



INAOE

**Caracterización Dieléctrica de Sustratos Anisótropos
Impresos en 3D para Aplicaciones en el Rango de las
Microondas**

por

Héctor Noel Morales Lovera

M.C., INAOE

Tesis sometida como requisito parcial

para obtener el grado de

**DOCTOR EN CIENCIAS EN LA
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

por el

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

Febrero 2024

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. José Luis Olvera Cervantes

Investigador titular del INAOE

Co-supervisada por:

Dr. Alonso Corona Chávez

Investigador titular del INAOE

©INAOE 2024

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 técnicas de fabricación aditiva han experimentado un gran auge en las aplicaciones de electrónica de RF y microondas. En conjunto con el diseño asistido por computadora, la manufactura aditiva permite la impresión rápida, precisa y automática de objetos 3D con diversas características y prácticamente cualquier geometría. Por esta razón, los diseñadores han implementado esta técnica de fabricación para ajustar a la medida las características eléctricas de los sustratos dieléctricos mediante la mezcla de materiales en la estructura interna de dichos sustratos.

La modificación de la densidad de depósito es un ejemplo de cómo es posible ajustar la permitividad eléctrica de los materiales impresos. Consiste en la inclusión de espacios de aire dentro del sustrato durante el depósito de material (impresión), mediante un arreglo periódico de diferentes formas geométricas. Como consecuencia, se obtiene una permitividad eléctrica que depende de la proporción de material depositado y espacios de aire incluidos. También, dicho arreglo periódico entre material impreso y aire dejado en la estructura interna del sustrato provoca una permitividad anisótropa que depende de las formas geométricas, dimensiones, orientación y material utilizado para la impresión.

En este trabajo se presenta la caracterización dieléctrica anisótropa de muestras impresas del material ácido Poliláctico (PLA) dentro de la banda ISM de 2.45 GHz. Se estudia el impacto que se tiene en la anisotropía eléctrica inducida en un objeto impreso cuando se utilizan diferentes arreglos periódicos y densidades de depósito. Además, se incluye el estudio, diseño e implementación de sustratos dieléctricos impresos con el fin de mejorar el rendimiento de los circuitos de microondas. El uso del material PLA se destaca como material bajo prueba en esta tesis por su biodegradabilidad y sostenibilidad, al ser derivado de recursos renovables como el maíz. Además de su baja temperatura de fusión, estabilidad mecánica durante el proceso de impresión. Estas características no solo respaldan la preservación del medio ambiente, sino que también son relevante en aplicaciones que buscan un enfoque sostenible, manteniendo una alta precisión de impresión.

Summary

Currently, additive manufacturing techniques have gained significant prominence in RF and microwave electronics applications. When combined with computer-aided design, additive manufacturing enables the rapid, precise, and automated 3D printing of objects with various characteristics and nearly any geometry. For this reason, designers have employed this manufacturing technique to tailor the electrical properties of dielectric substrates by incorporating different materials into the internal structure of these substrates.

One example of modifying the deposition density is the adjustment of the electrical permittivity of printed materials. This adjustment involves introducing air gaps within the substrate during material deposition (printing) through a periodic arrangement of various geometric shapes. Consequently, the electrical permittivity depends on the ratio of deposited material to included air spaces. Moreover, the periodic arrangement of printed material and air within the internal structure of the substrate results in anisotropic permittivity, which is influenced by geometric shapes, dimensions, orientation, and the material used for printing.

This work presents the anisotropic dielectric characterization of printed samples of Polylactic Acid (PLA) material within the 2.45 GHz ISM band. It examines the impact on induced electrical anisotropy in a printed object when different periodic arrangements and deposition densities are utilized. Additionally, the study, design, and implementation of dielectric substrates are included with the aim of enhancing the performance of microwave circuits. The use of PLA material stands out as the tested material in this thesis due to its biodegradability and sustainability, derived from renewable resources such as corn. In addition to its low melting temperature, it exhibits mechanical stability during the printing process. These features not only support environmental preservation but are also relevant in applications seeking a sustainable approach while maintaining high printing precision.

Contenido

.....	1
1. Introducción	7
1.1. Introducción general	7
1.2. Antecedentes	8
1.3. Justificación	11
1.4. Problemática	12
1.5. Objetivos y metas.....	14
1.5.1. Objetivo general.....	14
1.5.2. Objetivos específicos.....	14
2. Marco teórico.....	15
2.1. Material dieléctrico	15
2.1.1. Definición	15
2.1.2. Ecuaciones de campo.....	16
2.1.3. Constante dieléctrica y polarizabilidad	17
2.1.4. Anisotropía en dieléctricos.....	18
2.2. Microcinta	19
2.2.1. Permitividad efectiva e impedancia característica	21
2.2.2. Líneas de microcinta acopladas	23
2.2.3. Resonadores de microcinta.....	26
2.2.3.1. Teoría general.	27
2.2.3.2. Resonadores de microcinta de terminación simple.....	28
2.2.3.3. Resonadores de microcinta acoplados	29
2.2.4. Excitación de resonadores	30
2.2.4.1. Coeficiente de acoplamiento	30
2.2.4.2. Acoplamiento por proximidad.	31
2.3. Métodos de caracterización de dieléctricos anisótropos	32
2.3.1. Métodos no resonantes	33
2.3.2. Métodos resonantes	33
3. Manufactura aditiva.....	35
3.1. Manufactura aditiva y la electrónica de RF.....	35
3.2. Modelado por depósito fundido (FDM).....	37
3.2.1. Densidad de impresión.....	39

3.2.2.	Patrón de impresión.....	40
3.2.3.	Impacto de la modificación de la densidad de depósito en la permitividad de materiales impresos.	41
4.	Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial	43
4.1.	Introducción	43
4.2.	Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial usando resonadores acoplados	44
4.3.	Técnica de optimización de diseño y modelado: <i>Space-Mapping</i>	45
4.3.1.	Algoritmo para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de un resonador de microcinta acoplado.....	46
4.4.	Metodología general para la extracción de la constante dieléctrica uniaxial de una SUT ...	49
4.5.	Factores de error.....	50
5.	Descripción de la caracterización de sustratos dieléctricos impresos en 3D basados en ácido poliláctico con sensor de anisotropía dieléctrica.....	56
5.1.	Introducción.....	56
5.2.	Impresora 3D, software y parámetros de impresión utilizados.....	57
5.3.	Preparación de muestras.....	58
5.4.	Configuración del análisis electromagnético y experimentos.....	59
5.5.	Resultados de la caracterización dieléctrica de los sustratos impresos en 3D.....	61
5.6.	Conclusiones.....	64
6.	Descripción de nuevo sensor fabricado sobre sustrato impreso en 3D y método para la medición de la permitividad compleja uniaxial mediante técnicas de perturbación de la resonancia	65
6.1.	Introducción	65
6.2.	Diseño del sensor	66
6.3.	Metodología de medición	68
6.4.	Resultados de la comprobación experimental.....	71
6.5.	Factores de error.....	75
6.5.1.	Consideraciones para obtener ecuaciones de las técnicas de perturbación	75
6.5.2.	Estimación del error de cálculo introducido por la metodología.....	77
6.6.	Conclusiones del proyecto	81
7.	Descripción de acoplador direccional en microcinta diseñado sobre sustrato anisótropo impreso en 3D	82
7.1.	Introducción	82
7.2.	Diseño del acoplador direccional	83
7.2.1.	Análisis numérico de la respuesta del acoplador direccional	85

7.3. Comprobación experimental.....	88
7.4. Conclusiones del proyecto	90
8. Conclusiones generales	92
Referencias.....	96

1. Introducción

1.1. Introducción general

Un material dieléctrico es aquel caracterizado por tener muy baja conductividad eléctrica, pero que tiene la capacidad de formar dipolos eléctricos en su interior. Cuando se aplica un campo eléctrico externo, estos dipolos tienden a polarizarse en dirección al campo aplicado. Los materiales dieléctricos se pueden describir eléctricamente mediante la permitividad compleja, la cual es función de la frecuencia $\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon' - j\epsilon''$, donde la parte real es llamada constante dieléctrica y representa la habilidad del material para almacenar energía eléctrica, mientras que la parte imaginaria es conocida como factor de pérdidas y es relacionada con la disipación de energía en el dieléctrico. Usualmente nos referimos a la parte real de permitividad mediante la permitividad relativa; $\epsilon_r = \epsilon' / \epsilon_0$ (donde ϵ_0 es la permitividad del vacío), y a las pérdidas en el dieléctrico mediante la tangente de pérdidas; $\tan \delta = \epsilon'' / \epsilon'$. Además, si el dieléctrico exhibe propiedades que dependen de la dirección en la que se le aplica un estímulo eléctrico, se dice que el dieléctrico es anisótropo.

El modelado por depósito fundido (FDM) es una de las técnicas de impresión 3D que se ha vuelto una opción muy importante a considerar para el desarrollo de circuitos electrónicos. Esta técnica permite la impresión de un objeto tridimensional, el cual es formado mediante la superposición de capas bidimensionales. La impresión FDM ofrece una versatilidad excepcional, ya que permite crear prácticamente cualquier geometría utilizando un solo dieléctrico, combinando diferentes dieléctricos, o incluso integrando materiales conductores durante el proceso. También, FDM permite la variación de la densidad de depósito de material de manera automática mediante software, dejando espacios de aire mediante arreglos geométricos periódicos. Muchos investigadores han usado la densidad de depósito para ajustar a la medida la permitividad de un dieléctrico impreso [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7] y [8]. Aunque la anisotropía dieléctrica es esperada al tener muestras que presentan inclusiones con geometrías en orientaciones preferentes, su efecto solo ha sido estudiado a

frecuencias superiores a 10 GHz. En el contexto de este trabajo, nos hemos enfocado en ofrecer una caracterización anisótropa de muestras del material PLA impreso usando FDM, mediante el uso de resonadores que operan en el rango de las microondas, permitiendo la extracción de la constante dieléctrica anisótropa de muestras impresas con diferentes patrones geométricos al interior. Además, en esta tesis se presentan diseños de dos circuitos de microondas: un acoplador direccional de líneas acopladas y un sensor basado en resonadores acoplados. Ambos circuitos se han implementado en sustratos impresos en 3D con materiales dieléctricos, sirviendo como herramientas para respaldar la relevancia del estudio de la anisotropía en este tipo de materiales.

1.2. Antecedentes

El PLA es un material ampliamente utilizado para impresión 3D. Su baja temperatura de fusión lo colocan como uno de los materiales con mayor facilidad de impresión, siendo compatible con diversas impresoras 3D. Su proceso de impresión no emite vapores nocivos, convirtiéndolo en una elección segura para entornos sin ventilación. Además, el PLA es un polímero biodegradable derivado de recursos renovables como el maíz, lo que lo posiciona como una opción respetuosa con el medio ambiente en comparación con plásticos derivados del petróleo. Su ausencia de olores desagradables durante la impresión también mejora la experiencia de trabajo. En comparación con otros materiales, el PLA es menos propenso al "warping" (deformación durante la impresión), lo que mejora la calidad de las impresiones, una consideración crucial en aplicaciones de RF y microondas donde la precisión es esencial.

En esta sección se presentan algunos trabajos de investigación relacionados con la caracterización dieléctrica del material PLA en el rango de las microondas y también de trabajos donde se implemente su uso para el desarrollo de diferentes circuitos usando FDM.

En ciertos casos, asumir que un material es isótropo simplifica los cálculos y modelos teóricos. El papel crucial que desempeña la anisotropía en el

rendimiento de dispositivos depende de la aplicación final del material. Conocer trabajos que consideren la isotropía puede ayudar a determinar en qué casos esta simplificación es aceptable y cuándo la anisotropía es esencial para obtener resultados precisos.

Existen muchos trabajos en la literatura donde se estudian las propiedades dieléctricas del PLA donde se considera como isótropo. Por ejemplo, en el rango de frecuencia de 100 Hz a 100 KHz, se ha determinado que la constante dieléctrica (ϵ_r) oscila entre 2.43 y 2.65, mientras que la tangente de pérdidas ($\tan \delta$) entre 0.0026 a 0.009 para películas de PLA biaxialmente orientadas de 25 μm de espesor, medido a temperatura ambiente utilizando un medidor LCR con electrodos [9]. Por otro lado, en [10] películas de PLA fueron caracterizadas usando líneas CPW en un amplio ancho de banda desde los 0.5 GHz hasta los 67 GHz. Los valores reportados para ϵ_r oscilan entre 2.91 y 2.52, mientras que $\tan \delta$ entre 0.015 y 0.024, determinados mediante la extracción de la constante de propagación compleja utilizando líneas de transmisión con la misma impedancia, pero con diferente longitud. En [11] bloques de PLA impreso utilizando la técnica FDM con densidad de depósito de 100% (sin incluir espacios de aire al interior de las muestras) fueron estudiados mediante guía de onda rectangular en un rango de 9 a 10 GHz, midiéndose ϵ_r cercano a 3.5 y $\tan \delta$ a 0.07. En [12], muestras de PLA impreso fueron caracterizadas usando un medidor de impedancias en un rango de frecuencias de 1 Hz a 3 GHz, midiendo $\epsilon_r=2.9$ y $\tan \delta=0.01$, a temperatura ambiente.

Además, podemos encontrar en la literatura un estudio con enfoque anisótropo de muestras de PLA impreso usando 100% de densidad de depósito, donde fue medida 7% de anisotropía usando guía de onda rectangular a 60 GHz [13]. Es importante mencionar que la anisotropía medida fue causada por el proceso de impresión 3D, donde cada capa es depositada ortogonalmente, con un espacio de aire de 50 a 90 μm entre cada capa de filamento [5].

El porcentaje de anisotropía se calcula como se propone en [14]. Siendo $\Delta\varepsilon_A = 200(\varepsilon'_{r\parallel} - \varepsilon'_{r\perp})/(\varepsilon'_{r\perp} + \varepsilon'_{r\parallel})$, donde $\varepsilon'_{r\parallel}$ y $\varepsilon'_{r\perp}$ son la parte real de la permitividad dieléctrica relativa en dirección longitudinal (paralela) y transversal (perpendicular) en un material, respectivamente. De este modo, los materiales que tienen valores de permitividad donde $\varepsilon'_{r\parallel} > \varepsilon'_{r\perp}$ son conocidos como materiales con anisotropía positiva. Por el otro lado, los materiales donde $\varepsilon'_{r\parallel} < \varepsilon'_{r\perp}$ son conocidos como materiales con anisotropía negativa.

