón de la energía que el resonador puede almacenar con las pérdidas que sufre, y puede calcularse con la ecuación (2.17).

$$Q = \omega \frac{\text{energía promedio almacenada}}{\text{pérdida de energía/segundo}} \quad (2.17)$$

Siendo el factor de calidad descrito por la ecuación (2.17) conocido como factor de calidad descargado, pues sólo incluyen las pérdidas por conductor, dieléctrico y radiación del propio resonador.

2.3.2 Resonadores de microcinta

Podemos definir a un resonador de microcinta como cualquier estructura que contenga al menos un campo electromagnético oscilante [22]. En la literatura es posible encontrar múltiples configuraciones para los resonadores de microcinta. Pero de acuerdo al marco de esta tesis, nos enfocaremos en los resonadores de microcinta con terminaciones abiertas como el mostrado en la Fig. 2.2.

Este resonador se comportará como un circuito resonante en paralelo cuando la longitud física de la línea de microcinta sea $\lambda/2$, o múltiplos de $\lambda/2$. Comparándose con un circuito resonante en paralelo, las ecuaciones para R , L , C y Q_0 disponibles en [21] son presentadas a continuación:

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad (2.18)$$

$$C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0} \quad (2.19)$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (2.20)$$

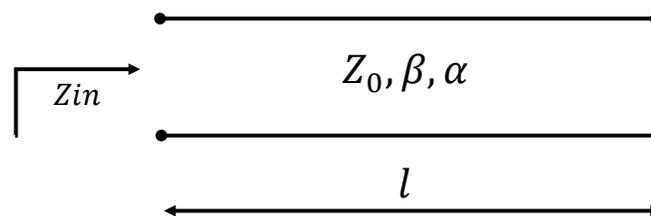


Figura 2.2 Resonador de microcinta con terminaciones abiertas.

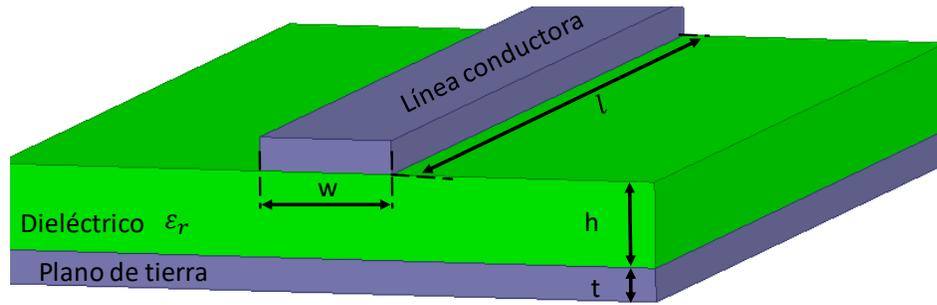


Figura 2.3 Estructura de una línea de microcinta.

$$Q_0 = \frac{\pi}{2\alpha l} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (2.21)$$

Ya que $l = \pi/\beta$

Donde Z_0 es la impedancia característica, α y β son la constante de atenuación y de fase que conforman a la constante de propagación compleja ($\gamma = \alpha + j\beta$) y l la longitud física de la línea de microcinta. La Figura 2.3 muestra la estructura general de una línea de microcinta, donde la impedancia característica está en función de la estructura de la línea de transmisión y del material dieléctrico sobre el que está fabricada, las ecuaciones para el cálculo de la impedancia característica de una línea de microcinta de [21] son presentadas a continuación:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{for } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}[W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{for } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.22)$$

donde

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.23)$$

aquí ε_{eff} se le denomina permitividad efectiva, y se refiere a la permitividad equivalente de un medio homogéneo que una onda electromagnética siente al propagarse por una línea de microcinta.

La frecuencia de resonancia para un resonador de microcinta de terminaciones abiertas puede ser expresada en función de la longitud física y permitividad efectiva [21].

$$f_r = \frac{nc}{2l\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.24)$$

Donde n es el orden de la resonancia, c es la velocidad de la luz en el vacío, l la longitud física del resonador y ε_{eff} la permitividad efectiva.

2.3.3 Resonadores de microcinta acoplados

Cuando dos líneas de transmisión de microcinta están separadas a una distancia tal que las líneas de campo de electromagnético de una línea intersectan a la otra, entonces se dice que hay acoplamiento entre ellas [23]. Cuando esto ocurre, dos modos se presentan en la estructura; los modos par e impar. El modo par ocurre cuando el flujo de corriente en cada línea es en el mismo sentido, mientras que para el modo impar el flujo de corriente es en sentido opuesto.

Debido a que cada modo tiene una configuración de campo distinta, en líneas acopladas existirá una impedancia característica y constante de propagación para cada modo. Por lo tanto, tendremos una permitividad efectiva para modo par y una distinta para el modo impar, y como consecuencia en un resonador acoplado con terminaciones abiertas se presentan las frecuencias de resonancia par e impar cuando la longitud física de las líneas del resonador es igual a media longitud de onda.

La Figura 2.4 muestra la estructura de un par de líneas de microcinta acopladas. Donde se muestran los parámetros principales para calcular

mediante las ecuaciones empíricas de [24] la permitividad efectiva estática de modo par e impar. Las cuales son presentadas a continuación.

Para el modo par:

$$\varepsilon_{eff}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e b_e} \quad (2.25)$$

con

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g e^{-g} \quad (2.26)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right] \quad (2.27)$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.28)$$

Para el modo impar:

$$\varepsilon_{eff}^o = \varepsilon_{eff} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{eff} + a_o] e^{(-c_o g^{d_o})} \quad (2.29)$$

$$a_o = 0.7287 [\varepsilon_{eff} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - e^{(-0.179u)}] \quad (2.30)$$

$$b_o = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r} \quad (2.31)$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) e^{(-0.414u)} \quad (2.32)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 e^{(-0.526u)} \quad (2.33)$$

donde $u = W/h$, y $g = s/h$. ε_{eff} es la permitividad efectiva de una sola línea de microcinta como se describe en la ecuación (2.23).

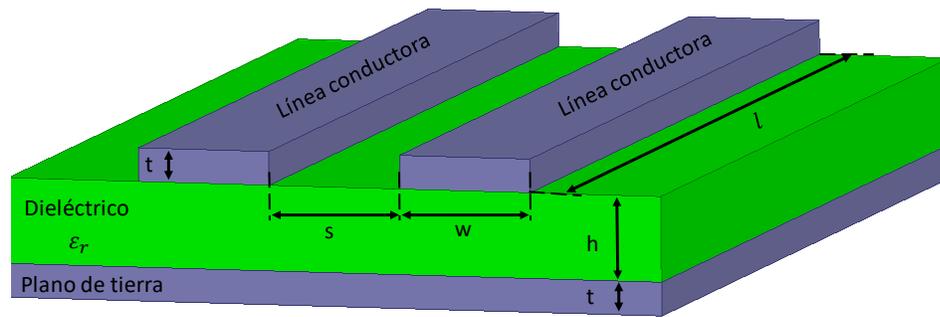


Figura 2.4 Estructura de una línea de microcinta acoplada.

2.4 Técnica de optimización de diseño y modelado: *Space-Mapping*

La técnica de *space-mapping* está enfocada en la optimización de diseños y modelado de circuitos que operan en el rango de RF y microondas [25]. Ésta técnica permite relacionar dos modelos; *coarse model* y *fine model*, mediante los parámetros existentes en ambos modelos; parámetros como la constante dieléctrica, espesor de dieléctrico y anchos de líneas.

El modelo *fine model*, generalmente se realiza en software electromagnético (e.g. ANSYS HFSS [26]), lo que permite obtener un conocimiento muy preciso de la respuesta del circuito. Sin embargo, este tipo de herramientas requieren un alto recurso computacional y tiempo de evaluación. Por otro lado, el modelo *coarse model*, permite una evaluación más rápida del circuito y corresponde a los parámetros presentes en el *fine model*.

La técnica *space-mapping* permite la extracción de parámetros de un modelo de fácil evaluación para la corrección del modelo que requiere más tiempo y recursos [27], dicha corrección se realiza mediante un algoritmo que permita la extracción de los parámetros mediante un proceso iterativo y sistemático, hasta llegar al comportamiento deseado del circuito.

2.4.1 Algoritmo para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de un resonador de microcinta acoplado.

Los trabajos reportados por Rautio y Arvas [6-8] basan su forma de extracción de la constante dieléctrica uniaxial en la técnica de *space-mapping*, cuyo algoritmo de extracción está basado en la suposición de que la constante dieléctrica del sustrato donde un resonador de microcinta está fabricado, es proporcional al inverso de la frecuencia de resonancia al cuadrado, como sigue:

$$A\varepsilon_r = f_r^{-2} \quad (2.34)$$

Para el caso de un sustrato con anisotropía uniaxial, se asume que la suma ponderada de la constante dieléctrica en dirección paralela y perpendicular es proporcional al inverso de las frecuencias de resonancia par e impar al cuadrado:

$$A_{\parallel e}\varepsilon_{\parallel} + A_{\perp e}\varepsilon_{\perp} = f_e^{-2} \quad (2.35)$$

$$A_{\parallel o}\varepsilon_{\parallel} + A_{\perp o}\varepsilon_{\perp} = f_o^{-2} \quad (2.36)$$

Las ecuaciones (2.35) y (2.36) permiten establecer las relaciones entre simulaciones electromagnéticas y mediciones experimentales del resonador de microcinta acoplado mostradas en las ecuaciones (2.37) y (2.38), siendo la constante de proporcionalidad A el *space-mapping* [6].

$$\begin{bmatrix} A_{\parallel e} & A_{\perp e} \\ A_{\parallel o} & A_{\perp o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel a} & \varepsilon_{\parallel b} \\ \varepsilon_{\perp a} & \varepsilon_{\perp b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{ea}^{-2} & f_{eb}^{-2} \\ f_{oa}^{-2} & f_{ob}^{-2} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel m} \\ \varepsilon_{\perp m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{\parallel e} & A_{\perp e} \\ A_{\parallel o} & A_{\perp o} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_{em}^{-2} \\ f_{om}^{-2} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Donde $\varepsilon_{\parallel a}$, $\varepsilon_{\perp a}$, $\varepsilon_{\parallel b}$, y $\varepsilon_{\perp b}$ son las constantes dieléctricas utilizadas en dos análisis electromagnéticos (denominados a y b), f_{ij} ($i = e, o$ y $j = a, b$) son las frecuencias de resonancia obtenidas de cada simulación, f_{em} y f_{om} son las

frecuencias de resonancia par e impar medidas del resonador, $\varepsilon_{\parallel m}$ y $\varepsilon_{\perp m}$ son las constantes dieléctricas paralela y perpendicular en el sustrato medidas, y A_{ij} ($i = \parallel, \perp$ y $j = e, o$) las constantes de proporcionalidad o *space-mapping*. En otras palabras, los resultados de dos simulaciones electromagnéticas son conectadas a mediciones experimentales del resonador, mediante la optimización de la constante dieléctrica en un proceso iterativo.