Por otro lado, existen trabajos enfocados en estudiar como la tecnología de impresión 3D es utilizada para ajustar a la medida la permitividad de un dieléctrico impreso variando la densidad de depósito como en [15] a la frecuencia de 2.4 GHz y en [4] de 2 a 20 GHz, ambos son manejados considerando un material isótropo. Sin embargo, la densidad de depósito es controlada mediante la inclusión de espacios de aire en la estructura interna del dieléctrico impreso. Los espacios de aire son dejados mediante un arreglo periódico de formas geométricas (hexágonos, triángulos y cuadrados, por ejemplo) y con orientaciones preferentes. Entonces, se espera que el dieléctrico impreso presente anisotropía inducida [16]. En este contexto, se han reportado trabajos que estudian la anisotropía en dieléctricos impresos analizando diferentes patrones geométricos a la frecuencia de 12 GHz [14], [17] alcanzando hasta un 20% de anisotropía dieléctrica. Finalmente, en [3] se presenta como la anisotropía para el patrón basado en formas hexagonales (también llamado patrón de panel) puede tener tanto anisotropía positiva como negativa a 12 GHz, la cual depende de las dimensiones de la muestra impresa (dimensiones del hexágono, ancho de las paredes y altura de la muestra).

La permitividad de los materiales juega un papel clave en el desempeño de los circuitos de microondas, ya que determina las características de propagación de las ondas electromagnéticas. Las facilidades de las técnicas de fabricación aditiva han facilitado que muchos investigadores se beneficien de las prestaciones de las impresoras 3D para implementarlas en distintas aplicaciones como lo son: metamateriales [2], [18], [19], antenas [20], [21], [6], superficies

selectivas [22], filtros [1], entre otros. Existen trabajos donde la anisotropía dieléctrica es un efecto deseado y que es considerado durante el diseño como en los trabajos reportados en [13-15], y [18]. Por otro lado, se han reportado trabajos donde los diseñadores optan por considerar únicamente un equivalente isotropo de la permitividad como en [16], [17], [19] y [20]. En consecuencia, se han reportado grandes diferencias entre los resultados de simulaciones EM y mediciones para circuitos impresos.

En resumen, el material PLA ha sido objeto de estudio por diversos investigadores mediante mediciones de sus propiedades dieléctricas. Se han realizado evaluaciones de la permitividad para entender la anisotropía del material impreso, aunque estas mediciones se han centrado en frecuencias superiores a 10 GHz. La banda de frecuencia cercana a 2.4 GHz es de gran interés para el desarrollo de dispositivos en aplicaciones industriales, científicas y médicas. No obstante, la información disponible en la literatura en esta banda de frecuencias se ha limitado a caracterizar el material PLA como isotropo.

En este contexto, el presente trabajo de investigación se propone ofrecer la caracterización del material PLA impreso utilizando la técnica de impresión FDM, centrándonos especialmente en frecuencias cercanas a 2.4 GHz. Esta investigación será de gran utilidad para los diseños donde la anisotropía del sustrato es un factor crucial para considerar.

1.3. Justificación

Las impresoras 3D ahorran tiempo y material haciendo el interior de un objeto impreso no completamente sólido. La impresora forma un mallado basado en distintos patrones geométricos (e. g. hexagonal, waffle y triangular), de modo que se puede dejar espacios de aire dentro del objeto impreso. Los patrones hexagonales, triangulares y de waffle son los más comunes, ya que permiten la impresión de objetos resistentes y ligeros. Sin embargo, debido a la simetría y dimensiones de los mallados se induciría una importante anisotropía dieléctricas en las muestras impresas [23]. La presente investigación se enfocará en el

estudio de la anisotropía dieléctrica inducida en los dieléctricos que son impresos mediante FDM. Esto se llevará a cabo empleando los patrones geométricos mencionados previamente y variando las densidades de depósito, específicamente a la frecuencia de 2.4 GHz. Dado que la permitividad es dependiente de la frecuencia, resulta relevante abordar este estudio en frecuencias relativamente bajas, donde, hasta el momento, no se han registrado trabajos que exploren este objeto de estudio. Así, el presente trabajo permitirá mostrar a la comunidad científica la importancia que tiene la anisotropía en los circuitos de microondas impresos mediante la exploración de diferentes aplicaciones que operen cerca de la frecuencia de análisis.

1.4. Problemática

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 (por ejemplo, para este sustrato, diseñar el filtro con un ancho de banda 10% mayor del 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 materiales dieléctricos impresos usando impresoras 3D presentan anisotropía dieléctrica, aún en muestras que han sido impresas con 100% de densidad de depósito [13]. Sin embargo, esta anisotropía comienza a ser aparente a frecuencia cercanas a 60 GHz. Cuando se varía la densidad de depósito usando los patrones de llenado disponibles en FDM, se espera que las muestras tengan anisotropía inducida por la simetría de los patrones geométricos. Es importante mencionar, que las características anisótropas de

las muestras impresas dependen de los materiales usados, dimensiones del mallado y de la muestra, además de la frecuencia de medición y otros factores como la temperatura, presión y humedad.

Los métodos de caracterización utilizados para medir la permitividad en muestras anisótropas impresas en 3D, requieren de múltiples mediciones si se utilizan métodos de cavidades resonantes [14], o guías de onda rectangular [13]. Además de que las mediciones en estos métodos son a frecuencias superiores a los 10 GHz. Es importante mencionar, que con la guía de onda rectangular es posible realizar mediciones a frecuencias menores. Esto implicaría utilizar guías de onda mucho más grandes, en consecuencia, muestras muy grandes que tienen que ser impresas con las 3 orientaciones preferentes para realizar una caracterización anisótropa [2].

No obstante, la anisotropía puede ser una cualidad deseada en algunos casos, como en los metamateriales o circuladores de microondas, sólo por mencionar algunos. Existen muchos circuitos que necesitan un correcto tratamiento de las características anisótropas de los materiales, por ejemplo: circuitos donde se excitan pares diferenciales, se utiliza el acoplamiento por proximidad, o vía holds. La anisotropía se vuelve un factor importante en tales casos, ya que las ondas electromagnéticas se propagan hacia distintas direcciones. En tales casos, utilizar una constante dieléctrica efectiva (isótropa) ocasiona importantes diferencias entre los resultados experimentales con respecto a los de diseño [20], [22], [1]. Por lo tanto, se necesitan en la literatura trabajos de investigación que ofrezcan una caracterización de las propiedades dieléctricas anisótropas en los sustratos impresos estudiados en las bandas de frecuencia debajo de 10 GHz. De modo que, utilizar las técnicas de impresión 3D para imprimir sustrato con propiedades dieléctricas ajustadas a las medidas, sea una opción cada vez más precisa para los ingenieros y diseñadores de microondas.

1.5. Objetivos y metas

1.5.1. Objetivo general.

El objetivo general de esta tesis es ofrecer la caracterización dieléctrica de sustratos dieléctricos impresos en 3D con un enfoque anisótropo. Lo que permita distinguir los diferentes grados de anisotropía alcanzados al modificar la densidad de depósito de los sustratos. De esta manera, será posible mejorar el desempeño de los circuitos de microondas implementados sobre sustratos impresos.

1.5.2. Objetivos específicos.

- Fabricación de sustratos impresos en 3D, utilizando el material PLA para imprimir muestras con diferentes densidades de depósito, mediante los patrones de impresión interna (patrones de llenado) de waffle, panal y triangular.
- Realizar la caracterización anisótropa uniaxial de las muestras impresas dentro de la banda ISM de 2.45 GHz.
- Aplicar los resultados obtenidos en la caracterización anisótropa de los sustratos impresos, realizando el diseño de un acoplador direccional en tecnología de microcinta dentro de la banda ISM a 2.45 GHz. De modo que la directividad del acoplador sea mejorada con las características del sustrato diseñado en esta tesis.
- Realizar el diseño de un sensor implementado sobre sustrato impreso en 3D con la finalidad de proponer un nuevo método de caracterización de materiales anisótropos.

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 éstos. Seguido a 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.

2.1. Material dieléctrico

Conforme la velocidad en los sistemas digitales se continúa incrementando en relación con la ley de Moore [24], 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. Los dieléctricos, que muestran eficiencia a bajas frecuencias, revelan pérdidas y variaciones en la permitividad a medida que la frecuencia aumenta. Además, cuando la longitud de onda se aproxima a la estructura del material, surgen efectos derivados de la no homogeneidad. Un ejemplo de esto es la anisotropía dieléctrica en los sustratos que son fabricados por multicapas de tejido y resina, usados en las tarjetas para circuito impreso (PCB). Los diseños para circuitos que operan en el rango de microondas necesitan considerar todos estos efectos. Para modelar adecuadamente su respuesta eléctrica.

2.1.1. Definición

Los materiales dieléctricos, por lo general, no permiten la conducción eléctrica. Su rasgo característico es la ausencia de cargas libres en la estructura, a diferencia de los materiales conductores. A pesar de su resistencia a la corriente eléctrica, los dieléctricos poseen la capacidad de almacenar energía eléctrica a través de un fenómeno conocido como polarización. La constante dieléctrica del material, es un concepto que surge

para calcular de manera generalizada la respuesta de la materia al estímulo eléctrico [16] y que abordaremos más adelante.

2.1.2. Ecuaciones de campo.

Las ecuaciones de Maxwell describen los fenómenos electromagnéticos que observamos. Estas ecuaciones establecen las relaciones entre los campos eléctrico y magnético en relación con el espacio y el tiempo. Las ecuaciones presentadas a continuación están basadas en las fuentes [16] y [25].

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

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

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

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

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.

Las ecuaciones de Maxwell deben complementarse con las llamadas relaciones constitutivas. Las cuales definen la relación de los vectores de densidades de flujo (\mathbf{D} y \mathbf{B}) con los vectores de campo (\mathbf{E} y \mathbf{H}). En el vacío, las relaciones se convierten en [23]:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (2.5)$$

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

con ϵ_0 y μ_0 que son la permitividad y permeabilidad del vacío, respectivamente. Sus valores correspondientes son los siguientes:

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

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

2.1.3. Constante dieléctrica y polarizabilidad

Cuando tenemos un material dieléctrico, la relación constitutiva de la ecuación (2.5) debe de complementarse para considerar la respuesta del material, convirtiéndose en:

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

donde \mathbf{P} es el vector de polarización promedio, el cual es la respuesta de la materia al campo eléctrico. Si nos referimos a un material con estructura cristalina cúbica, o medio isótropo, la polarización es proporcional al campo eléctrico [25].

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

χ_e es la susceptibilidad eléctrica, la cual establece la relación entre el vector de polarización y el campo eléctrico. Por otro lado, podemos introducir el concepto de permitividad, ε , establece la relación entre la densidad de flujo y el campo eléctricos.

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

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (2.12)$$

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

$$\mathbf{p} = \alpha_p \mathbf{E} \quad (2.13)$$

La polarizabilidad, α_p , es una cantidad escalar cuando nos referimos a formas esféricas de unidades de materia (por ejemplo, átomo, molécula). A su vez, la permitividad, ε , 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 materiales con estructuras cristalinas cúbicas. Cuando las

unidades de materia no son esféricas, y/o la estructura cristalina no es cúbica, estas cantidades (α_p y ϵ_r) deberán ser expresadas por tensores.

2.1.4. 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 está definida como la dependencia que la permitividad tiene con 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

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

donde un tensor de segundo orden describe el comportamiento del material en el espacio. Los materiales anisótropos tienen un número de constantes dieléctricas independientes en función de cómo están arregladas las cargas en su estructura cristalina [25]. 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. Existen tres distintos valores de constantes dieléctricas en los materiales biaxiales, 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 existe una constante dieléctrica paralela al eje del cristal diferente a la constante dieléctrica en dirección perpendicular

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

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 estar relacionada con la no homogeneidad en su estructura, ya que están constituidos generalmente por un tejido de fibra de vidrio embebida en resina, la cual es tecnológicamente fabricado para conservar ciertas configuraciones en el tejido [26]. La configuración del tejido que está embebida en la resina provoca anisotropía uniaxial [27], [28], [14]. Además, como el tejido de fibra de vidrio tiene una constante dieléctrica generalmente mayor a la constante dieléctrica de la resina, en este tipo de sustratos se presenta anisotropía uniaxial, donde la constante dieléctrica en dirección paralela es mayor a la constante dieléctrica en dirección perpendicular en un material dieléctrico, es decir, $\varepsilon_{\parallel} > \varepsilon_{\perp}$. Los valores de las componentes del tensor de anisotropía dependen del estilo del tejido y de las proporciones entre tejido y resina [26].

2.2. Microcinta

La microcinta, es una línea de transmisión de las más populares a nivel industrial. La razón de su amplia implementación se debe a que puede fabricarse

mediante procesos de fotolitografía, la cual la habilita para su manufactura a gran escala. Además, la microcinta, es una línea de transmisión compatible e integrable tanto con dispositivos pasivos, como activos.

En cuanto a su estructura, la microcinta, puede describirse de manera generalizada como una línea de transmisión con dos capas de material conductor, separadas por un material dieléctrico. Una de las capas conductoras es utilizada para propagar una señal, mientras que la otra capa conductora se utiliza como capa de retorno de corriente. En la figura 2.1 se muestra una representación de la estructura de una línea de microcinta, sus campos electrostáticos, así como la definición del parámetro conocido como permitividad efectiva de la microcinta. En la figura 2.1 (a) se representa la geometría de esta línea de transmisión. Está conformada por un par de líneas conductoras de espesor t separadas por un sustrato dieléctrico con altura H . Una de las líneas conductoras es utilizada para propagar una señal, conocida como trazo de señal,

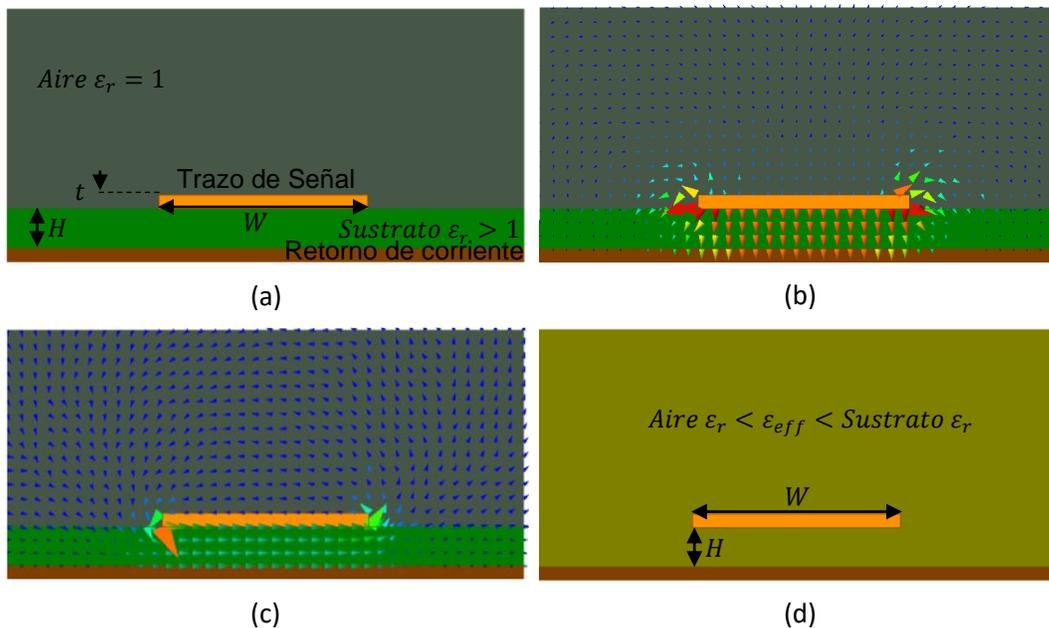


Figura 2.1 Esquema de la estructura de una microcinta (a). Gráfica de campo eléctrico (b) y campo magnético (c) típicos en este tipo de líneas de transmisión. En (d) se muestra una definición gráfica de la permitividad relativa efectiva, ϵ_{eff} , de esta estructura.

la cual tiene un ancho de línea definido (W). Por otro lado, la capa conductora inferior es utilizada como ruta de retorno de corriente.

Los vectores de campo magnético en una microcinta tienden a rodear la línea de señal, mientras tanto, los vectores de campo eléctrico se dirigen del trazo de señal al plano de retorno de corriente (y viceversa). En la Figura 2.1(b) y (c) se muestran vectores de campo eléctrico y magnético en la sección transversal de la microcinta, respectivamente. Estos vectores son cantidades vectoriales complejas. Para estas gráficas de campo, la mayor magnitud es representada por color rojo, mientras que magnitudes menores son mostradas en color azul oscuro. La fase para ambos vectores de campo fue de 0 grados, obtenidas de simulación en ANSYS AEDT 2D Extractor. Es importante destacar que los vectores de campo eléctrico de la figura 2.1(b), están orientados perpendiculares debajo del trazo de señal dirigidos hacia el plano de retorno de corriente. En esta región es donde se concentra la mayor intensidad de campo. Sin embargo, los vectores comienzan a curvarse cuando salen cerca de los bordes o de la superficie del trazo de señal para dirigirse hacia el plano de retorno. La relación entre los parámetros geométricos de una microcinta en conjunto con la permitividad relativa del sustrato dieléctrico define sus características eléctricas [24].

2.2.1. Permitividad efectiva e impedancia característica

Como ha sido mencionado anteriormente, una de las partes que conforman a la microcinta es el dieléctrico que separa la capa de ruta de señal de la capa utilizada como retorno de corriente. Este dieléctrico, posee una permitividad (y permeabilidad) que definen muchas de las características eléctricas de esta línea de transmisión. Como puede ser notado, de la figura 2.1(b), el campo electromagnético se distribuye en la estructura de una manera no homogénea, es decir, que una porción de los campos se concentra en el dieléctrico de la microcinta, mientras que otra parte está en

el aire circundando a la microcinta. En este punto, podemos introducir el concepto de permitividad efectiva; como un valor de permitividad relativa equivalente que una onda electromagnética sentiría si se propagara en un medio homogéneo. El valor de la permitividad efectiva estará determinado por la permitividad relativa (ϵ_r) y altura del sustrato dieléctrico (H), así como el ancho del trazo de señal (W). A continuación, se presenta una fórmula para calcular la permitividad efectiva de una microcinta de manera aproximada [29]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/W}} \quad (2.17)$$

Además, partiendo de los parámetros dimensionales de la microcinta es posible calcular su impedancia característica [29]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right) & \text{for } W/H \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [W/H + 1.393 + 0.667 \ln(W/H + 1.444)]} & \text{for } W/H \geq 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

Donde la impedancia característica está en función de la estructura de la línea de transmisión y del material dieléctrico sobre el que está fabricada. Pero, es importante hacer notar que la ecuación de impedancia característica es sólo válida para líneas de microcinta uniformes. Es decir, la impedancia característica de una línea de transmisión es un concepto válido para estructuras donde no hay cambios de ancho de trazo, altura de dieléctrico o inclusive de la permitividad del dieléctrico. Como puede ser notado, cualquier variación de estos parámetros a lo largo de la microcinta provocaría un cambio instantáneo en la impedancia.

2.2.2. Líneas de microcinta acopladas

Cuando dos líneas de transmisión de microcinta están separadas a una distancia tal que las líneas de campo electromagnético de una línea interceptan a la otra, entonces se dice que hay acoplamiento entre ellas [24]. En la figura 2.2 se representa la estructura de un par de líneas de microcinta acopladas. Los trazos de señal están separadas a una distancia de acoplamiento s . El acoplamiento entre las líneas se debe a los campos eléctrico y magnético que se desbordan de una línea e interactúan con la microcinta adyacente, de modo que se inducen rutas de corriente. Cuando

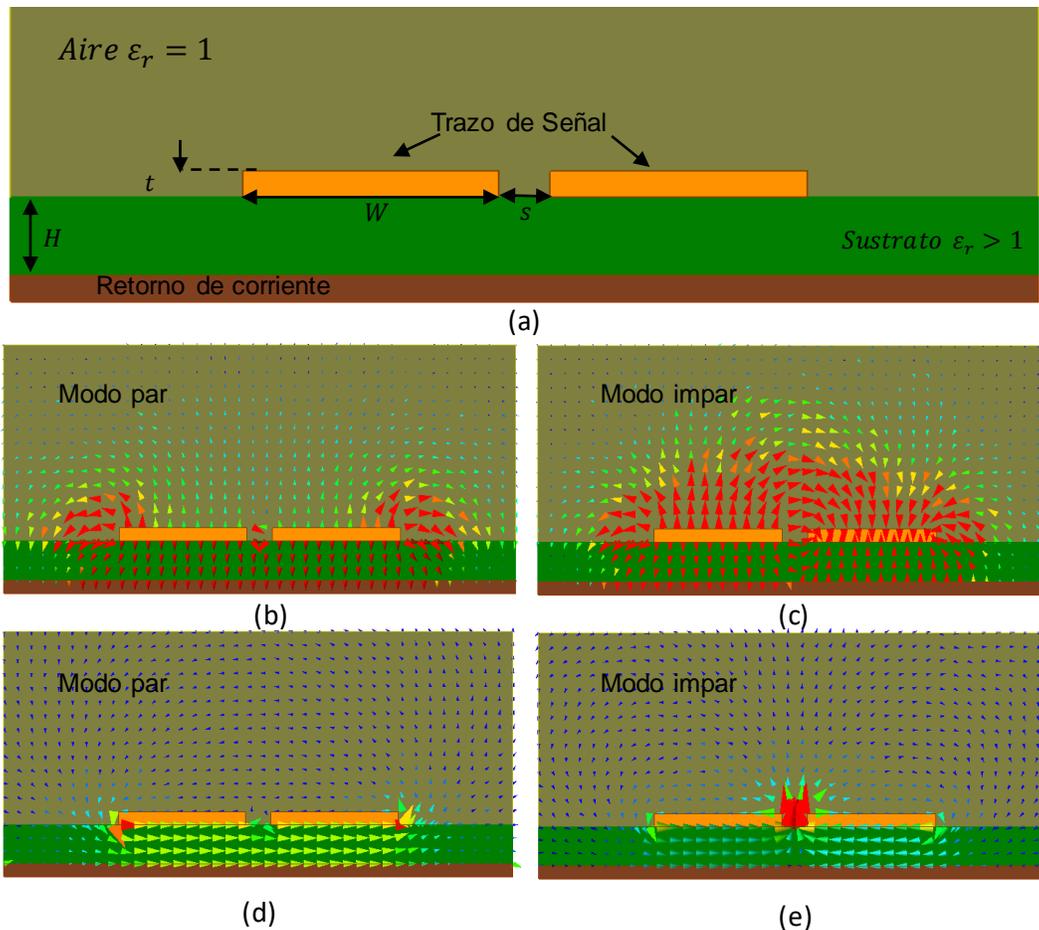


Figura 2.2 Estructura de un par de líneas de microcinta acopladas (a). El modo par ocurre cuando se inyecta en ambos trazos una señal con la misma amplitud y fase. Las figuras (b) y (d) representan el campo eléctrico y magnético de modo par, respectivamente. Mientras tanto, el modo impar es representado en las figuras (c) y (e) con las líneas del campo eléctrico y magnético. El modo impar ocurre cuando la señal en ambos conductores tiene la misma amplitud, pero con desfase de 180 grados.

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 y con igual amplitud, 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 permitividad efectiva para cada modo. A continuación, se presenta las ecuaciones para el cálculo aproximado, sin considerar dispersión, de la permitividad efectiva e impedancia característica de modo par e impar obtenidas de [30].

Para el modo par:

$$\varepsilon_{eff}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e b_e} \quad [30] \quad (2.19)$$

con

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g e^{-g} \quad (2.20)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right] \quad (2.21)$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.22)$$

Para el modo impar:

$$\varepsilon_{eff}^o = \varepsilon_{eff} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{eff} + a_o] e^{(-c_o g^{d_o})} \quad (2.23)$$

$$a_o = 0.7287 [\varepsilon_{eff} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - e^{(-0.179u)}] \quad (2.24)$$

$$b_o = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r} \quad (2.25)$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) e^{(-0.414u)} \quad (2.26)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 e^{(-0.526u)} \quad (2.27)$$

donde $u = W/H$, y $g = s/H$ son el ancho de trazo y distancia de acoplamiento normalizada. ε_{eff} es la permitividad efectiva de una sola línea de microcinta como se describe en la ecuación (2.17).

Para el cálculo de la impedancia característica de modo par:

$$Z_{0e} = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}/\varepsilon_{eff}^e}}{(1-Q_4\sqrt{\varepsilon_{eff}})*Z_0/377} \quad (2.28)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de una sola línea de microcinta de ancho W , y

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194} \quad (2.29)$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31} \quad (2.30)$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g}\right)^6\right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1+(g/3.4)^{10}} \right] \quad (2.31)$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} * \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}} \quad (2.32)$$

Para la impedancia característica de modo impar:

$$Z_{0o} = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}/\varepsilon_{eff}^o}}{(1-Q_{10}\sqrt{\varepsilon_{eff}})*Z_0/377} \quad (2.33)$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g+0.517g^{2.43}} \right] \quad (2.34)$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1+(g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln(1 + 0.598g^{1.154}) \quad (2.35)$$

$$Q_7 = \frac{10+190g^2}{1+82.3g^3} \quad (2.36)$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5] \quad (2.37)$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) * (Q_8 + 1/16.5) \quad (2.38)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right] \quad (2.39)$$

Las ecuaciones anteriores son aproximaciones empíricas que tienen buena confiabilidad para el rango de $0.1 < u < 10$, $0.1 < g < 10$, y $1 < \epsilon_r < 18$ [31].

2.2.3. Resonadores de microcinta

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.

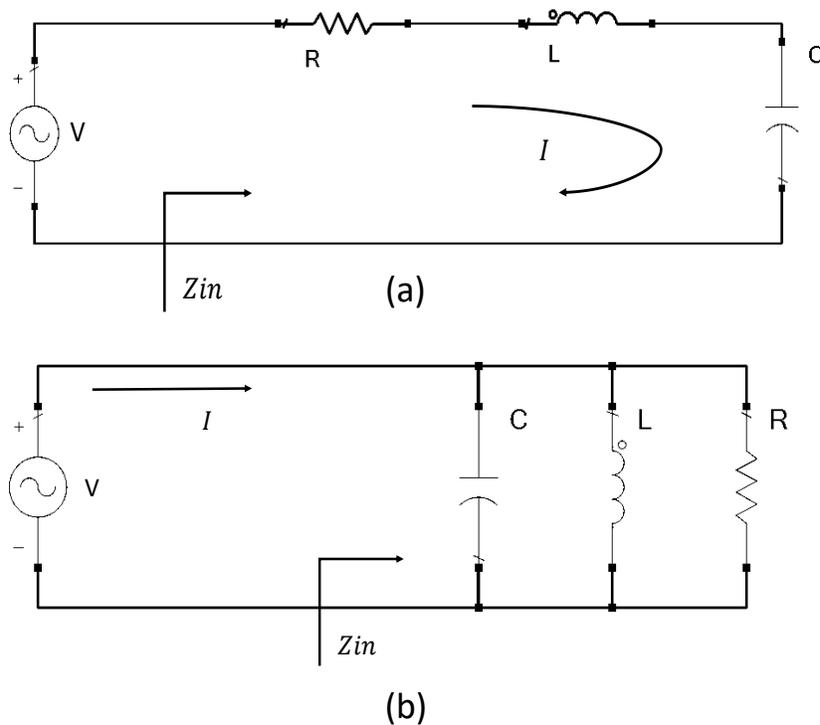


Figura 2.3 Circuitos resonantes en (a) serie y (b) paralelo.