3 DESCRIPCIÓN DEL SENSOR Y METODOLOGÍA PROPUESTOS

3.1 Descripción introductoria

La propuesta principal en este trabajo es utilizar resonadores para la caracterización de materiales sólidos con un enfoque anisótropo y de una manera no destructiva y no invasiva, por lo que se presenta una estructura implementada en la tecnología de microcinta que permite la caracterización de dieléctricos, la descripción de la metodología para la extracción de la constante dieléctrica, y los factores de error más relevantes presentes en el método.

Con el sensor propuesto, se aprovecha los modelos existentes para la caracterización de materiales mediante resonadores de microcinta, los cuales resultan muy útiles en la caracterización de materiales, ya que este tipo de sensores son sensibles a las propiedades eléctricas de los materiales con los que son puestos en contacto.

La metodología propuesta describe los pasos a seguir en la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT colocada sobre el sensor. Debido a que es un método donde se utilizan simulaciones y experimentos en conjunto, los principales factores de error que podrían afectar en la medición de la constante dieléctrica uniaxial son discutidos.

3.2 Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial

El sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial propuesto en este trabajo está constituido por un par de resonadores acoplados en microcinta, los cuales son totalmente simétricos. Como se mencionó en el capítulo anterior, este tipo de estructuras soportan los modos par e impar, modos de propagación que cuentan con configuraciones de campo eléctrico adecuadas para polarizar una SUT colocada sobre el sensor, principalmente en dos direcciones; paralela y perpendicular al eje de la SUT. La Figura 3.1 muestra la configuración de

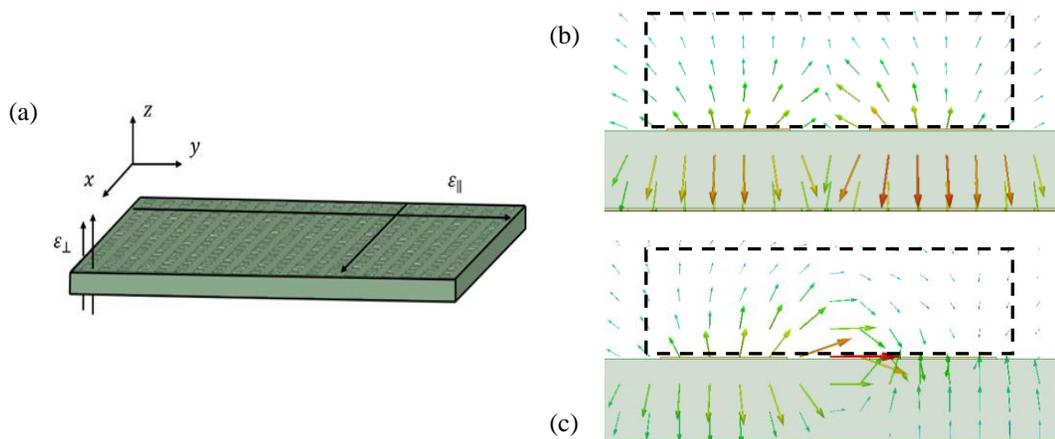


Figura 3.1 Constante dieléctrica en un material con anisotropía uniaxial (a), configuraciones de campo eléctrico graficadas sobre la sección transversal del sensor para los modos par (b) e impar (c). Las líneas punteadas muestran las líneas de campo que penetrarían en una SUT colocada sobre el sensor.

campo eléctrico que el sensor presenta en la frecuencia de resonancia par e impar, las cuales son graficada sobre la sección transversal del sensor.

Para el diseño del sensor se siguieron las ecuaciones (2.25) -(2.33), con las cuales se conoce la permitividad efectiva para cada modo de propagación en el sensor, conociendo estas y siguiendo la ecuación (2.24), es posible determinar la longitud física que el resonador debería tener para una frecuencia central de trabajo de 2.4 GHz.

Como puede notarse en las ecuaciones (2.25) -(2.33), la permitividad efectiva está en función de los parámetros: W , l , s , h y ϵ_r , de los cuales h y ϵ_r son parámetros del sustrato. Por lo tanto, para el diseño del sensor, primero se escogió el sustrato siguiendo las siguientes consideraciones:

- h y ϵ_r deben ser adecuados para propiciar que suficientes líneas de campo se radien hacia la muestra sobre las líneas conductoras del resonador.
- Debido a que una parte de las líneas de campo eléctrico viajan a través del sustrato del sensor, como se ilustra en la Figura 3.1, el sustrato debe comportarse como un material isótropo a la frecuencia

de trabajo del sensor, con la finalidad que solo la anisotropía de la muestra sea la medida por el sensor.

Por lo tanto, el sustrato que se escogió para diseñar el resonador fue el RT/duroid 5880 de Rogers Corporation [28], [29] con ϵ_r de 2.2 ± 0.02 , tangente de pérdidas de 0.0009, espesor de revestimiento de cobre t de $18 \mu m$ y espesor de dieléctrico h de $0.79 mm$. La Figura 3.2 muestra la estructura final del sensor, donde se muestra los valores de $W = 1.2 mm$, $s = 0.7 mm$ y $l = 45.63 mm$ determinados con las ecuaciones antes mencionadas. Los parámetros relacionados con las líneas de alimentación del resonador: $wfl = 1.54 mm$, $cs = 6.54 mm$ y $g = 0.8 mm$ fueron determinados con ayuda del simulador de onda completa HFSS [26], para tener pérdidas por inserción en las resonancias mayores a 15 dB, cuando ninguna muestra está en el sensor. Esto asegura un razón señal a ruido $SNR_{dB} > 30$, adecuada para la medición de muestras sometidas a prueba.

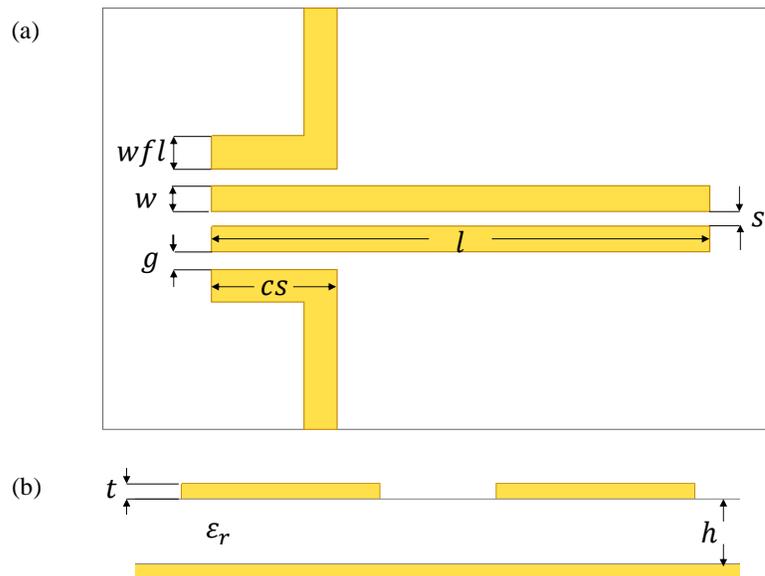


Figura 3.2 Estructura del sensor de anisotropía dieléctrica, se muestra la vista superior (a) y la sección transversal (b).

Es importante mencionar que cuando una SUT sea colocada sobre las líneas del sensor, la permitividad efectiva del resonador es modificada, lo que ocasiona un corrimiento en la frecuencia de resonancia que es proporcional a la constante dieléctrica de la SUT. Además, es importante tener en cuenta que el corrimiento en la frecuencia de resonancia también depende de la profundidad de penetración de las líneas de campo eléctrico en la SUT. Por esta razón, la SUT debería ser colocada sobre el sensor en una región con concentración máxima de campo eléctrico para asegurar que las líneas de campo estarán en contacto con la SUT en la dirección adecuada para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial.

La SUT puede ser colocada sobre la longitud entera del sensor. Sin embargo, con ayuda de un simulador electromagnético es posible identificar

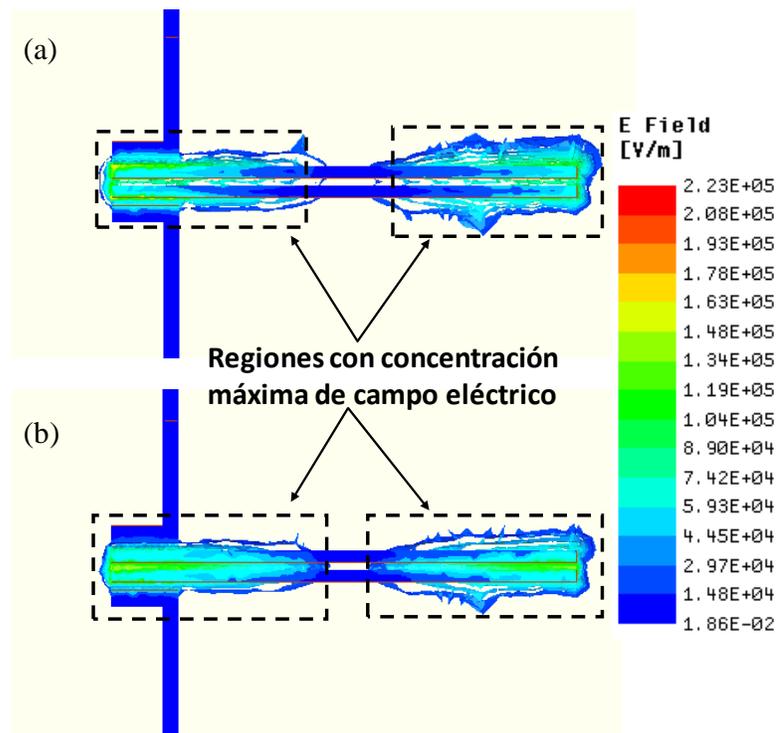


Figura 3.3 Magnitud de campo eléctrico del sensor simulado a la frecuencia de resonancia par (a) e impar (b), donde las regiones de concentración máxima de campo eléctrico indican las zonas ideales para colocar una muestra.

las zonas del resonador donde existe una fuerte concentración de campo eléctrico, y de esta forma estimar las dimensiones y correcto posicionamiento para una SUT. La Figura 3.3 muestra la concentración de campo eléctrico del resonador descargado para cada frecuencia de resonancia, donde es posible identificar dos regiones con concentración máxima de campo eléctrico. Esas regiones se presentan en los extremos del resonador para ambas frecuencias de resonancia. Por lo tanto, al menos tres posibles elecciones para colocación de una SUT existen los cuales son presentados en la Figura 3.4.

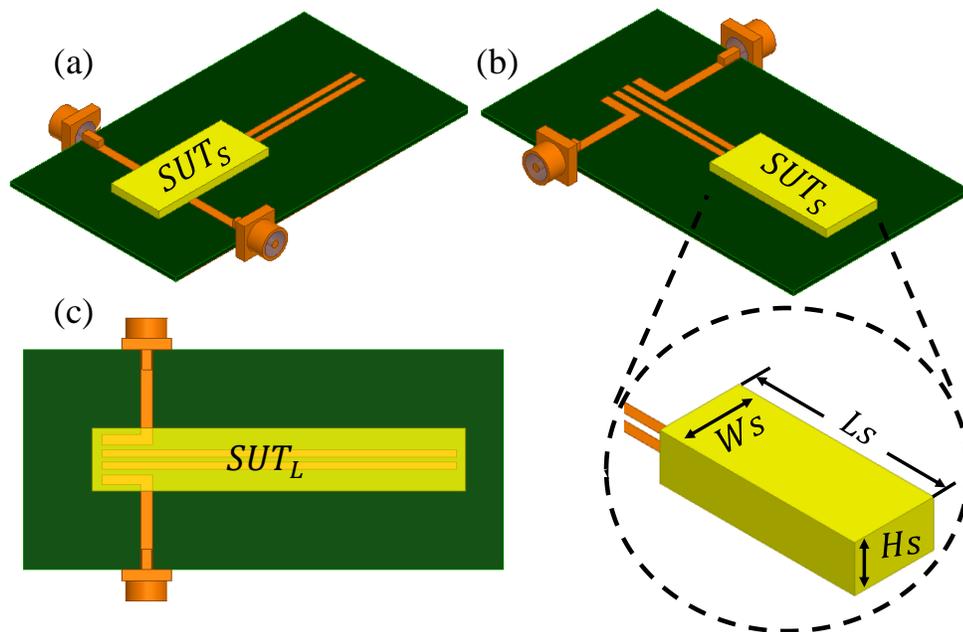


Figura 3.4 Modelo 3D de dos muestras (nombradas SUT_s y SUT_L) colocadas sobre el sensor en las regiones de concentración máxima de campo eléctrico. La más corta (SUT_s) es colocada cerca de las líneas de alimentación (a) y en el extremo opuesto del resonador (b), y la muestra SUT_L es colocada cubriendo ambas regiones al mismo tiempo (c).

3.3 Metodología general para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT.

La metodología para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT colocada sobre el sensor está basada en el algoritmo de *space-mapping*

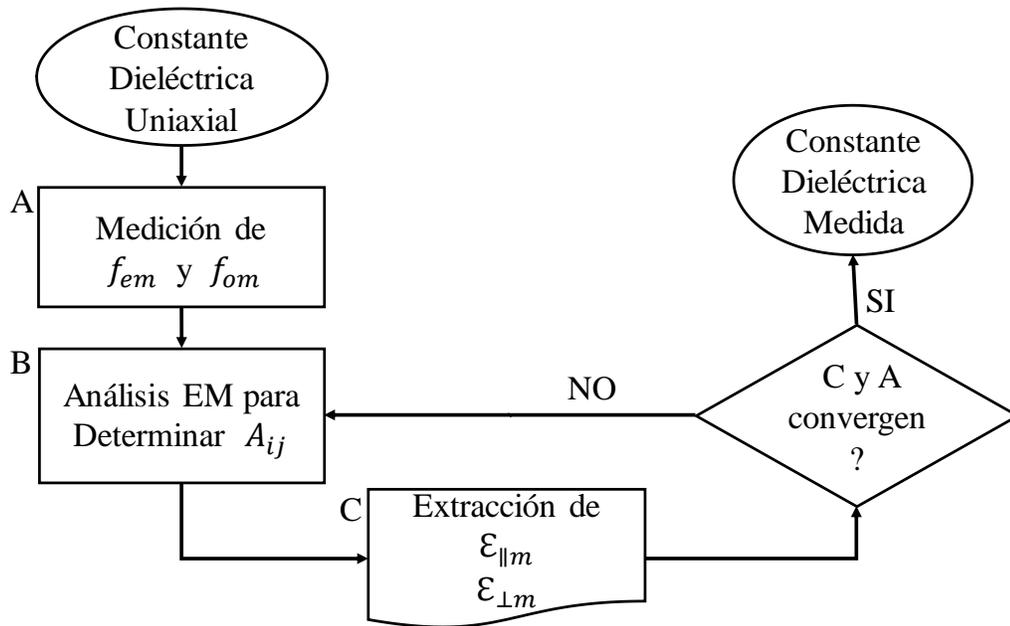


Figura 3.5 Diagrama de flujo del proceso de medición de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT.

presentado en el capítulo anterior. La figura 3.5 muestra el diagrama de flujo de la metodología.

A continuación, se describen cada una de las etapas en el proceso de extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT:

- A. Medición de f_{em} y f_{om} : la metodología comienza con la medición de las frecuencias de resonancia f_{em} y f_{om} del sensor cargado con una SUT. Estas mediciones se realizan mediante un analizador vectorial de redes (VNA), con el cual se miden los parámetros de dispersión del sensor como una red de dos puertos. Es importante mencionar que debido a que el sensor presenta los modos de propagación par e impar, es necesario obtener los parámetros del sensor como una red de un puerto diferencial y como una red de un puerto en modo común como se indica en [30]. Así, del parámetro S11 en modo común y del S11 en modo diferencial, son obtenidos f_{em} y f_{om} , respectivamente.

B. Análisis EM para determinar A_{ij} : Debido a que la metodología de extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT está basado en el algoritmo de space-mapping, las constantes de proporcionalidad A_{ij} de la ecuación (2.37) son determinadas mediante simulaciones lo más realistas y precisas posibles del sensor cargado con una SUT. Las primeras simulaciones incluyen los siguientes casos:

Caso a): simulación del sensor cargado asumiendo una SUT isótropa i.e. $\varepsilon_{\parallel} = \varepsilon_{\perp} = \varepsilon_{ISO}$.

Caso b): simulación del sensor cargado asumiendo $\varepsilon_{\parallel} > \varepsilon_{ISO}$ y $\varepsilon_{\perp} < \varepsilon_{ISO}$ para la SUT.

Las frecuencias de resonancia que resultan de ambos análisis EM son usadas para determinar las constantes de proporcionalidad A_{ij} usando la ecuación (2.37).

C. Extracción de $\varepsilon_{\parallel m}$ y $\varepsilon_{\perp m}$: cuando las constantes de proporcionalidad han sido encontradas, entonces estas son usadas para extraer la constante dieléctrica uniaxial de la medición experimental de las frecuencias de resonancia del sensor cargado mediante la ecuación (2.38).

Finalmente, la constante dieléctrica extraída de la medición es usada en un nuevo análisis EM, con el propósito de verificar que las frecuencias de resonancia de este análisis sean iguales a las frecuencias de resonancia medidas. Cuando la convergencia ocurre, se sabe que la constante dieléctrica uniaxial fue medida correctamente; caso contrario, la constante dieléctrica uniaxial medida es usada para determinar nuevas constantes de proporcionalidad repitiendo el proceso de extracción de la constante dieléctrica uniaxial hasta alcanzar la convergencia.