2.2.3.1. Teoría general.

Los circuitos resonantes RLC en serie y paralelo son mostrados en la Figura 2.3, donde el inductor y capacitor representan la energía magnética y eléctrica almacenada, y el resistor las pérdidas en el resonador.

La Tabla 2.1 mostrada a continuación resume las ecuaciones que describen a un circuito resonante RLC en serie y paralelo [29]

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 (2.40).

$$Q = \omega \frac{\text{energía promedio almacenada}}{\text{pérdida de energía/segundo}} \quad (2.40)$$

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

Siendo el factor de calidad descrito por la ecuación (2.40) conocido como factor de calidad descargado, pues sólo incluyen las pérdidas por conductor, dieléctrico y radiación del propio resonador.

2.2.3.2. Resonadores de microcinta de terminación simple

Podemos definir a un resonador de microcinta como cualquier estructura que contenga al menos un campo electromagnético oscilante [31]. En la literatura es posible encontrar múltiples configuraciones para los resonadores de microcinta. Pero de acuerdo con el marco de esta tesis, nos enfocaremos en los resonadores de microcinta con terminaciones abiertas como el mostrado en la Fig. 2.4.

Este resonador se comportará como un circuito resonante en paralelo cuando la longitud física de la línea de microcinta (l) 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 [29] son presentadas a continuación:

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad (2.41)$$

$$C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0} \quad (2.42)$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (2.43)$$

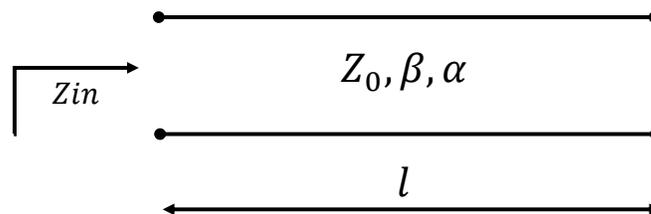


Figura 2.4 Resonador de microcinta con terminaciones abiertas.

$$Q_0 = \frac{\pi}{2\alpha l} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (2.44)$$

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 frecuencia de resonancia para un resonador de microcinta de terminaciones abiertas puede ser expresada en función de la longitud física y permitividad efectiva [29].

$$f_r = \frac{nc}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.45)$$

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.

2.2.3.3. Resonadores de microcinta acoplados

Cuando dos resonadores de microcinta de longitud l están separadas a una distancia s , donde existe una interacción de los campos electromagnéticos en ambos resonadores, entonces se dice que hay acoplamiento entre ellos [24]. Cuando esto ocurre, dos modos se presentan en la estructura; los modos par e impar. Por lo tanto, tendremos las frecuencias de resonancia de los modos par e impar cuando la longitud física de las líneas del resonador es igual a media longitud de onda.

La Figura 2.5 muestra la estructura de un par de líneas de microcinta acopladas. Donde se muestran los parámetros principales para calcular la permitividad efectiva de modo par e impar mediante las ecuaciones empíricas de [30] que fueron presentadas en la sección 2.2.2.

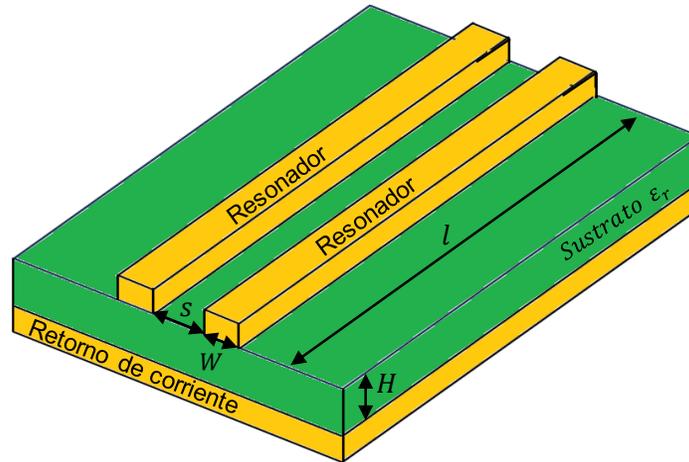


Figura 2.5 Estructura de un resonador de líneas de microcinta acopladas.

2.2.4. Excitación de resonadores

Hasta este punto hemos descrito el funcionamiento de los resonadores de microcinta, mediante el análisis del comportamiento de la línea de transmisión con terminaciones abiertas, que al recibir una onda electromagnética esta quedará rebotando en la estructura, provocando la resonancia. Sin embargo, un resonador es poco útil si no está acoplado a un circuito externo que le provea energía. Por lo tanto, discutiremos como excitar resonadores de microcinta mediante el acoplamiento por proximidad.

2.2.4.1. Coeficiente de acoplamiento

Para que un resonador pueda recibir energía deberá estar acoplado a una línea de transmisión, conocida como línea de alimentación. Una medida del nivel de acoplamiento entre el resonador y la línea de alimentación es el coeficiente de acoplamiento. De acuerdo con el teorema de máxima transferencia de potencia, cuando el resonador y la línea de alimentación tienen la misma impedancia, el resonador recibirá la mayor potencia posible de la línea de alimentación. Este tipo de acoplamiento es conocido como acoplamiento crítico. Podemos definir el coeficiente de acoplamiento para un circuito resonante en paralelo (como un resonador de microcinta) como:

$$g_c = \frac{Z_{in}}{Z_0} \quad (2.46)$$

De acuerdo con esta definición podemos distinguir tres tipos de acoplamiento:

- 1.- $g_c < 1$: El resonador está subacoplado a la línea de alimentación.
- 2.- $g_c = 1$: El resonador está críticamente acoplado a la línea de alimentación.
- 3.- $g_c > 1$: El resonador está sobreacoplado a la línea de alimentación.

2.2.4.2. Acoplamiento por proximidad.

El acoplamiento por proximidad es representado en la figura 2.6(a). Donde se muestra una línea de alimentación y resonador de microcinta con terminaciones en circuito abierto. En este caso, el espacio entre línea de alimentación y resonador puede ser modelado por un capacitor en serie como es mostrado en figura 2.6 (b).

El valor de este capacitor influye en la impedancia y, como consecuencia, en el coeficiente de acoplamiento entre resonador y línea de alimentación. Debido a que la capacitancia está en función de la separación entre resonador y línea de alimentación, del ancho de la sección en acoplamiento y de la permitividad del sustrato dieléctrico, se recomienda utilizar un simulador electromagnético para alcanzar el nivel de acoplamiento deseado, mediante el análisis y optimización de estos parámetros.

2.3. Métodos de caracterización de dieléctricos anisótropos

Cuando tratamos con materiales dieléctricos anisótropos, se requiere que el método de caracterización utilice un instrumento de medición con líneas de campo eléctrico en las direcciones de evaluación. Por lo tanto, los materiales descritos por la ecuación (2.14) necesitan que el material sea evaluado con diferentes ángulos de orientación en torno al instrumento. De esta manera podremos evaluar la respuesta del material en la dirección en que un campo eléctrico es aplicado y estimar las componentes de su tensor de permitividad. Sin embargo, los 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].

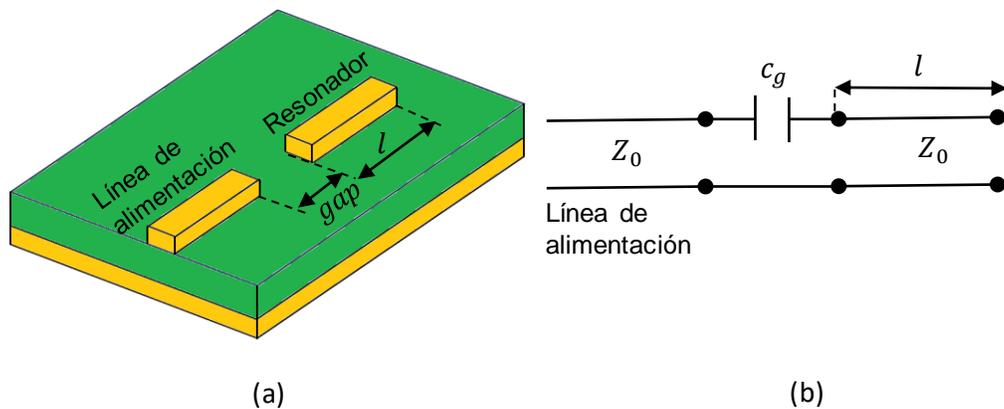


Figura 2.6 Resonador de media longitud de onda acoplado por proximidad a línea de alimentación(a) y circuito equivalente (b) para la capacitancia entre alimentación y resonador.

2.3.1. 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 [32].

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.

2.3.2. 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 [32]. 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.

En este trabajo de tesis, los métodos de caracterización implementados son de tipo resonante. La caracterización de SUT impresas en 3D son realizadas con un sensor de permitividad basado en resonadores acoplados de media longitud de onda en microcinta a 2.45 GHz. Además, se ha propuesto un nuevo sensor y metodología de medición basada en técnicas de perturbación de resonancia.

3. Manufactura aditiva

La manufactura aditiva (MA) es una tecnología emergente, la cual tiene progresos significativos constantemente y que ha sido implementada para la construcción de componentes de microondas. La manufactura aditiva ha permitido la realización de muchos componentes de microondas complejos, los cuales resultan difíciles de implementar mediante los métodos de fabricación convencionales. Aunado a esto, la MA está tomando su auge con mucha fuerza en la industria, ya que los componentes que se producen tienen un alto desempeño, alta precisión, se fabrican a muy bajo costo, y reduciendo residuos contaminantes. La MA permite la creación de componentes de microondas impresos desde un solo material, ya sea dieléctrico o conductor, hasta la combinación de ambos. Es decir, en los procesos de MA más actuales, es posible realizar la combinación de diferentes dieléctricos y materiales conductivos en un mismo proceso para crear un componente de microondas, aumentando significativamente las posibilidades de los diseños inspirados en técnicas de fabricación aditiva aplicada a la electrónica de alta frecuencia.

En este capítulo se aborda una reseña histórica del crecimiento de la MA y de su aplicación en la electrónica. Además, serán planteadas las diferentes técnicas de impresión que existen comercialmente. Finalmente, enfocaremos en el modelado por depósito fundido (FDM), el cual fue implementado en este trabajo de tesis, describiendo las características particulares que esta técnica ofrece para la modificación de la permitividad de materiales impresos.

3.1. Manufactura aditiva y la electrónica de RF.

La manufactura aditiva como concepto data de la década de los 40s, cuando Murray Leinster, escritor de ciencia ficción, describía una máquina con la capacidad de materializar sus dibujos. Esta tecnología fue descrita como un brazo mecánico que tomaría sus dibujos y los convertiría en objetos 3D mediante el uso de plástico derretido. En la actualidad somos testigos de cómo esta idea temprana se culminó en lo que hoy conocemos como impresión 3D.

Sin embargo, para que las impresiones en 3D fueran una realidad tangible tuvieron que pasar muchos años más. Fue hasta el surgimiento de la estereolitografía, en 1984 con Charles Hull, que las impresiones en 3D se materializaron. Hull patentó su método, este consta de curar con luz ultravioleta la resina fotosensible capa por capa, para formar un objeto de 3 dimensiones. Además de esto, Hull también desarrolló el formato de archivo STL y el proceso de corte digital que siguen siendo cruciales para la industria de la manufactura aditiva hasta nuestros tiempos. Por estas razones, Charles Hull es conocido por muchos como el padre la impresión en 3D. Después del trabajo de Hull, en 1988 surgen las primeras patentes de dos nuevos métodos de fabricación; Modelado por Depósito Fundido (FDM) y la Sinterización Selectiva por Láser (SLS). FDM es una técnica basada en el uso de un termoplástico, el cual es fundido para ser extruido por una boquilla que deposita el material capa por capa para formar un objeto 3D. Por otro lado, el SLS está basada en la sinterización de un polvo mediante el uso de una fuente láser. El modelo 3D deseado es fabricado automáticamente mediante la unión (solidificación) de puntos en el espacio 3D para crear una pieza sólida. Este método de fabricación permite la formación de objetos anidados. Con lo cual, el SLS, es el método que permite crear las formas más complejas en comparación de cualquier otra técnica de MA. Esto sin la inclusión de cinta de cobre adherible en el objeto impreso o la modificación de la superficie.

La MA implementada para la fabricación de componentes electrónicos de alta frecuencia ha tenido un gran auge, debido a la gran versatilidad de las técnicas. Los procesos de fabricación pueden ser automatizados, rápidos y con pocos residuos. La MA ofrece un mayor grado de libertad al diseñador para la construcción de circuitos electrónicos que las técnicas convencionales como la fotolitografía o la manufactura CNC. Algunas de estas ventajas son: la combinación de dieléctricos en un mismo sustrato, la integración de capas conductoras en dieléctricos, o la modificación de la estructura interna de una misma pieza. En cuanto a la manera en la que un prototipo es fabricado mediante técnicas de MA podemos categorizarlos en cuatro grupos; i) un solo

material (dieléctrico o conductor), ii) impresión de dieléctrico y la adhesión de una capa conductiva (post-impresión), iii) impresión de material conductor sobre un material dieléctrico, iv) la impresión conjunta de material dieléctrico y material conductor.

En esta tesis ha sido implementado la técnica de impresión de un solo material dieléctrico para la fabricación de muestras de material impreso para su respectivo análisis y caracterización. Además, se ha utilizado la impresión de un dieléctrico y la adhesión de capas conductoras para construcción de los circuitos de microondas. A continuación, es descrita la técnica de impresión del material dieléctrico implementado en esta tesis con mayor detalle; FDM.

3.2. Modelado por depósito fundido (FDM).

FDM es una técnica de impresión de termoplásticos, los cuales son calentados hasta su punto de fusión, pasados por una boquilla extrusora que permite controlar el depósito del material. El material es depositado sobre una cama (base) formando hilos de termoplástico arreglados subsecuentemente capa por capa hasta formar un objeto 3D.