3.4 Factores de error

Debido a que la metodología propuesta para la medición de la constante dieléctrica uniaxial está basada de simulaciones en conjunto con mediciones, es necesario realizar simulaciones lo más realista y precisas posibles. Por esta razón, es importante identificar los factores de error relacionados con el sensor y método de medición de la constante dieléctrica. Por lo tanto, se presentan los factores de error que fueron estudiados durante el desarrollo de esta investigación. Para una discusión más clara los clasificaremos en cuatro diferentes tipos: Errores debido a: 1) proceso de fabricación, 2) efectos del conductor, 3) condiciones de medición, y 4) SUT. A continuación, se describe cada uno de los factores.

3.4.1 Proceso de fabricación

La técnica usada en la fabricación del sensor fue la de circuito impreso, la que consiste en imprimir una mascarilla sobre el sustrato. Posteriormente se introduce en cloruro férrico, el cual remueve el cobre que no es protegido con la mascarilla. Como resultado, las dimensiones del sensor fabricado suelen ser un tanto diferentes de las de diseño. Las variaciones de las dimensiones

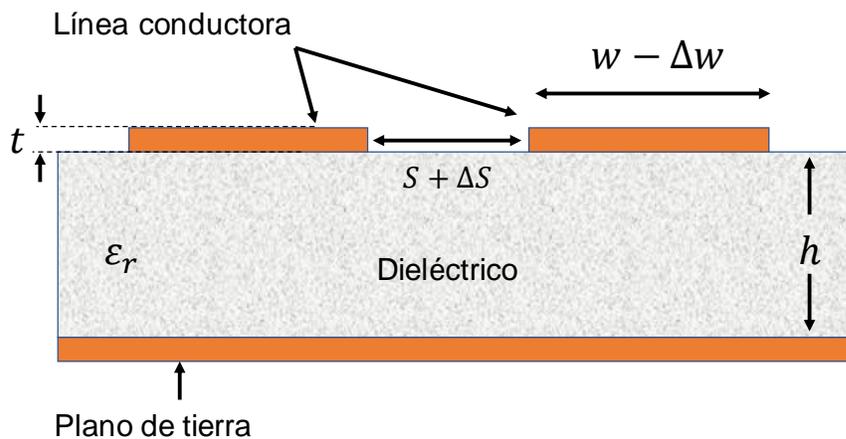


Figura 3.6 Errores de fabricación.

más afectadas en el proceso son los anchos, separaciones y largo de las líneas, los cuales son representados en la Figura 3.6.

Como se muestra en las ecuaciones (2.25) -(2.33), la permitividad efectiva en un resonador de microcinta acoplado está en función de los parámetros W , l , s , h y ϵ_r . Por lo tanto, sino se toma en cuenta el cambio de las dimensiones debido a los errores de fabricación, este se verá reflejado en un error en la medición de la constante dieléctrica.

3.4.2 Efectos del conductor

La mayoría de los sustratos para circuitos planares están fabricados por tres tipos de revestimiento de cobre: *arrollado*, electrodepositado e inversamente tratado. Cada tipo de laminado es tratado por los fabricantes de diferente manera para mejorar y preservar la adhesión a diferentes tipos de sustratos para circuitos [31]. El laminado electrodepositado es el que exhibe un mayor perfil (rugosidad) pero que es hecho para incrementar la adhesión al material dieléctrico, por su parte los laminados de perfil bajo son usados para mejorar o reducir las pérdidas por conductor.

Desde hace tiempo se sabe que la rugosidad del conductor incrementa las pérdidas del conductor a mayor frecuencia [32]. A medida que la profundidad de piel se acerca a la altura de los surcos de la superficie rugosa del conductor, las pérdidas del conductor aumentan. Trabajos más recientes muestran de manera experimental que la rugosidad en líneas de transmisión de microcinta aumentan tanto las perdidas por conductor como la constante de fase, provocando un cambio en la permitividad efectiva de la línea de microcinta [33, 34].

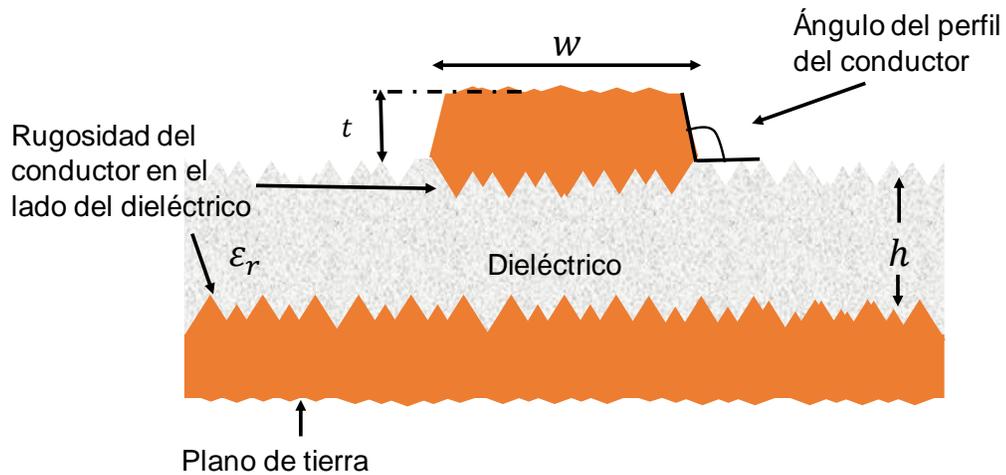


Figura 3.7 Rugosidad en los sustratos.

Por otro lado, cuando se trabaja con resonadores acoplados para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial, el espesor (t) y el ángulo del perfil del conductor afectan directamente a la constante dieléctrica paralela [8]. Es importante mencionar que debido al proceso de fabricación utilizado, el espesor y ángulo del perfil del conductor suelen ser modificados. Por lo tanto, para reducir incertidumbre en la medición de la constante dieléctrica con el sensor propuesto, es importante considerar en el análisis EM los efectos que el conductor tiene en el comportamiento del resonador. La Figura 3.7 muestra la rugosidad, espesor y ángulo del perfil del conductor para una línea de microcinta.

3.4.3 Condiciones de medición

Es importante tener en cuenta, cuando se busca medir la constante dieléctrica, que ésta es dependiente en la temperatura. Desde que los cambios en la temperatura modifican la entropía de un cuerpo, es evidente esperar que en un dieléctrico se vean afectados los mecanismos de polarización y disipación de energía. Por lo tanto, los cambios de temperatura tienen un efecto sobre la permitividad (tanto para la parte real como en la imaginaria) de

un material. Por tal motivo, esto significa un punto importante a considerar en la aplicación de la metodología propuesta, ya que el efecto de la temperatura se vería reflejado tanto en la constante dieléctrica de la muestra bajo prueba, como en el comportamiento del sensor, ya que este es fabricado sobre un material dieléctrico.

Por otro lado, todo equipo de medición tiene un cierto error, como es el caso de los analizadores de redes vectoriales (VNA). Donde es necesario realizar un proceso de calibración para remover los errores agregados por la composición interna del equipo, las guías de onda utilizadas para la medición y conectores, para mas información puede referirse al siguiente trabajo de tesis [35]. Un estudio de como afecta la calibración utilizada en la medición de la constante dieléctrica en resonadores de microcinta ha sido publicado [36], donde se muestra como el número de puntos, ancho de banda de frecuencia intermedia y tipo de barrido utilizado para la medición afectan a la constante dieléctrica extraída de la medición.

Es importante mencionar, que cuando se trabaja con tecnología de microcinta, las ondas electromagnéticas se propagan por un medio no homogéneo, ya que una parte de la onda viaja por el dieléctrico de la estructura y otra parte por el aire. Por lo tanto, las características del aire (presión, composición y humedad, por ejemplo) modificarán la permitividad efectiva de la estructura. Además, es conocido desde hace tiempo que los contaminantes provocados por las impresiones dactilares poseen múltiples propiedades [37], los cuales podrían afectar el comportamiento del resonador.

3.4.4 SUT

Es importante tener en cuenta que colocar una SUT sobre el sensor modificará la permitividad efectiva del mismo. Como resultado las frecuencias de resonancia del sensor sufrirán un corrimiento el cual es proporcional a la constante dieléctrica de la muestra. Además de esto, el corrimiento en

frecuencias también depende del tamaño y posicionamiento de la muestra como se mencionó previamente. Además, cuando se trabaja con tecnología de microcinta para la medición de la constante dieléctrica de muestras planas, se ha encontrado que el espaciamiento de aire entre la muestra y el resonador provoca incertidumbre en la medición [13], [16], [17]. Como se muestra en la Figura 3.8, el espaciamiento de aire es provocado tanto por imperfecciones del conductor como de la muestra. De esta forma dicho espacio de aire provoca una disminución de la capacitancia, disminución que es de tipo aleatorio pues al ser provocado por las imperfecciones, es distinta para cada material a evaluar.

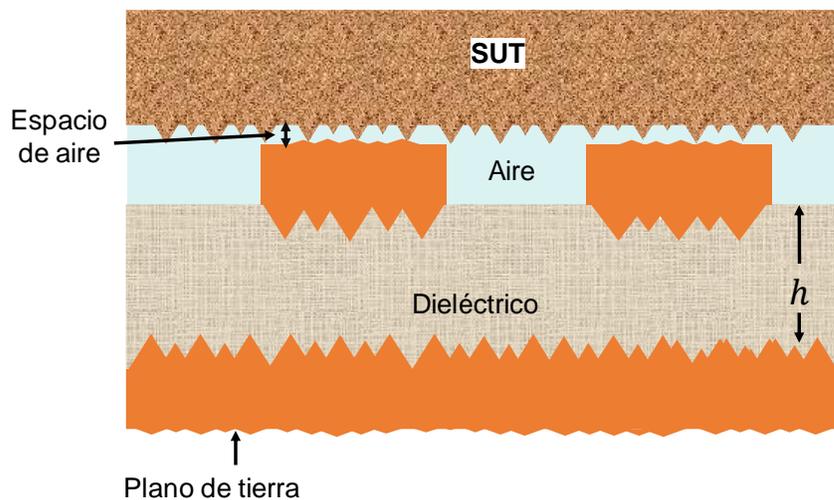


Figura 3.8 Espacio de aire entre SUT y las líneas del sensor.

4 EXPERIMENTOS Y RESULTADOS DE LA TESIS

4.1 Sensor de Anisotropía dieléctrica uniaxial

En esta sección describiremos el sensor de anisotropía dieléctrica y las consideraciones que se tomaron para realizar el modelado de este en el simulador de onda completa [26]. El sensor mostrado en la Figura 4.1 fue fabricado con las dimensiones descritas en el capítulo anterior, conformado por un par de resonadores de media longitud de onda, los cuales son excitados por las líneas de alimentación y que a su vez serán conectados al equipo de medición en los puertos de entra y salida mediante conectores coaxiales SMA de 3.5mm. Sin embargo, como en todo proceso de fabricación hay errores, se fabricaron 9 sensores que después fueron medidos con el perfilómetro [38], esto con la finalidad de cuantificar el error promedio en el proceso de fabricación y poder utilizarlo en el análisis EM. La Figura 4.2 muestra los 9 sensores fabricados y la manera en que se tomaron las mediciones con el perfilómetro, y la Tabla 4.1 resume las dimensiones del sensor post fabricación que se incluyeron en cada análisis EM.

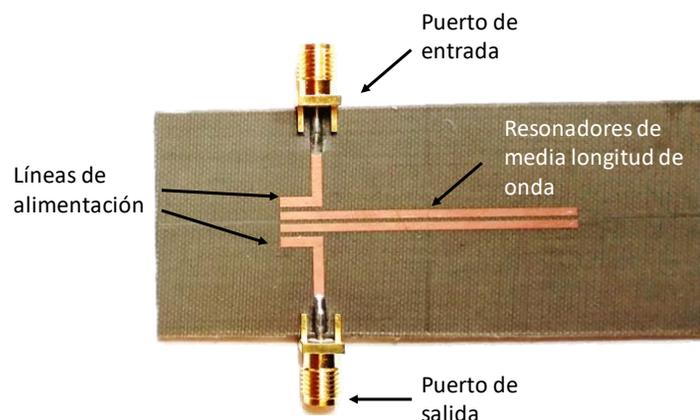


Figura 4.1 Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial fabricado.

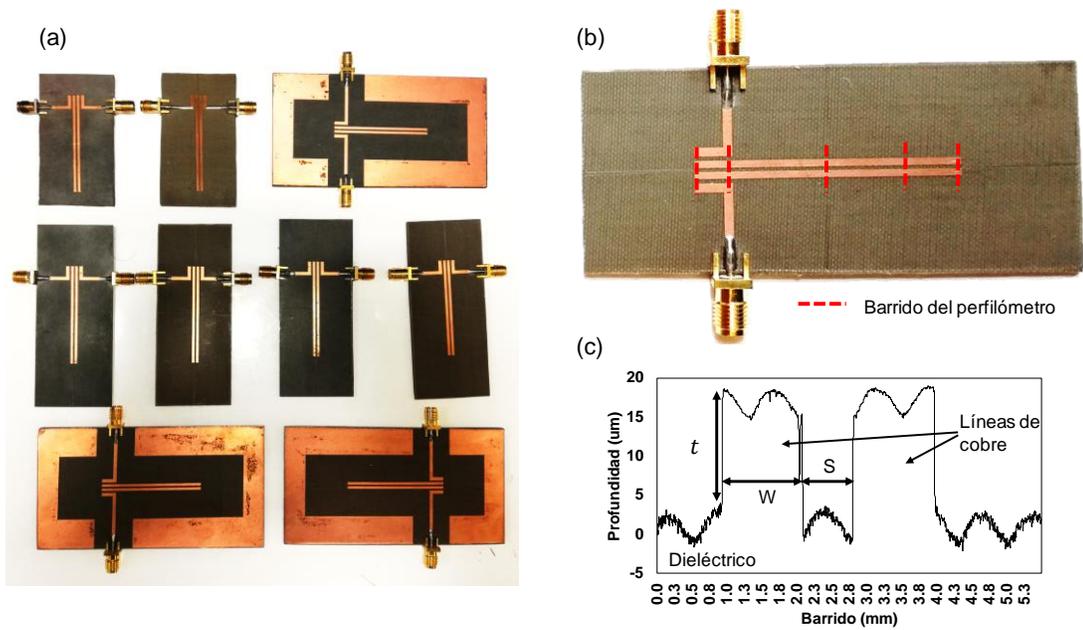


Figura 4.2 En (a) se muestran los 9 sensores fabricados. Cada sensor fue medido con el perfilómetro con 5 barridos sobre las líneas del resonador como se muestra en (b). En (c) se muestra las dimensiones del sensor que pueden ser medidas con el perfilómetro.

Tabla 4.1 Dimensiones de las líneas del sensor post fabricación que se utilizaron en cada análisis EM

Parámetro	Dimensión (mm)
W	1.15
S	0.75
l	45.63
cs	6.54
wfl	1.54
g	0.85

Es importante tener en cuenta que debido a que la metodología toma parte de simulaciones en conjunto con mediciones, es de suma importancia que el modelado y la medición del sensor descargado (cuando ninguna muestra está sobre el sensor) sean lo más confiables posibles, con la finalidad de reducir la

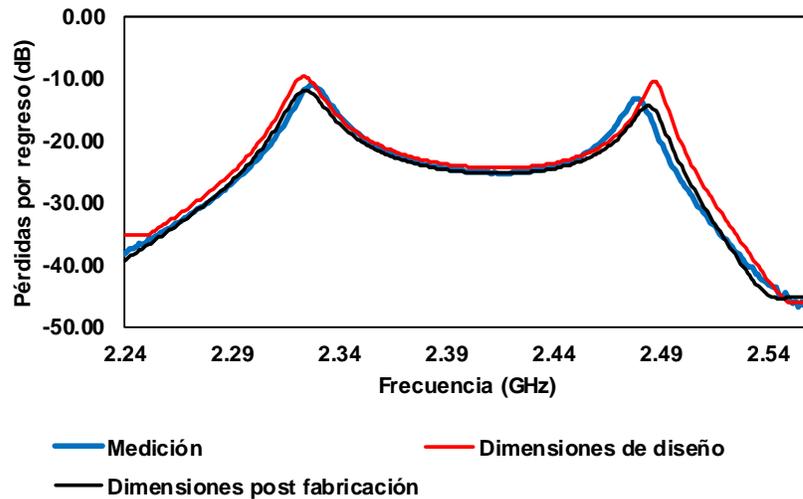


Figura 4.3 Comparación entre resultados de simulación y medición del sensor descargado. Donde la línea de color negro es el resultado de simulación de utilizar las dimensiones mostradas en la Tabla 4.1, la línea roja cuando en simulación se utilizan las dimensiones de diseño y la línea azul la medición realizada con un VNA.

incertidumbre de medición. La Figura 4.3 muestra una comparación entre los resultados de simulación cuando se utilizan las dimensiones post fabricación (línea negra), y las dimensiones de diseño (línea roja), con respecto a la medición del sensor descargado (línea azul). Por lo tanto, cuando las dimensiones post fabricación del sensor son consideradas en simulación se puede modelar mejor el comportamiento del sensor, obteniendo un error menor al 0.12% respecto a la medición. En contraste, considerando las dimensiones de diseño se tiene un error con respecto a la medición menor al 0.2%. Es importante mencionar que se consideró para las simulaciones los parámetros del sustrato dieléctrico de la hoja de datos [28], y rugosidad de la superficie del conductor de [39].

4.2 Medición de la constante dieléctrica uniaxial

Como es descrito en la metodología, para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial es necesario medir mediante un VNA la respuesta del

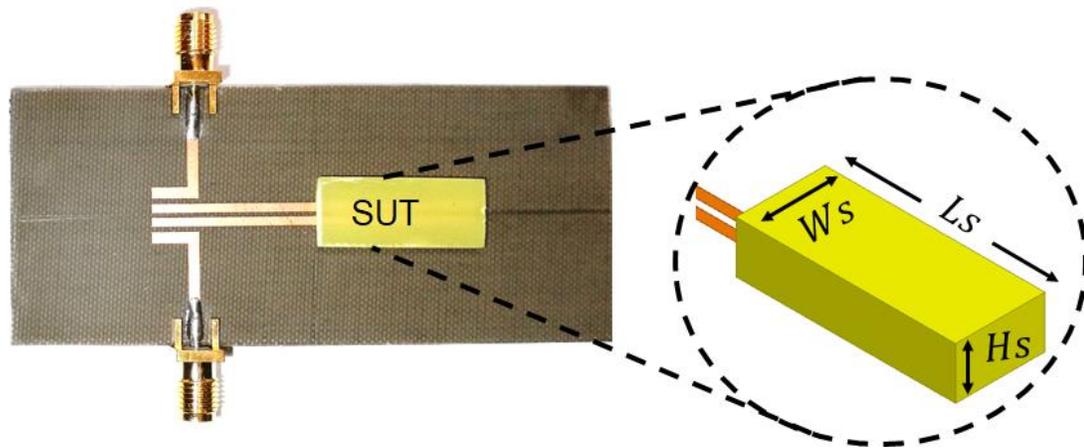


Figura 4.4 Posicionamiento de una SUT para su medición.

sensor cuando está cargado con una SUT, posteriormente con ayuda de un proceso realizado en simulación se extrae la constante dieléctrica de la medición. Por esta razón, para los experimentos y simulaciones se escogió una forma hexaédrica regular para las muestras con un ancho W_s de 1 cm , largo L_s de 2.3 cm , y un espesor de muestra H_s que depende del material bajo prueba. La SUT es colocada sobre el sensor como se muestra en la Figura 4.4.