FDM es uno de los métodos que surgieron en el comienzo de las impresiones 3D. Sin embargo, esta técnica de impresión es la más popular hasta nuestros tiempos. Esta popularidad se debe a que FDM es una técnica de muy bajo costo y eficiente. Además, que las impresoras disponibles comercialmente son las más accesibles y abundantes del mercado. En suma, existen una gran gama de materiales termoplásticos que pueden ser impresos con FDM. La mayoría de estos son producidos a partir de procesos petroquímicos. Sin embargo, también los hay de materiales biodegradables. Convirtiendo así al FDM en una tecnología eco-amigable. Dentro de los materiales más utilizados en la actualidad podemos mencionar al ácido poliláctico (PLA), el acrilonitrilo butadieno estireno (ABS), el poliéster de glicol (PETG), policarbonato (PC), polipropileno (PP), poliamidas (Nylon), poliestireno de alto impacto (HIPS), acetato de polivinilo (PVA). Además, existen materiales compuestos, los cuales están conformados en su mayoría por el material PLA y un porcentaje de

limadura de materiales conductivos, o fibras como la de carbón, vidrio, kevlar y madera.

Como es de esperarse, cada material requiere de diferentes condiciones, configuraciones y características de la impresora. Por tal motivo, describiremos algunas de las características y configuraciones que se requieren de la impresora para trabajar de manera óptima los materiales antes mencionados.

La cama de impresión es conocida como cama fría cuando esta no es calentada durante el proceso de impresión. Mientras tanto, es conocida como cama caliente cuando la base puede controlar la temperatura de cama caliente (TCC) durante la impresión. Es importante mencionar que la TCC puede llegar a ser un factor crucial para la impresión de algunos termoplásticos. Además de la TCC, la temperatura de extrusora (TE) permitirá fundir el termoplástico para ser depositado sobre la cama de impresión. Este depósito se realiza con una velocidad de impresión (VI) controlada. Como fue mencionado anteriormente, el termoplásticos es depositado capa por capa, la cual tiene un espesor hl (altura de capa) que va desde unos 50 μm hasta el diámetro de la boquilla extrusora (DBE). El DBE también influye sobre otro de los parámetros importantes en la tecnología de impresión basada en FDM, este parámetro es el ancho de hilo wth , el cual puede ser definido en un rango desde 0.1 mm hasta el DBE.

Cabe resaltar, que los fabricantes de los materiales normalmente proporcionarán los parámetros de impresión que se requieren. Sin embargo, en la Tabla 3.1 Presentamos los parámetros requeridos para los materiales más comunes bajo condiciones de impresión controladas (condiciones de laboratorio).

Tabla 3.1 Parámetros de Impresión de termoplásticos comúnmente usados en FDM.			
Material	TE [°C]	TCC [°C]	VI [mm/s]
PLA	190-220	Innecesario	40-100
ABS	220-240	80-120	40-100

PETG	230-250	80-120	40-100
PC	234-270	80-120	40-100
PP	230-280	80-120	40-100
Nylon	240-280	80-120	40-100
HIPS	220-240	80-120	40-100
TPU	190-210	40-60	30-60

3.2.1. Densidad de impresión

El proceso de impresión de una pieza en 3D mediante FDM puede ser un proceso muy demorado. Sin embargo, una característica particular de FDM es que permite modificar la densidad de depósito de material con la intención de que la tarea sea más rápida y se ahorre material. La densidad de impresión puede ser escogida en el software de la impresora, y esta, de manera automática, generará un modelo 3D con modificaciones internas en la estructura. Dichas modificaciones son espacios vacíos que están formados con base en patrones geométricos automáticos, por lo tanto, se le conoce

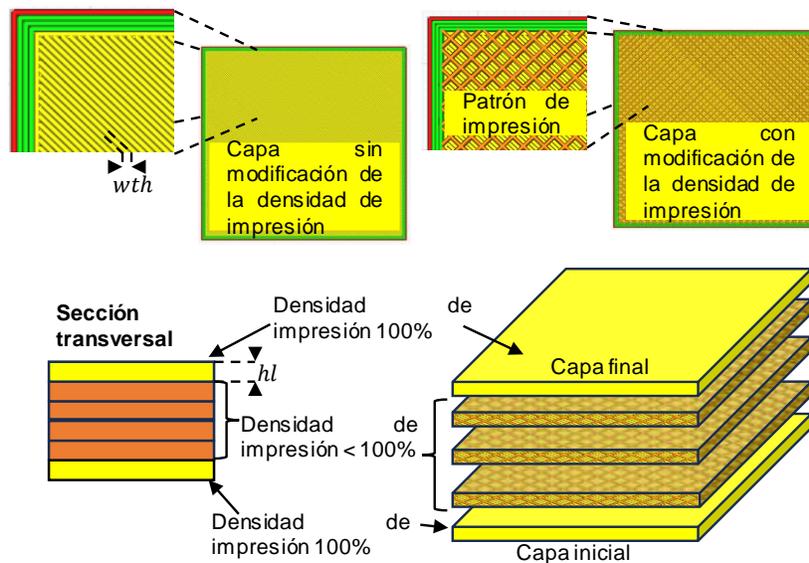


Figura 3.1 Representación de la impresión de una pieza en 3D con modificación de la densidad de impresión. Es mostrado como la superposición de capas con altura hl conformadas por el depósito de hilos de filamento de ancho wth conforman un objeto 3D.

como densidad de impresión a la razón entre el material depositado y el espacio de aire que conforman a un objeto 3D. Siendo un material con densidad del 100% aquel que no tiene espacios vacíos en su interior. En la Figura 3.1 es representado un objeto 3D impreso con modificación de la densidad de impresión. Se muestra que la pieza está conformada por la superposición de diferentes capas de impresión con altura hl . Por lo general, la primera y la última capa de impresión son hechas con 100% de densidad de depósito. Lo que permite mayor estabilidad mecánica y protegen a las capas internas del ambiente. Donde las capas internas son impresas con una densidad de impresión menor al 100% implementando patrones geométricos conocidos como patrones de impresión.

3.2.2. Patrón de impresión

Para controlar la densidad de impresión, FDM implementa un método de impresión que hace uso de patrones geométricos de termoplásticos que permiten la creación de espacios de aire. De manera que se tienen impresiones de objetos 3D en un tiempo más corto, sin descuidar la estabilidad mecánica de las piezas. Dentro de los patrones de impresión más utilizados podemos mencionar los patrones enfocados al ahorro de tiempo de impresión y material, como lo son el patrón de zigzag (o lineal) y el patrón rectangular (o de waffle). Por otro lado, tenemos los patrones enfocados en ofrecer una mayor resistencia y estabilidad mecánica, dichos patrones son; patrón hexagonal (o panal de abeja), triangular, y la combinación triangular-hexagonal. Los patrones de impresión mencionados son ilustrados en la figura 3.2.

3.2.3. Impacto de la modificación de la densidad de depósito en la permitividad de materiales impresos.

Es importante hacer notar que debido a que la tecnología de impresión FDM no está pensada para su aplicación al desarrollo de componentes de microondas, es importante verificar cual será el rendimiento de este material cuando es utilizado como sustrato dieléctrico. Las repercusiones eléctricas de las modificaciones en la estructura interna de un material impreso han sido estudiadas en algunos trabajos de investigación, desarrollados por grupos de investigación motivados en aumentar la confiabilidad de los componentes de microondas. Dentro de las características eléctricas que se ven modificadas con la densidad de depósito, podemos mencionar a la permitividad compleja. Se ha estudiado como la densidad de depósito puede ajustar a la medida la permitividad del material impreso. Con la disminución

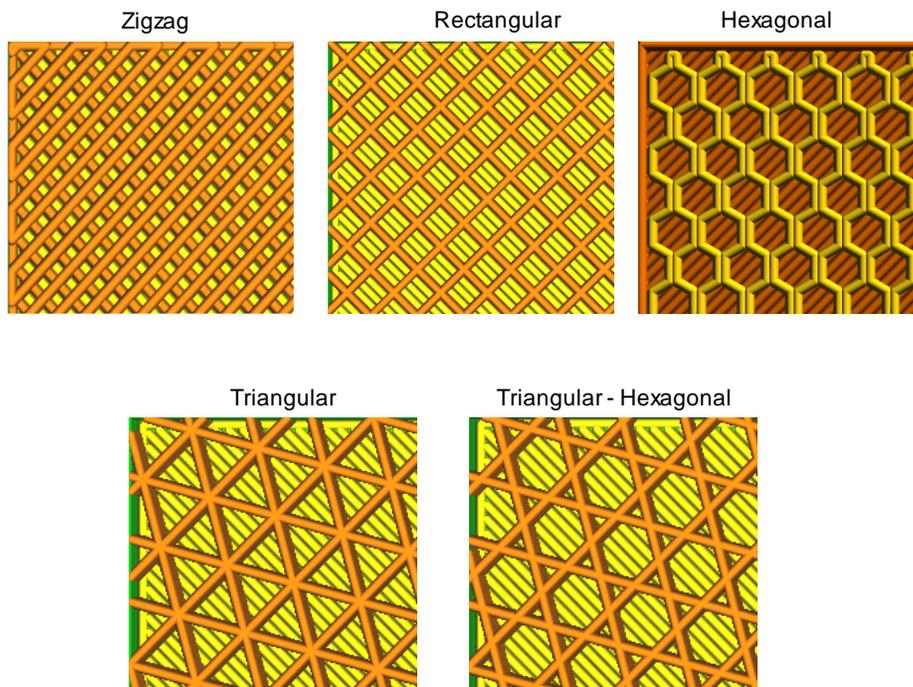


Figura 3.2 Vista superficial a patrones de impresión comúnmente utilizados para modificar la densidad de impresión.

de este parámetro de impresión (densidad de depósito) se reducen las pérdidas del dieléctrico y la constante dieléctrica del mismo [4] [3] [2].

Sin embargo, cuando diferentes medios son mezclados para formar un material compuesto (de una mezcla heterogénea de materiales). La permitividad que el material compuesto exhibe puede ser considerada como una permitividad efectiva. El valor de la permitividad efectiva del medio compuesto está en función de la permitividad de los materiales que componen la mezcla y a sus proporciones [16]. Además, cuando la mezcla está conformada de materiales arreglados periódica y espacialmente, se induce en el material compuesto anisotropía dieléctrica. Es decir, que la permitividad compleja manifiesta dependencia en la dirección de evaluación (diferente permitividad para distintas direcciones) [16], [23]. De igual manera, la naturaleza de la anisotropía dieléctrica que es inducida en el material compuesto estará en función a las características geométricas de los materiales que conforman la mezcla. Hasta este punto, es importante señalar que todos los patrones de llenado generados de forma automática en las herramientas de corte 3D consisten en arreglos de patrones geométricos de material impreso y espacios de aire. En estos patrones, se combinan dos materiales que, además de tener formas bien definidas, están dispuestos espacialmente. Por lo tanto, de manera cualitativa podemos decir que todos los materiales que se imprimen de este modo manifestarán anisotropía. Sin embargo, para determinar la anisotropía de un material impreso, es necesario realizar experimentos y mediciones del comportamiento dieléctrico del material en diferentes direcciones. El objeto de estudio de esta tesis se centra en el proceso que implica investigar las características del material impreso. Esto incluye la realización de experimentos y mediciones del comportamiento dieléctrico en diversas direcciones. Por lo tanto, serán descritos en detalle en las secciones siguientes.

4. Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial

4.1. Introducción

La frecuencia de resonancia de los resonadores de microcinta está en función de la permitividad efectiva del medio que rodea al resonador. Por lo tanto, cuando un material es puesto en contacto con este tipo de estructuras, la permitividad efectiva del resonador será modificada, provocando un cambio o desplazamiento de la frecuencia de resonancia. Los sensores de permitividad operan según este principio, relacionan el cambio de la frecuencia de resonancia con las propiedades dieléctricas de una muestra bajo prueba (SUT).

El uso de sensores de anisotropía dieléctrica uniaxial ha demostrado ser una herramienta efectiva en la caracterización una SUT. En particular, en este capítulo se describe el sensor propuesto en [33], el cual está basado en un par de resonadores acoplados. Los cuales presentan una configuración de campo eléctrico en el modo par e impar como los representados en la Figura 2.2. Una SUT colocada sobre el resonador será polarizada principalmente en dirección vertical por el modo par. Mientras tanto, las líneas de campo del modo impar son principalmente horizontales. Sin embargo, es importante destacar que el modo par no es completamente vertical, ni el modo impar tiene líneas de campo eléctrico puramente horizontales. Por lo tanto, es necesario utilizar un modelo propuesto en [34] para desincrustar la influencia de cada modo (modo par e impar) en cada dirección (vertical y horizontal) de la muestra bajo prueba (SUT).

En este capítulo, se describe en detalle la metodología de medición utilizada en la caracterización de las muestras impresas en 3D con el sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial propuesto en [33]. Esto incluye los pasos necesarios, como la fabricación de resonadores acoplados en microcinta sobre un sustrato específico, la medición de las frecuencias de resonancia par e impar del sensor y la colocación de la muestra impresa sobre una zona específica en el sensor para obtener la constante dieléctrica de la SUT en dos direcciones, paralela y perpendicular al eje del sensor.

4.2. Sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial usando resonadores acoplados

El sensor de anisotropía dieléctrica uniaxial propuesto en [33], es adoptado para realizar la caracterización de las muestras impresas en este trabajo. El diseño del sensor se muestra en la Figura 4.1, está constituido por un par de resonadores acoplados en microcinta, los cuales son totalmente simétricos, fabricados sobre el sustrato RT/Duroid 5880 con ϵ_r de 2.2 ± 0.02 , tangente de pérdidas de 0.0009, espesor de revestimiento de cobre t de 18 μm y espesor de dieléctrico h de 0.79 mm. Las dimensiones de los resonadores acoplados son: $W = 1.2$ mm, $s = 0.7$ mm, y $l = 45.63$ mm, y de las líneas de alimentación son: $wfl = 1.54$ mm, $cs = 6.54$ mm, y $g = 0.8$ mm. Así, el sensor tiene una frecuencia central de trabajo de 2.4 GHz con una razón señal a ruido de $SNR_{dB} > 30$, adecuada para la medición de muestras sometidas a prueba (SUT).