Las mediciones del sensor cargado con la SUT fueron realizadas con el VNA [40], utilizando la misma calibración para todas las mediciones. Se realizaron 16 mediciones por cada SUT, con la finalidad de utilizar un valor promedio de las mediciones, y de esta forma considerar el error de colocación de la muestra provocado por el operador humano. Las mediciones se realizaron en condiciones de laboratorio con temperatura de 25 °C , las muestras y el sensor fueron manipulados con guantes de látex en todo momento.

Después de aplicar la metodología propuesta en la Figura 3.5, con las consideraciones mencionadas en este capítulo para cada análisis EM y las mediciones, se caracterizaron muestras de los materiales anisótropos

Tabla 4.2 Constante dieléctrica uniaxial extraída de diferentes materiales aplicando el método propuesto en esta tesis

Material	ϵ_r [hoja de datos]	Hs (mm)	ϵ_{\parallel}	ϵ_{\perp}	$\Delta\epsilon_A$ %
Arlon Diclاد 880	2.2 [45]	3.18	2.33	2.17	3.55
RO 4350B	3.48 [46]	0.76	3.88	3.48	5.43
RO 4350B	3.48 [46]	0.17	3.95	3.49	6.18
FR4	4.4 [43]	1.48	4.57	4.19	4.33
RO 3010	10.2 [47]	1.28	11.71	10.11	7.33

comerciales mostrados en la Tabla 4.2. Donde la anisotropía del material es definida por: $\Delta\epsilon_A = 100 * (\epsilon_{\parallel} - \epsilon_{\perp}) / (\epsilon_{\perp} + \epsilon_{\parallel})$.

La Tabla 4.2 presenta los resultados de la caracterización de las muestras de diferentes sustratos dieléctricos anisótropos comerciales que han sido estudiados en trabajos previos [6], [7], [8] y [41]. Donde se presentan la constante dieléctrica relativa (ϵ_r) que es proporcionada por la hoja de datos de cada material, el espesor de la muestra (Hs) que es determinado por el espesor del sustrato donde se extrajo la SUT, la constante dieléctrica paralela (ϵ_{\parallel}) y perpendicular (ϵ_{\perp}) en la SUT y la anisotropía del material expresada en porcentaje ($\Delta\epsilon_A$).

Es importante hacer notar que el valor de constante dieléctrica proporcionado por los fabricantes (ϵ_r), es cercano al valor de constante dieléctrica perpendicular en el material. Esto puede explicarse fácilmente, cuando tomamos en cuenta que los métodos utilizados para medir ϵ_r , son basados en métodos de circuitos resonantes en tecnología de cinta o microcinta, como el de [10], donde las líneas de campo eléctrico son predominantes en dirección perpendicular en el dieléctrico. Por otro lado, podemos clasificar los materiales caracterizados en base a la anisotropía del material como en [42]; casi isótropos ($\Delta\epsilon_A < 1 - 1.5\%$), anisotropía media ($\Delta\epsilon_A \sim 2.5 - 6\%$), y con anisotropía relativamente grande ($\Delta\epsilon_A > 7.5 - 10\%$). De

este modo, con el método propuesto se encontró que las muestras examinadas de los materiales Arlon Diclاد 880 ($\Delta\varepsilon_A = 3.55\%$), RO 4350B ($\Delta\varepsilon_A \sim 6\%$) y FR4 ($\Delta\varepsilon_A = 4.33\%$) exhiben anisotropía media, y por su parte el material RO 3010 ($\Delta\varepsilon_A = 7.33$) anisotropía relativamente grande.

4.2.1 Comparación de resultados con trabajos previos

Los materiales dieléctricos caracterizados en este trabajo de tesis han sido estudiados en trabajos previos, con dos métodos distintos. El primer método es el método de los dos resonadores [5], y el segundo, el método del resonador RA [6], [7], [8]. La Tabla 4.3 muestra los resultados publicados en [41] mediante el método de los dos resonadores, y la Tabla 4.4 los resultados publicados utilizando el método del resonador RA. Resulta muy interesante notar que los resultados obtenidos con el método propuesto en este trabajo de tesis son cercanos a los reportados en [41], con el método de los dos resonadores, a pesar del hecho de que nuestro trabajo está basado en el algoritmo de *space-mapping* al igual que el método del resonador RA. La hipótesis de esto se plantea en [6], donde los autores explican que las imperfecciones del conductor del resonador RA, hace que más líneas de campo se empujen de manera superficial en el sustrato, provocando que cuando se analizan materiales no homogéneos, que están basados en tejido embebido en resina, las líneas de campo se propaguen predominantemente en la resina, causando

Tabla 4.3 Constante dieléctrica uniaxial de diferentes materiales obtenidas con el método de los dos resonadores [41].

Material	h (mm)	ε_{\parallel}	ε_{\perp}	$\Delta\varepsilon_A$ %
Arlon Diclاد 880	0.254	2.32	2.15	3.8
RO 4350B	-	-	-	-
Isola FR4	0.245	4.38	3.94	5.28
RO 3010	0.645	11.74	10.13	7.35

Tabla 4.4 Constante dieléctrica uniaxial de diferentes materiales obtenidas con el método del resonador RA [6], [7], [8].

Material	h (mm)	ϵ_{\parallel}	ϵ_{\perp}	$\Delta\epsilon_A$ %
Arlon Diclad 880	-	-	-	-
RO 4350B	0.76	3.40	3.62	-3.13
Isola FR4	1.48	3.93	4.06	-1.62
RO 3010	1.24	11.95	11	4.13

que $\epsilon_{\perp} > \epsilon_{\parallel}$, como es el caso de los materiales RO4350B y FR4 de la Tabla 4.4. Dicho resultado lo contrastan analizando el material RO 3010 de composición homogénea, el cual muestra la misma tendencia ($\epsilon_{\parallel} < \epsilon_{\perp}$) que con el método de prueba basado en los dos resonadores.

El sensor propuesto en este trabajo muestra una clara ventaja respecto al resonador RA, ya que en ambos se podría propagar líneas de campo de manera superficial en el sustrato, como menciona Rautio en [6]. Sin embargo, como el sensor de anisotropía dieléctrica está diseñado sobre un sustrato confiablemente isótropo, esto no provoca un cambio en el comportamiento del sensor. Así, las líneas de campo que son radiadas a una SUT colocada sobre el sensor entran en este de una manera mas uniforme, provocando la misma tendencia si se analiza una SUT homogénea o no homogénea, como se muestra en la Tabla 4.2.

4.3 Validación experimental en FR4

El material FR4 es ampliamente utilizado para el diseño de circuitos, debido a que este material proporciona gran estabilidad mecánica y además es de bajo costo, ideal para múltiples aplicaciones para PCB. Por esta razón fue elegido entre los materiales caracterizados con el método propuesto, para realizar una validación experimental de la constante dieléctrica uniaxial medida. La validación consta del diseño y fabricación de una antena de parche

en microcinta (MPA) y un resonador acoplado en microcinta (MCR). Posteriormente, se realiza una comparación entre la medición y simulación para ambos circuitos, donde en simulación se considere la anisotropía medida en este trabajo.

Para una comparación más ilustrativa, también se considera en simulación la ϵ_r proporcionada por la hoja de datos [43] y los resultados obtenidos aplicando el método de [6]. De esta forma se busca mostrar la importancia que tiene en el modelado y diseño de circuitos considerar la anisotropía del material.

Es importante mencionar que consideramos necesario replicar el método del resonador RA, teniendo en cuenta que existen muchos estilos de tejido de fibra de vidrio, porcentaje de resina y pre-preg que suelen cambiar entre fabricantes. Como puede ser intuido, esto provoca que la anisotropía del FR4 cambie de un fabricante a otro [44]. Por este motivo, a continuación, se presentan los resultados obtenidos con el método del resonador RA. Posteriormente se muestran los resultados de la validación experimental.

4.3.1 Resultados de aplicación del método del resonador RA

Debido a que el método del resonador RA está basado en pruebas destructivas, fue necesario fabricar un resonador en el sustrato de FR4 para

Tabla 4.5 Constante dieléctrica uniaxial de FR4 medida con el método del resonador RA y con el método propuesto en esta tesis

Método	h (mm)	ϵ_{\parallel}	ϵ_{\perp}	$\Delta\epsilon_A$ %
Resonador RA	1.48	4.538	4.159	4.35
Sensor de anisotropía dieléctrica [método propuesto]	1.48	4.57	4.19	4.33

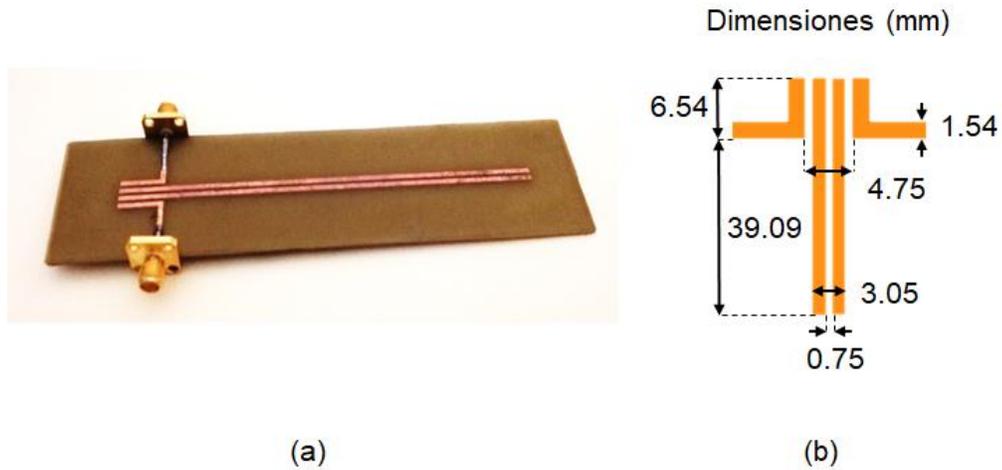


Figura 4.5 Resonador acoplado fabricado en FR4 (a), y las dimensiones post fabricación medidas con el perfilómetro.

extraer la constante dieléctrica uniaxial. La Figura 4.5 muestra el resonador RA fabricado y las dimensiones post fabricación, y la Tabla 4.5 muestra la comparación de los resultados obtenidos con el método del resonador RA y el método propuesto en esta tesis.

Después de analizar el FR4 con el método del resonador RA, los resultados muestran una gran similitud con los resultados obtenidos con el sensor de anisotropía dieléctrica, obteniéndose una diferencia menor al 0.8% entre ambos métodos, lo que confirma la confiabilidad de las mediciones de la anisotropía dieléctrica con el método propuesto en esta tesis.

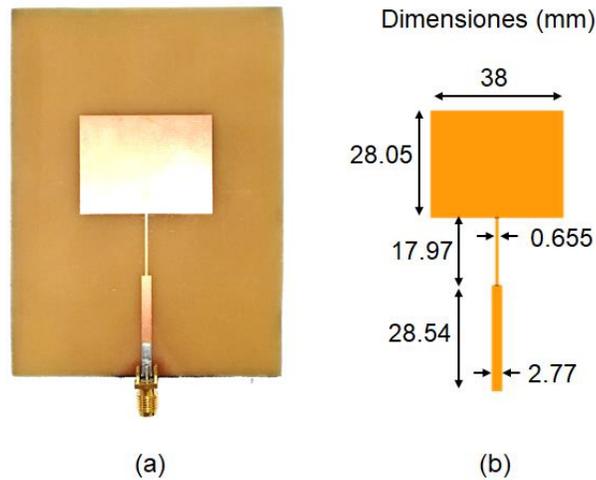


Figura 4.6 Antena de parche fabricada en FR4 (a), y las dimensiones post fabricación medidas con el perfilómetro.

4.3.2 Comparación entre simulación y medición de una antena de parche y un resonador acoplado

La segunda parte de esta validación experimental constan de la comparación de mediciones y simulaciones de dos circuitos que operan en el rango de las microondas, el primero de ellos es el resonador acoplado que se utilizó para la aplicación del método de [6] (Figura 4.5). El segundo circuito es una antena de parche (MPA), la cual es mostrada en la Figura 4.6. Los

Tabla 4.6 Comparación entre las diferentes precisiones obtenidas de las simulaciones mostradas en la Figura 4.7

Caso	Antena		Resonador acoplado			
	f_r	$E_f\%$	f_e	$E_f\%$	f_o	$E_f\%$
Este trabajo	2.468	0.53	1.753	0.17	1.938	0.2
Usando [6]	2.478	0.93	1.757	0.06	1.94	0.1
Isótropo	2.418	1.5	1.733	1.31	1.932	0.5
Medición	2.455	0	1.756	0	1.942	0

resultados de dicha comparación son mostrados en la Figura 4.7, donde la línea punteada muestra los resultados de medición, la línea verde, roja y azul muestran los resultados de simulación cuando se considera para el sustrato una constante dieléctrica isotrópica, la anisotropía dieléctrica obtenida con el resonador RA, y la anisotropía dieléctrica medida con el método propuesto en esta tesis, respectivamente. Para ambos circuitos es evidente que considerar

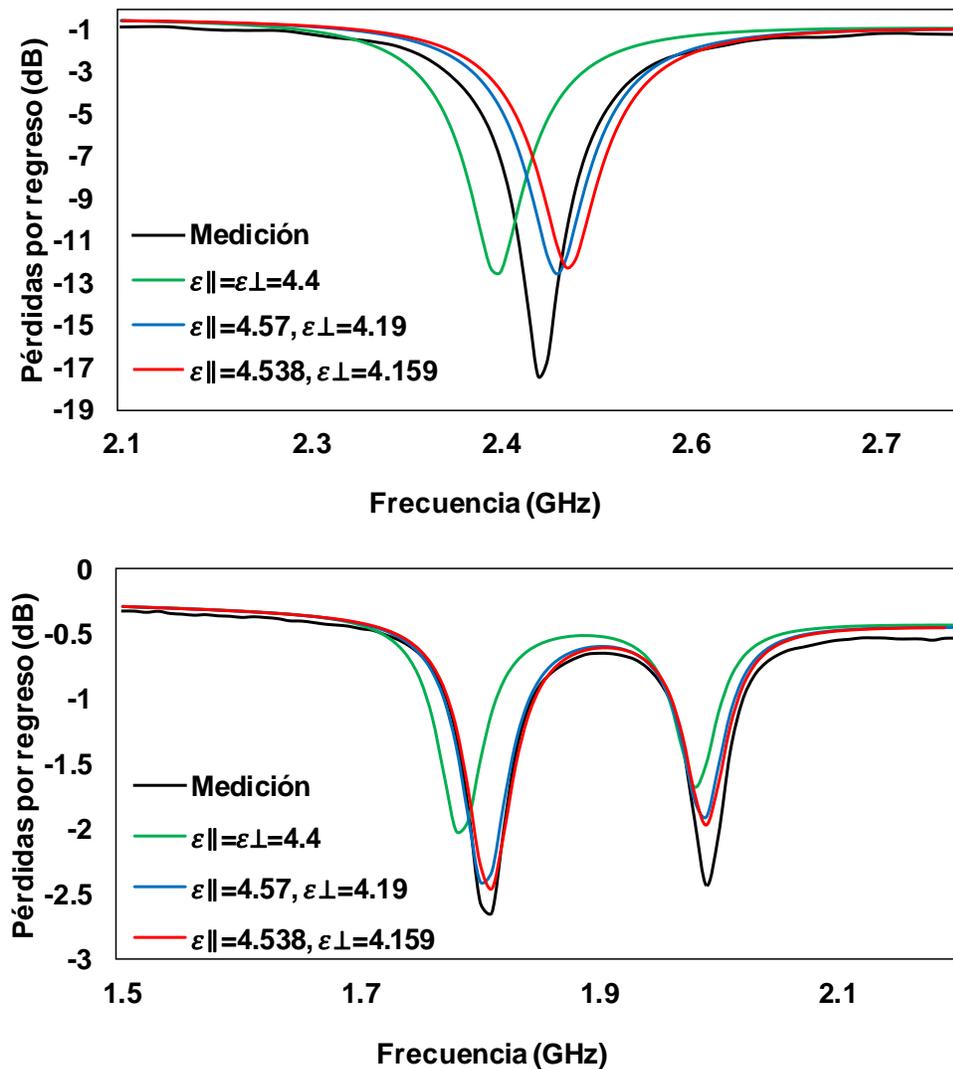


Figura 4.7 Pérdidas por regreso de una antena de parche (parte superior) y un resonador acoplado (parte inferior), ambos en FR4. Donde la línea punteada es la medición, las líneas verde, azul y roja, son las perdidas por regreso cuando se considera en simulación para el sustrato dieléctrico la constante dieléctrica isotrópica de la hoja de datos, la anisotropía medida con el método propuesto, y la anisotropía medida usando el método de [6], respectivamente.

la anisotropía dieléctrica representa una ventaja para el modelado de circuitos que operan en el rango de las microondas. La Tabla 4.6 presenta un resumen de las precisiones que cada simulación de la Figura 4.7 tiene respecto a la medición. De aquí es visto que para la MPA el error obtenido con el método propuesto es 0.53%, si se usa la anisotropía encontrada con [6] es 0.93% y con el caso isótropo 1.5%. Para el MCR, el error obtenido con nuestro método es 0.17%, usando [6] es 0.06% y con el valor isótropo es 1.31%.

La precisión de nuestro método es mejor para el MCR que para la MPA, lo cual es explicado debido a que las líneas de campo eléctrico en el sustrato de la antena son predominantes en la dirección perpendicular (ondas guiadas), por lo tanto, es esperado que la ϵ_{\perp} esté más relacionada con la frecuencia de resonancia de la antena. Además, ϵ_{\parallel} está más relacionado con las ondas superficiales y de fuga, que son las ondas que viajan en dirección paralela al sustrato de la antena, por lo que se espera que ϵ_{\parallel} tenga más efecto en el ancho de banda de la antena. Es importante mencionar que cuando no se toma en cuenta la anisotropía de sustrato, la frecuencia de resonancia obtenida en simulación está fuera del ancho de banda medido, teniendo como resultado un mal modelado de la respuesta de la antena. Por otro lado, el MCR presenta una mejoría más evidente cuando es tomada en cuenta en simulación la anisotropía del dieléctrico, porque los modos de propagación par e impar excitan ondas electromagnéticas que se propagan en dirección paralela y perpendicular en el dieléctrico.