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 4.2 muestra

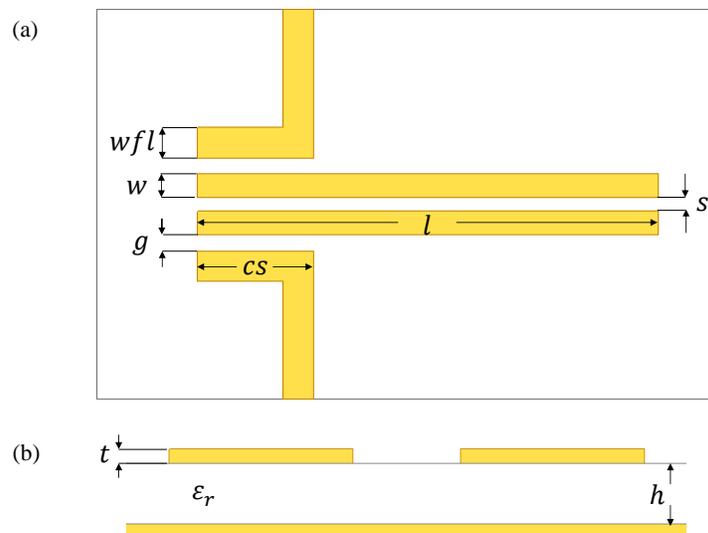


Figura 4.1 Estructura del sensor de anisotropía dieléctrica, se muestra la vista superior (a) y la sección transversal (b) [41].

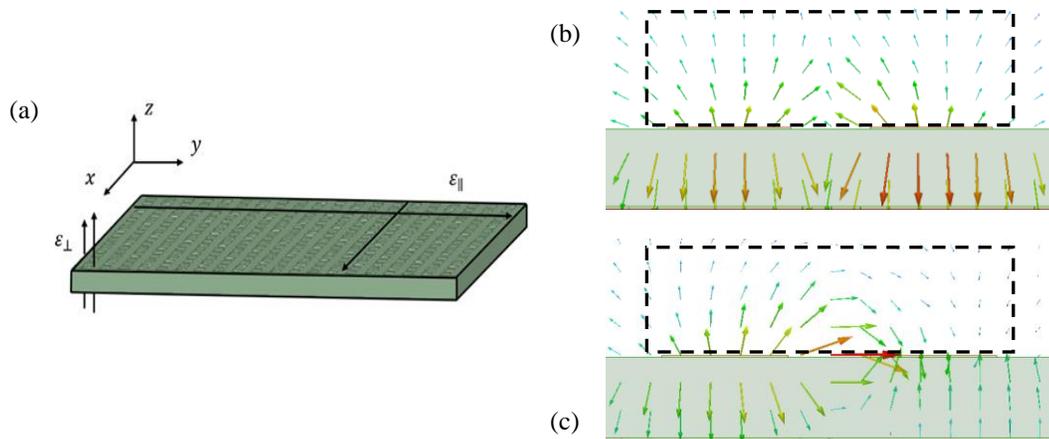


Figura 4.2 Constante dieléctrica en un material con anisotropía uniaxial (a), configuraciones de campo eléctrico graficadas sobre la sección transversal del sensor para los modos par (b) e impar (c). Las líneas punteadas muestran las líneas de campo que penetrarían en una SUT colocada sobre el sensor [41].

la configuración de campo eléctrico que el sensor presenta en la frecuencia de resonancia par e impar, las cuales son graficada sobre la sección transversal del sensor. Es importante destacar, que las líneas de campo electrico en el modo par no son completamente verticales, y tampoco lo son puramente horizontales en el modo impar. Por lo tanto, para poder desincrustar la influencia que cada modo tiene hacia cada dirección (paralela y perpendicular) en la SUT, se utiliza el modelo propuesto en [28]. En este modelo se establece 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 continuación se presenta la metodología de medición, donde se describe el modelo y pasos necesarios durante la cracterización.

4.3. Técnica de optimización de diseño y modelado: *Space-Mapping*

La técnica de *space-mapping* fue propuesta para la optimización de diseños y modelado de circuitos de RF y microondas [35]. La optimización se realiza mediante la correlación de dos modelos modelos; *coarse model* y *fine model*. El modelo *fine model*, permite obtener un conocimiento muy preciso de la respuesta del circuito. Por otro lado, el modelo *coarse model*, permite una evaluación más rápida.

En los circuitos de RF existen una gran cantidad de parámetros que influyen en la respuesta de estos. Realizar un análisis de la variación de los parámetros utilizando un modelo de alta precisión (*fine model*) requiere una gran cantidad de tiempo y recursos. La técnica *space-mapping* permite la corrección del modelo de alta precisión [36] con el análisis de un modelo de respuesta rápida (*coarse model*), dicha corrección se realiza mediante un algoritmo o modelo matemático que permita la extracción de los parámetros que correlacionan ambos modelos mediante un proceso iterativo y sistemático, hasta llegar al comportamiento deseado del circuito.

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

Los trabajos reportados por Rautio y Arvas [34] [37] [38] emplean la técnica de *space-mapping* para extraer la constante dieléctrica uniaxial. Su algoritmo se basa en la ecuación para estimar la frecuencia de resonancia de un resonador de media longitud de onda (descrita previamente en la ecuación (2.45)). Con la suposición de que la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), donde un resonador de microcinta está fabricado, es proporcional al inverso de la frecuencia de resonancia (f_r) al cuadrado, como sigue:

$$A\epsilon_r = f_r^{-2} \quad (4.1)$$

Donde A es una constante de proporcionalidad utilizada como parámetro de mapeo entre los modelos *fine* y *coarse model*. Sin embargo, este modelo solo permite conocer un solo valor de constante dieléctrica, el cual es un valor nominal, influido por la anisotropía de la SUT y de la configuración del campo eléctrico del resonador. Es decir, este modelo no permite medir la constante dieléctrica de una SUT en diferentes direcciones. Para el caso de un sustrato con anisotropía uniaxial, se propone utilizar un par de resonadores acoplados. Donde los modos par e impar permitirán caracterizar el SUT en dos direcciones: paralela y perpendicular. El modelo propuesto supone que la suma ponderada de la constante dieléctrica en

dirección paralela (ε_{\parallel}) y perpendicular (ε_{\perp}) es proporcional al inverso de las frecuencias de resonancia par e impar al cuadrado (f_e^{-2} y f_o^{-2} , respectivamente):

$$A_{\parallel e}\varepsilon_{\parallel} + A_{\perp e}\varepsilon_{\perp} = f_e^{-2} \quad (4.2)$$

$$A_{\parallel o}\varepsilon_{\parallel} + A_{\perp o}\varepsilon_{\perp} = f_o^{-2} \quad (4.3)$$

Donde las constantes de proporcionalidad A_{ki} ($k = \parallel, \perp$ y $i = e, o$) permiten ponderar la contribución que tiene la constante dieléctrica en las direcciones paralela y perpendicular en cada frecuencia de resonancia. Además, las constantes de proporcionalidad (A_{ki}) introducidas en las ecuaciones (4.2) y (4.3) permiten establecer las relaciones (*space-mapping*) entre simulaciones electromagnéticas y mediciones experimentales [34]. Para determinar las constantes de proporcionalidad (A_{ki}) se realizan dos simulaciones electromagnéticas denotadas por los subíndices a y b . En cada caso de simulación se suponen los valores de constante dieléctrica para las direcciones paralela y perpendicular ($\varepsilon_{\parallel a}$, $\varepsilon_{\perp a}$, $\varepsilon_{\parallel b}$, y $\varepsilon_{\perp b}$) en el SUT. Como resultado de las simulaciones se puede conocer las frecuencias de resonancia de modo par (f_{ea} , f_{eb}) e impar (f_{oa} , f_{ob}). El sistema de ecuaciones que describe el modelo descrito se presenta en la ecuación (4.4).

$$\begin{bmatrix} A_{\parallel e} & A_{\perp e} \\ A_{\parallel o} & A_{\perp o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel a} & \varepsilon_{\parallel b} \\ \varepsilon_{\perp a} & \varepsilon_{\perp b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{ea}^{-2} & f_{eb}^{-2} \\ f_{oa}^{-2} & f_{ob}^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Por otro lado, es importante aclarar que las simulaciones electromagnéticas realizadas corresponden al resonador fabricado. De la medición de los parámetros S del dispositivo fabricado es posible determinar las frecuencias de resonancia de modo par e impar (f_{em} , f_{om}). Utilizando las constantes de proporcionalidad (A_{ki}) descritas en la ecuación (4.4) es posible extraer las constantes dieléctricas en las direcciones paralela y perpendicular de las mediciones ($\varepsilon_{\parallel m}$ y $\varepsilon_{\perp m}$, respectivamente) con ayuda de la ecuación (4.5):

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel m} \\ \varepsilon_{\perp m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{\parallel e} & A_{\perp e} \\ A_{\parallel o} & A_{\perp o} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_{em}^{-2} \\ f_{om}^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

En otras palabras, los resultados de dos simulaciones electromagnéticas son conectadas a mediciones experimentales del

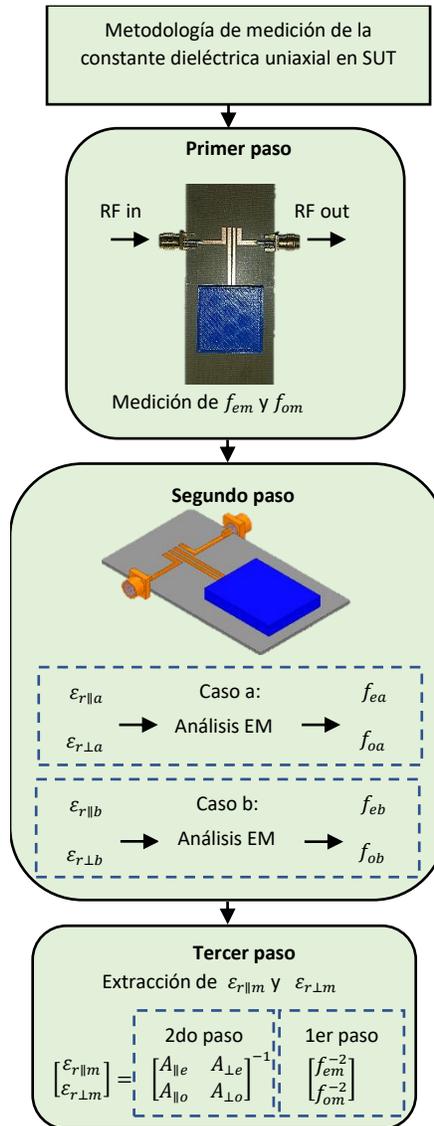


Figura 4.3 Diagrama del proceso de medición de la constante dieléctrica uniaxial en una SUT colocada sobre el sensor.

resonador, mediante la optimización de la constante dieléctrica en un proceso iterativo.

4.4. 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*, el cual, permite la extracción de parámetros de un modelo de fácil evaluación para la corrección del modelo que requiere más tiempo y recursos [39]. La Figura 4.3 muestra el diagrama de flujo de la metodología de medición.

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

1. Medición de f_{em} y f_{om} : 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. Los modos de propagación par e impar ocurren a frecuencias cercanas entre sí. Para determinar las frecuencias de resonancia de cada modo sin la influencia del otro, 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 [40]. Así, del parámetro S11 en modo común y del S11 en modo diferencial, son obtenidos f_{em} y f_{om} , respectivamente.
2. Análisis EM para determinar A_{ij} : Las constantes de proporcionalidad A_{ij} de la ecuación (4.4) 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. $\epsilon_{\parallel} = \epsilon_{\perp} = \epsilon_{ISO}$.

Caso b): simulación del sensor cargado asumiendo $\epsilon_{\parallel} > \epsilon_{ISO}$ y $\epsilon_{\perp} < \epsilon_{ISO}$ 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 (4.4).

3. 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 (4.5). Las constantes dieléctricas extraídas de la medición son verificadas en una nueva simulación EM para comprobar que reproduzcan las frecuencias de resonancia de la medición. En caso contrario, estos valores son utilizados para repetir los pasos 2 y 3 de la metodología hasta alcanzar la convergencia.

Cuando colocamos muestras sólidas sobre un sensor basado en la tecnología de microcinta, existe un espacio de aire entre la superficie de las líneas del sensor y la superficie de la base de la SUT. Esto tiene su origen, debido a la rugosidad superficial en los materiales y debería ser tomado en cuenta durante el análisis EM, este y otros factores de error son discutidos en [41] y presentados en la siguiente sección.

4.5. Factores de error

Debido a que la metodología propuesta implementa simulaciones para extraer la constante dieléctrica uniaxial de mediciones experimentales, 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 en [41]. 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.

- 1) Proceso de fabricación: La técnica usada en la fabricación del sensor fue la de circuito impreso, la que consiste en imprimir (transferir) una mascarilla sobre el sustrato PCB. 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. Después de medir con un perfilómetro las dimensiones del sensor fabricado se determinó que las variaciones promedio en 5 sensores fabricados fue de $50 \mu\text{m}$ con una desviación estándar de $10 \mu\text{m}$. Las variaciones de las dimensiones más afectadas en el proceso son los anchos de línea W , separaciones entre resonadores s y largo de las líneas l , los cuales son representados en la Figura 4.4. Como es bien conocido, 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, si no 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.
- 2) Efectos del conductor: La mayoría de los sustratos para circuitos planares están fabricados por tres tipos de revestimiento de cobre (principalmente): arrollado, electrodepositado e inversamente tratado. Cada tipo de

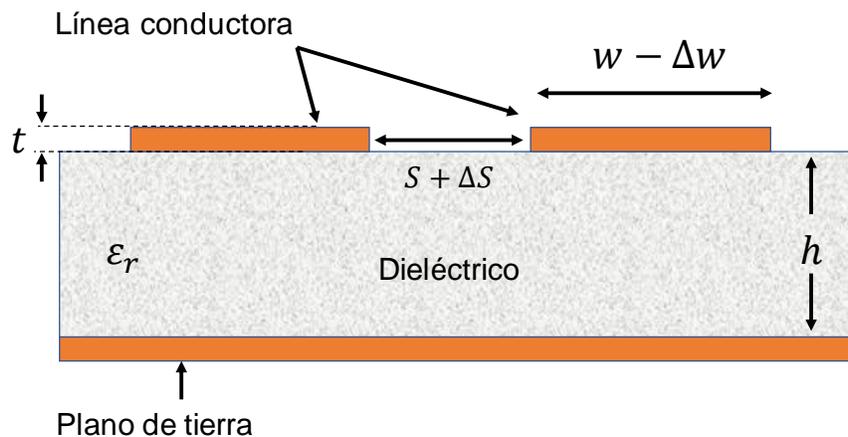


Figura 4.4 Representación de los posibles factores de error debido al proceso de fabricación obtenida de [41]. Se muestra en la sección transversal del sensor que las dimensiones finales de la separación entre resonadores y ancho de línea son los que típicamente se ven afectados.