5 CONCLUSIONES

1. Un nuevo enfoque en la medición de la constante dieléctrica uniaxial ha sido probada satisfactoriamente. El método está basado en un sensor de tecnología de microcinta, formado por resonadores acoplados, los cuales tienen los modos de propagación par e impar.
2. Los modos de propagación presentes en el sensor tienen las configuraciones de campo eléctrico adecuadas para determinar las constantes dieléctricas en dirección paralela y perpendicular en una muestra colocada sobre el sensor.
3. Con este sensor, es posible extraer la constante dieléctrica anisótropa de la SUT sin la necesidad de imprimir un resonador en la SUT.
4. El método propuesto es rápido y de bajo costo, desde que un solo sensor permite caracterizar múltiples muestras.
5. La técnica fue satisfactoriamente demostrada con la medición de la constante dieléctrica uniaxial de diferentes muestras de materiales dieléctricos comerciales.
6. Se realizó una validación experimental en FR4 aplicando la metodología del resonador RA. Teniendo como resultado una diferencia menor al 0.8% en el valor de las constantes dieléctricas extraídas con el método propuesto en esta tesis.
7. Los resultados de la caracterización del FR4 son usados para comparar simulaciones y experimentos de un par de circuitos que

operan en el rango de las microondas con un error de la frecuencia de resonancia menor al 0.6% para ambos circuitos.

REFERENCIAS

- [1] U. Fritsch and I. Wolff, "Characterization of anisotropic material for Microwave application," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1131-1134, 1992.
- [2] G. Romo, C. Nwachukwu, R. Torres, S.-W. Baek and M. Schauer, "Stack-up and routing optimization by understanding micro-scale PCB effects," *Proc. DesingCon*, pp. 758-782, Feb. 2011.
- [3] Roelvink and Travelsi, "Planar Transmission-line Permittivity Sensor and Calibration Method for the Characterization of liquids, powders and semisolid materials". US Patent 10139468, 27 Nov. 2018.
- [4] L. Chen, C. K. Ong and B. T. G. Tan, "Cavity Perturbation Technique for the Measurement of Permittivity Tensor of Uniaxially Anisotropic Dielectrics," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 6, pp. 1023-1030, 1999.
- [5] P. I. Dankov, "Two-Resonator Method for Measurement of Dielectric Anisotropy in Multilayer Samples," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1534-1544, 2006.
- [6] J. C. Rautio and S. Arvas, "Measurement of Planar Substrate Uniaxial Anisotropy," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 10, pp. 2456-2463, October 2009.
- [7] J. C. Rautio, "Measurement of uniaxial anisotropy in Rogers RO3010 substrate material," in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009.
- [8] J. C. Rautio, R. L. Carlson, B. J. Rautio and S. Arvas, "Shielded DualMode Microstrip Resonator Measurement of Uniaxial Anisotropy," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 3, pp. 748-754, 2011.
- [9] S. J. Normyle, *ASTM D3380-85 Standard Test Method for Permittivity, section 10*, Annual Book of Standards ed., vol. 10.02, West Conshohocken, PA: ASTM, 1995.

- [10] IPC, "IPC TM-650 2.5.5.5, Test Method Manual: Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent at X-Band," Mar. 1998. [Online]. Available: <http://www.ipc.org/html/fsstandard.htm>.
- [11] P. A. Bernard and J. M. Gaubray, "Measurement of Dielectric Constant Using a Microstrip Ring Resonator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 3, pp. 592-595, March 1991.
- [12] A. A. Abduljabar, D. J. Rowe, A. Porch and D. A. Barrow, "Novel Microwave Microfluidic Sensor Using a Microstrip Split-Ring Resonator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 3, pp. 679-688, March 2014.
- [13] O. Siddiqui, R. Ramzan, M. Amin and O. M. Ramahi, "A Non-Invasive Phase Sensor for Permittivity and Moisture Estimation Based on Anomalous Dispersion," *Scientific Reports*, vol. 6, 27 June 2016.
- [14] N. Jankovic and V. Radonic, "A Microwave Microfluidic Sensor Based on a Dual-Mode Resonator for Dual-Sensing Applications," *Sensors*, vol. 17, 2017.
- [15] M. H. Zarifi, S. Deif, M. Abdolrazzagli, B. Chen, D. Ramsawak, M. Amyotte, N. Vahabisani, Z. Hashisho, W. Chen and M. Daneshmand, "A Microwave Ring Resonator Sensor for Early Detection of Breaches in Pipeline Coatings," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1626-1635, February 2018.
- [16] P.-K. Chan, T.-C. Chang, K.-W. Chen and C.-L. Yang, "Soft Wearable Sensors for Precise Physiological Signals Measurements Based on the Fabric-Substrate Complementary Split-Ring Resonator," in *IEEE/MTT-S International Microwave Biomedical Conference*, Philadelphia, PA, 2018.
- [17] T.-C. Chang, P.-K. Chan, C.-H. Chen, K.-W. Chen and C.-L. Yang, "Fingertip Pulse Signal Enhanced by Using Intermodulation Multiplication of Active High-Sensitivity Split-Ring Resonator," in *IEEE International Microwave Symposium*, 2018.
- [18] A. Shivola, *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*, London, United Kingdom: IET, 2008.
- [19] C. Kittel, *Introduction to Solid State Physics*, USA: Wiley, 2005.

- [20] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan y V. K. Varadan., *Microwave Electronics: Measurement and Material Characterization*, Chichester, West Sussex, England: Wiley, 2004.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: Wiley, 2012.
- [22] J.-S. Hong y M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/microwave Applications*, New York: Wiley, 2001.
- [23] S. H. Hall and H. L. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Desings*, Hoboken, New Jersey: Wiley, 2009.
- [24] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 1, pp. 83-90, Jan 1984.
- [25] S. Koziel, Q. S. Cheng and J. W. Bandler, "Space Mapping," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 105-122, 2008.
- [26] ANSYS, *ANSYS Electromagnetic Suite, ver.18*, Pittsburgh, PA, 2016.
- [27] Q. S. Cheng, J. W. Bandler and S. Koziel, "Combining Coarse and Fine Models for Optimal Design," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 79-88, February 2008.
- [28] Rogers Corporation, *RT/duroid 5870/5880 High frequency laminates, Datasheet*, Rogers, CT, 2018.
- [29] Rogers Corporation, "The Advantage of Nearly Isotropic Dielectric Constant for RT/duroid 5870-5880 Glass Microfi ber-PTFE Composite," 2015. [Online].
- [30] A. Arbelaez-Nieto, E. Cruz-Perez, J. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez y H. Lobato-Morales, «The Perfect Balance-A Design Procedure for Balanced Bandpass Filters [Application Notes],» *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, nº 10, pp. 54-65, 2015.
- [31] I. Allen F. Horn, P. A. LaFrance, J. W. Reynolds and J. Coonrod, "https://www.rogerscorp.cn/documents/2441/acm/articles/The-Influence-of-Test-Method-Conductor-Profile-and-Substrate-Anisotropy-on-the-Permittivity-Values-Required-for-Accurate-

Modeling-of-High-Frequency-Planar-Circuits.pdf," September 2012. [Online]. [Accessed junio 2019].

- [32] S. P. Morgan, «Effect of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies,» *J. Applied Physics*, vol. 20, p. 352, 1949.
- [33] A. F. H. III, J. W. Reynolds and J. C. Rautio, "Conductor Profile Effects on the Propagation Constant of Microstrip Transmission Lines," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, 2010.
- [34] I. A. F. Horn, P. A. LaFrance, J. W. Reynolds and J. C. Rautio, "Effect of conductor profile on the insertion loss, phase constant, and dispersion in thin high frequency transmission lines," in *DesignCon 2010 Proceedings*, Santa Clara, CA, 2010.
- [35] A. Acosta, «Simetría en calibraciones de Analizadores Vectoriales de Redes, M.S. thesis,» INAOE, Puebla, Mexico, 2019.
- [36] B. J. Rautio, M. E. Sabbagh y J. C. Rautio, «Detailed error analysis and automation of the RA Resonator technique for measurement of uniaxial anisotropic permittivity,» de *78th ARFTG Microwave Measurement Conference*, Tempe, AZ, 2011.
- [37] G. L. Thomas y T. E. Reynolds, «Some observations on fingerprint deposits,» *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 8, nº 6, pp. 724-729, 1975.
- [38] Bruker Corporation, *B516 Rev B2 (DektakXT)*, Tucson, AZ, USA, 2014.
- [39] Rogers Corporation, *Advanced Connectivity Solutions, Product Selector Guide*, Chandler, Arizona: Rogers , 2018.
- [40] Keysight Technologies, *FieldFox Handheld Analyzer, Datasheet*, USA: Keysight Technologies, 2019.
- [41] P. I. Dankov, Dielectric Anisotropy of Modern Microwave Substrates, Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications, I. Minin, Ed., InTech, 2010.
- [42] P. I. Dankov, «Uniaxial Anisotropy Estimation of the Modern Artificial Dielectric for Antenna Applications,» de *IEEE MTT-S International*

Microwave Workshop Series on Advanced and Processes, Pavia, Italy, 2017.

- [43] Ventec Electronics, *VT-441 Laminate/Prepreg*, 2016, 2016.
- [44] B. Zhao, Z. Chen y D. Becker, «Impacts of Anisotropic Permittivity on PCB Trace and Via Modeling,» de *IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, San Jose, CA, 2018.
- [45] Diclاد, «<http://www.rogerscorp.com/acs/products/88/DiClad-870-880-Laminates.aspx>,» [En línea].
- [46] Rogers Corporation, *High Frequency Circuit Materials, RO 4000 Series, Data sheet*, Chandler, AZ: Rogers, 2018.
- [47] Rogers Corporation, *RO3000® Series Circuit Materials, High Frequency Laminates, Data Sheet*, Chandler, AZ: Rogers Corporation, 2018.