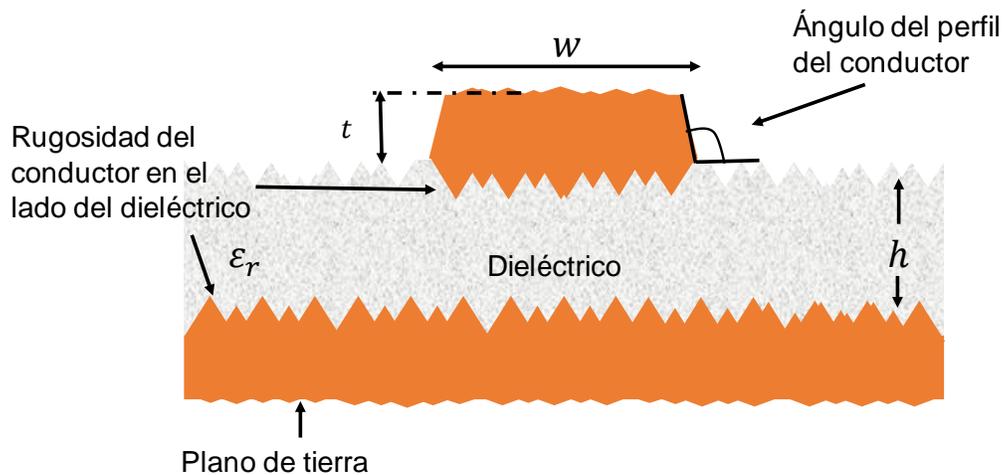


Figura 4.5 Representación de las imperfecciones en los conductores utilizados para los PCB. La figura ha sido obtenida de [41]. Donde se representa la rugosidad en los sustratos, y el perfil del conductor.

laminado es tratado por los fabricantes de diferente manera para mejorar y preservar la adhesión a diferentes tipos de sustratos para circuitos [27]. 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 (reducir) las pérdidas por conductor.

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 [42]. Trabajos más recientes muestran de manera experimental que la rugosidad en líneas de transmisión de microcinta aumentan tanto las pérdidas por conductor como la constante de fase, provocando un cambio en la permitividad efectiva de la línea de microcinta [43, 44].

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 [37]. 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, es importante considerar en el

análisis EM los efectos que el conductor tiene en el comportamiento del resonador. La Figura 4.5 muestra la rugosidad, espesor y ángulo del perfil del conductor para una línea de microcinta.

- 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). 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 más información puede referirse al siguiente trabajo de tesis [45]. Un estudio de cómo afecta la calibración utilizada en la medición de la constante dieléctrica en resonadores de microcinta ha sido publicado [38], 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, los contaminantes

agregados al sensor por impresiones dactilares poseen múltiples propiedades [46], los cuales podrían afectar el comportamiento del resonador.

- 4) SUT (espacio de aire): Cuando se trabaja con tecnología de microcinta para la medición de la constante dieléctrica de muestras planas, se ha encontrado que el espaciado de aire entre la muestra y el resonador provoca incertidumbre en la medición [47], [48], [49]. Ya que el espacio de aire entre muestra y sensor disminuye la sensibilidad ante los cambios de permitividad. Como se muestra en la Figura 4.6, el espaciado 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.

Además de los factores de error discutidos, es importante mencionar alguna de las limitaciones y/o suposiciones incluidas en la metodología de medición. La primera consideración en modelo del sensor de anisotropía es que funciona para la caracterización de muestras dieléctricas. Donde se asume que la SUT mantienen una permeabilidad relativa constante igual a 1.

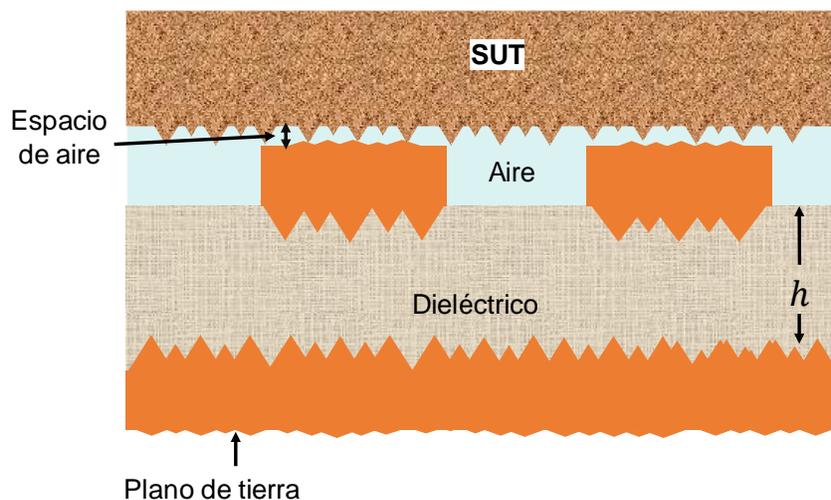


Figura 4.6 Espacio de aire entre SUT y las líneas del sensor.

El modelo matemático implementado sólo permite la extracción de la parte real de la permitividad relativa (constante dieléctrica). El método está basado en resonadores de media longitud de onda con frecuencia de resonancia central a 2.4 GHz. Por lo tanto, considerando que la dispersión de los materiales dieléctricos, los resultados de la caracterización son válidos cerca de esta frecuencia de medición.

5. Descripción de la caracterización de sustratos dieléctricos impresos en 3D basados en ácido poliláctico con sensor de anisotropía dieléctrica

5.1. Introducción.

Los procesos de impresión en 3D se han implementado para fabricar sustratos dieléctricos que se utilizan en circuitos electrónicos de radiofrecuencia (RF) y microondas. A diferencia de los sustratos de placas de circuito impreso (PCB) convencionales, los sustratos impresos en 3D se construyen capa por capa, lo que permite la creación de sustratos planos, no planos y de formas complejas con un material dieléctrico. De tal modo, es posible personalizar las propiedades dieléctricas del sustrato según las necesidades del circuito electrónico. Esto ofrece mayor flexibilidad en la fabricación de sustratos dieléctricos para aplicaciones de RF y microondas, ya que se pueden obtener formas y características específicas mediante la impresión en 3D. Además, la capacidad de modificar la estructura interna del sustrato impreso en 3D brinda oportunidades para optimizar su rendimiento dieléctrico en función de los requerimientos del diseño del circuito. En efecto, la impresión en 3D se ha utilizado para fabricar sustratos dieléctricos con densidades de impresión inferiores al 100%, lo que ha demostrado ser una técnica efectiva para reducir la permitividad compleja del material impreso. Sin embargo, hay pocos estudios disponibles en la literatura que aborden específicamente el tema de la anisotropía inducida en el material, especialmente a frecuencias inferiores a 10 GHz.

En este capítulo se describe la manera en la que se realizó la caracterización de muestras impresas en 3D usando el material PLA con diferentes patrones y porcentajes de llenado. El método de caracterización implementado es el descrito en el capítulo IV. Esta metodología permite una caracterización alrededor de los 2.45 GHz, donde se obtiene la parte real de la permitividad relativa uniaxial de una muestra bajo prueba.

5.2. Impresora 3D, software y parámetros de impresión utilizados

Para la fabricación de las muestras sometidas a prueba hemos utilizado la impresora FlashForge Finder 3D. Esta impresora cuenta con un solo extrusor con 400 μm de diámetro, permite depositar capas con espesor de 50-400 μm , con 2.5 μm de precisión en el eje z , y 11 μm de precisión en xy , su volumen de impresión es de 140 mm x 140 mm x 140 mm. Esta impresora tiene la capacidad de trabajar con el material PLA exclusivamente con diámetro de filamento de 1.75mm. No cuenta con cama caliente y requiere una temperatura de operación entre 15 – 30 °C y humedad relativa entre 20%-70%.

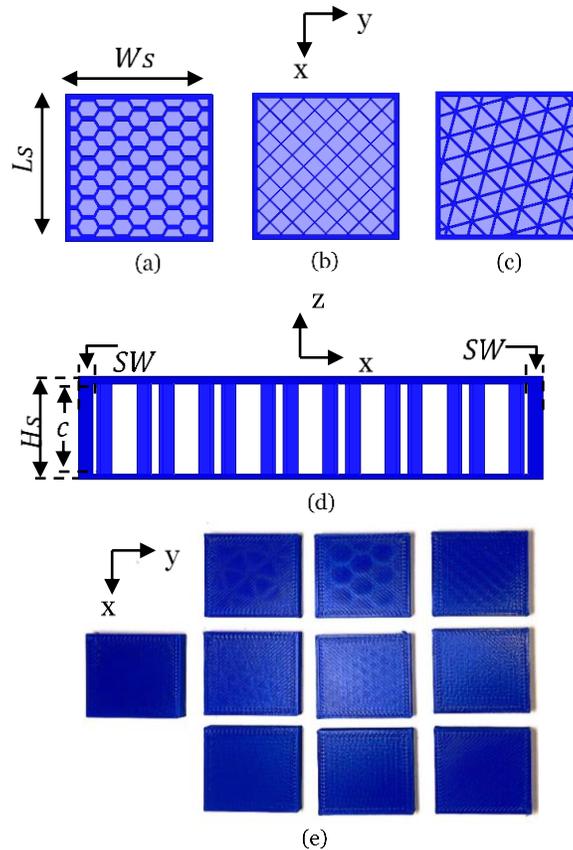


Figura 5.1 Representación CAD de los diferentes patrones de llenado en sustratos impresos. Una vista superficial (donde la capa sólida superficial es removida) del patrón hexagonal (a), waffle (b) y triangular (c). En (d) se muestra la sección transversal en un sustrato impreso, y en (e) una fotografía de las muestras de dieléctricos impresos para la caracterización en este trabajo.

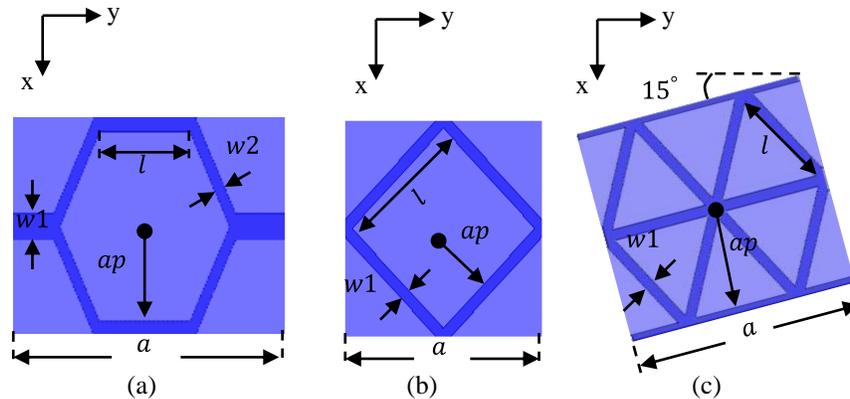


Figura 5.2 Vista Superficial de la celda unitaria del patrón de relleno de hexagonal (a), waffle (b) y triangular (c).

El software utilizado para generar el código g que es requerido por la impresora para el proceso de impresión, es el proporcionado por FlashForge; FlashPrint. En este software es necesario importar un archivo STL que previamente es generado usando un software de CAD. La configuración implementada en el software FlashPrint es la siguiente: Temperatura de extrusión de 220 °C, alto de capa de 0.18 mm, velocidad de impresión de 50 mm/s, grosor de paredes en el contorno de la muestra fue 0.8 mm, el ancho de hilo de 0.4 mm, con sólo una capa sólida (capa con 100% PLA) en las capas superior e inferior de las muestras impresas.

5.3. Preparación de muestras.

Las dimensiones de las muestras son las siguientes: ancho de muestra (W_s) = largo de muestra (L_s) = 25 mm, altura de la muestra (H_s) = 3.42 mm, altura del patrón de impresión (c) = 3.06 mm y ancho de las paredes en el borde de la muestra (SW) = 0.8 mm. Los diferentes porcentajes de llenado (densidad de depósito) fueron 50%, 30% y 15%, usando los patrones de mallado (patrones de depósito o también llamado patrón de llenado) hexagonal, waffle y triangular. Adicionalmente, se imprimió una muestra usando densidad de 100%. Por lo tanto, un total de 10 tipos de muestras fueron examinadas. Es importante mencionar que en este trabajo nos referimos al porcentaje de llenado (densidad

Tabla 5.1 Parámetros de las celdas unitarias en las muestras de sustratos impresos en 3D

Nombre	Patrón de llenado	Densidad (%)	a (mm)	ap (mm)	l (mm)	$w1$ (mm)	$w2$ (mm)	Longitud de filamento (m)	Peso (g)
A	N/A	100	NA	NA	NA	NA	NA	1.01	3.03
B	Hexagonal	50	3.37	0.57	1.12	0.80	0.40	0.74	2.21
C		30	5.79	1.27	1.93	0.80	0.40	0.62	1.84
D		15	11.28	2.86	3.75	0.80	0.40	0.54	1.60
E	Waffle	50	1.06	0.22	0.45	0.30	NA	0.73	2.19
F		30	1.80	0.54	1.07	0.20	NA	0.62	1.85
G		15	3.82	1.25	2.50	0.20	NA	0.54	1.60
H	Triangular	50	5.01	1.98	1.85	0.38	NA	0.77	2.31
I		30	8.59	3.52	3.64	0.38	NA	0.64	1.91
J		15	16.72	7.05	7.70	0.38	NA	0.55	1.63

de impresión) y al patrón de llenado, a los que el software de la impresora 3D genera automáticamente. En la Figura 5.1 se muestran los parámetros relacionados con las muestras examinadas, así como su representación gráfica donde es posible distinguir los 3 diferentes patrones de impresión estudiados y una fotografía de las muestras impresas. Además, en la Figura 5.2 hemos representado las celdas unitarias impresas en cada patrón, esto con la finalidad de facilitar la posible reproducción del trabajo presentado para futuros lectores. Los parámetros de las celdas unitarias fueron medidos usando un vernier con resolución de 10 μ m y son mostrados en la Tabla 5.1. Donde también se muestra el peso final medido de la muestra y la cantidad de filamento de PLA utilizado. Es importante mencionar que las dimensiones de la celda unitaria para cada muestra que se presentan en la Tabla 5.1 corresponden a un valor promedio de 10 mediciones realizadas con el vernier. La desviación estándar en las mediciones fue de 0.1 mm. Por otro lado, la longitud de filamento y peso de la muestra son los calculados por el software FlashPrint.

5.4. Configuración del análisis electromagnético y experimentos.

Como ha sido descrito en el capítulo 4, el método de obtención de la constante dieléctrica uniaxial es un proceso iterativo que correlaciona experimentos con análisis realizado en un simulador de onda completa. Por esta

razón, se presentan configuraciones específicas tomadas en cuenta para que las simulaciones realizadas sean lo más realistas y precisas posibles. De modo que se garantice el mapeo de las simulaciones con los experimentos controlando las fuentes de error que influyen en la implementación de la metodología de medición del sensor de anisotropía uniaxial. La Figura 5.3 muestra una representación de la configuración de medición de una SUT colocada sobre el sensor.

El simulador utilizado para el análisis EM fue ANSYS HFSS, en modo de solución modal con método de análisis adaptativo y una frecuencia de solución. La cual fue definida a la frecuencia central del sensor de anisotropía uniaxial. Es decir, 2.42 GHz. Como parámetro de convergencia se definió una máxima diferencia en la magnitud de los parámetros S (Max. Delta S) de 0.001. Además, para evitar los falsos positivos se definió como mínimo alcanzar la convergencia 2 ocasiones. Esto da como resultado un mallado de al menos 500, 000 elementos, requiriendo un tiempo de análisis de 11 horas en promedio para un sistema con 20 GB de RAM DDR4 y core i7 de 2 GHz.

Una de las consideraciones más importantes durante la simulación es el espacio de aire entre líneas del sensor y la muestra bajo prueba. Con base en los parámetros definidos para la fabricación de la muestra y de la evidencia

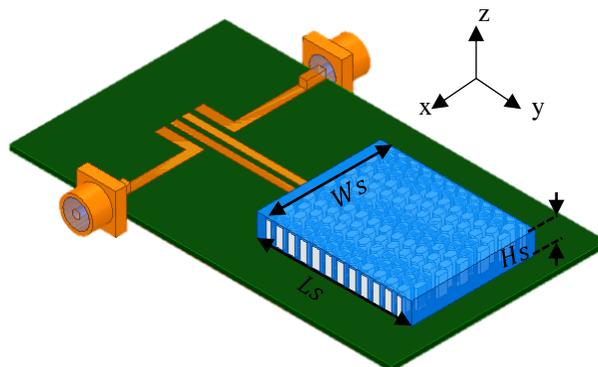


Figura 5.3 Esquema de la configuración de medición mediante sensor de microcinta de líneas acopladas para la caracterización dieléctrica uniaxial.

reportada en la literatura [5], [47], hemos considerado un espacio de aire de 15 micrómetros. La altura de la muestra (H_s) nos permite realizar las simulaciones sin incluir el poliestireno expandido empleado para presionar la muestra contra el sensor. Finalmente, es importante mencionar que durante los casos analizados para la muestra bajo prueba necesarios para implementar el algoritmo de solución *space-mapping*, se utilizó el mismo mallado. De modo que la única variación entre cada análisis fue la constante dieléctrica.

5.5. Resultados de la caracterización dieléctrica de los sustratos impresos en 3D

Se realizó una investigación experimental de las características dieléctricas de los sustratos impresos en 3D utilizando el sensor de anisotropía dieléctrica descrito anteriormente. Se analizaron múltiples muestras las cuales consisten en el material PLA impreso con densidad de depósito del 100%, y para las densidades 50%, 30% y 15% utilizando los patrones de llenado hexagonal, waffle y triangular. Todas las mediciones fueron realizadas a la frecuencia de 2.42 GHz bajo condiciones de laboratorio a temperatura (25 °C), presión (101 kPa) y humedad relativa (35%) constante.

Cada uno de los 10 tipos de muestras descritas fueron impresas dos veces y se realizaron las 7 mediciones en cada muestra donde se utilizó la misma calibración. De este modo se tomó en cuenta la incertidumbre de medición la cual es causada principalmente por errores de fabricación de las muestras, errores de colocación del operador y los propios del método utilizado. Después de llevar a cabo la caracterización dieléctrica con el método mencionado se obtuvieron los resultados mostrados en la Tabla 5.2, donde se define la anisotropía como: $\Delta\epsilon_A = 200(\epsilon_{r\parallel} - \epsilon_{r\perp}) / (\epsilon_{r\parallel} + \epsilon_{r\perp})$.

Para la muestra A de 100% PLA se determinó que la constante dieléctrica uniaxial es: $\epsilon_{r\parallel m} = 2.79$ y $\epsilon_{r\perp m} = 2.73$. Esto significa $\Delta\epsilon_A = 2.17\%$, lo cual nos permite decir que el material es casi isotrópico a la frecuencia examinada.

Tabla 5.2 Propiedades Dieléctricas en Sustratos Impresos en 3D Medidas a 2.4 GHz

Nombre	Patrón de llenado	Densidad (%)	Sensor de anisotropía uniaxial				
			$\epsilon_{\parallel m}$	$\epsilon_{\perp m}$	$\Delta\epsilon_A$ (%)	f_{em} (GHz)	f_{om} (GHz)
A	NA	100	2.79±0.01	2.73±0.01	2.17	2.2163	2.2875
B	Hexagonal	50	2.60±0.01	2.48±0.01	4.72	2.2265	2.3016
C		30	2.47±0.02	2.32±0.02	6.26	2.2359	2.3110
D		15	2.35±0.02	2.18±0.01	7.50	2.2450	2.3250
E	Waffle	50	2.54±0.01	2.43±0.01	4.42	2.2303	2.3034
F		30	2.40±0.02	2.26±0.01	6.00	2.2380	2.3130
G		15	2.32±0.01	2.16±0.01	7.14	2.2466	2.3250
H	Triangular	50	2.62±0.01	2.53±0.01	3.49	2.2256	2.2950
I		30	2.50±0.01	2.35±0.01	6.18	2.2333	2.3072
J		15	2.37±0.01	2.21±0.01	6.98	2.2437	2.3209
K	PTFE	NA	2.05	2.04	0.49	2.2660	2.3570

$$\Delta\epsilon_A = 200(\epsilon_{r\parallel} - \epsilon_{r\perp}) / (\epsilon_{r\parallel} + \epsilon_{r\perp})$$

Para las muestras con patrón hexagonal, los porcentajes de llenado son 15, 30 y 50%, los cuales provocaron: $\epsilon_{r\parallel m} = 2.35, 2.47, 2.60$ y $\epsilon_{r\perp m} = 2.18, 2.32,$ y 2.48 . Para tales muestras, $\Delta\epsilon_A$ es 7.5%, 6.26% y 4.72%, lo cual significa que la muestra que exhibe mayor anisotropía es la muestra con densidad de depósito del 15%.

Con el patrón de llenado de waffle y densidades del 15, 30 y 50%, hemos obtenido $\epsilon_{r\parallel m} = 2.32, 2.40$ y 2.54 . Para $\epsilon_{r\perp m}$ tenemos: 2.16, 2.26, y 2.43. En este caso, $\Delta\epsilon_A$ es 7.14%, 6% y 4.42% para 15, 30 and 50% respectivamente, con lo que observamos la mayor anisotropía para la densidad de 15%.

El patrón basado en triángulos exhibe $\epsilon_{r\parallel m} = 2.37, 2.50$ y 2.62 . Mientras $\epsilon_{r\perp m}$ es 2.21, 2.35 y 2.53. En esta ocasión, $\Delta\epsilon_A$ es 6.98%, 6.18% y 3.49%, indicando que el patrón de llenado tiene la mayor anisotropía con 15% de llenado.

Los resultados demuestran que el PLA es un material casi isótropo; sin embargo, cuando se imprime variando la densidad de depósito, se induce anisotropía en la muestra, la cual depende de las geometrías empleadas, así como de las dimensiones. Los resultados obtenidos muestran que el patrón

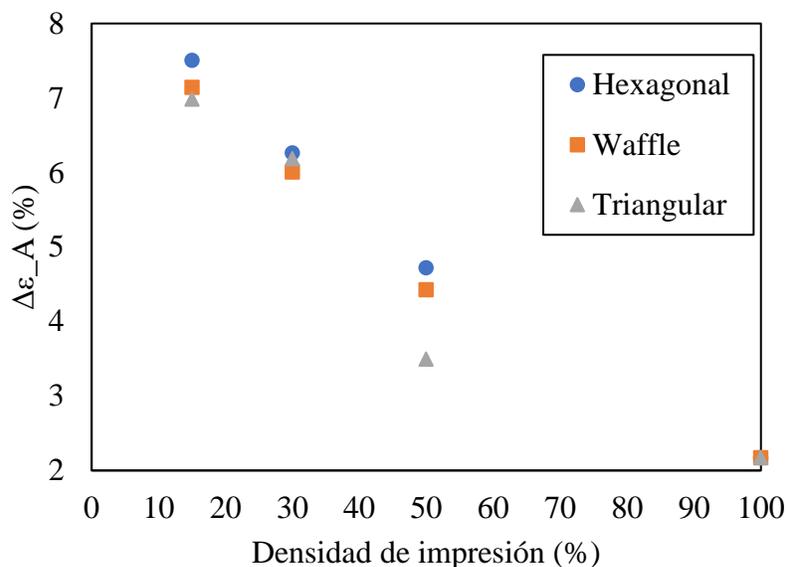


Figura 5.4 Anisotropía medida a 2.4 GHz en sustratos impresos en 3D, cuando la densidad de depósito es modificada para distintos patrones.

hexagonal es el que tiene una anisotropía mayor; 7.5% para la densidad de 15%, la mayor en las muestras examinadas. Por otro lado, el patrón triangular es el que tiene la anisotropía más baja para todos los porcentajes de llenado examinados. En la Figura 5.4, se muestra una gráfica que relaciona la densidad de depósito contra la anisotropía medida para los diferentes patrones caracterizados. Donde es posible distinguir que a la frecuencia de 2.42 GHz, la anisotropía es la mayor para la densidad de depósito de 15% para todos los patrones. Además, podemos notar que a medida que la densidad de depósito incrementa la anisotropía disminuye hasta llegar 2.17%. Los resultados obtenidos reflejan lo importante de la orientación de las líneas de campo con respecto a la muestra. Cuando la densidad de impresión es menor, la separación entre filamento impreso y espacios de aire aumenta (Tabla 5.1 de los parámetros de la celda unitaria para los patrones de impresión representados en la figura 5.2). Es decir, que la anisotropía medida para la densidad de impresión de 15% es mayor porque a la frecuencia de medición el sensor percibe una mayor diferencia entre el PLA impreso y los espacios de aire presentes en la muestra. Lo que concuerda con los resultados del trabajo de [13], donde se reportó una

mayor anisotropía en las mediciones de permitividad conforme la frecuencia de medición aumenta para PLA impreso con densidad de depósito del 100%.

5.6. Conclusiones

Este trabajo ha presentado las propiedades dieléctricas de los materiales impresos en 3D utilizando la técnica de impresión FDM y el material Acido Poliláctico (PLA). Se ha prestado especial atención a la anisotropía dieléctrica inducida artificialmente en sustratos de PLA isotrópicos. Los resultados de la caracterización demuestran que el porcentaje de llenado modifica la constante dieléctrica de un sustrato impreso. Además, el patrón de llenado y la densidad de impresión causan diferentes grados de anisotropía en la permitividad del material impreso en 3D. Hemos observado para los patrones de llenado examinados, que la anisotropía aumenta cuando la densidad de impresión disminuye. El patrón hexagonal exhibe la anisotropía más alta para las muestras examinadas. Estos resultados abren el camino para la implementación de nuevos componentes de microondas basados en variación y control local de anisotropía dieléctrica inducida, que podría utilizarse para mejorar el rendimiento del circuito y componentes de microondas.

6. Descripción de nuevo sensor fabricado sobre sustrato impreso en 3D y método para la medición de la permitividad compleja uniaxial mediante técnicas de perturbación de la resonancia

6.1. Introducción

La implementación de resonadores acoplados en microcinta como sensores de la anisotropía dieléctrica en materiales sólidos ha sido abordado en diferentes equipos de investigación [33, 28], [37]. Donde la caracterización toma parte de mediciones experimentales de la muestra bajo prueba en conjunto con análisis EM, y son correlacionados mediante el uso del algoritmo *Space Mapping*. A pesar de que se ha comprobado su confiabilidad, el proceso de medición puede requerir mucho tiempo y recursos de cómputo. Además de que la caracterización sólo se ha presentado para la parte real de la permitividad. Se han reportado sensores basados en CPW, donde se ofrece una caracterización de la permitividad compleja. Sin embargo, su implementación requiere de la toma de muchas mediciones, donde se rota la muestra para caracterizarla en distintas direcciones [50].

En este capítulo describiremos como hemos implementado un sustrato impreso en 3D para el desarrollo de un nuevo sensor que hace uso de las técnicas de perturbación de la resonancia para medir la permitividad compleja de un material en dos direcciones. Además, vale la pena mencionar que el sensor es diseñado en microcinta, lo que lo vuelve una propuesta sin precedentes. La medición de la anisotropía en materiales usando microcinta sólo se habían reportado métodos de solución iterativos [28], [33], [37], [51]. Mientras que los trabajos que hacen uso de técnicas de perturbación de resonancia (para mediciones anisótropas) usan resonadores de cavidad [14], [52].

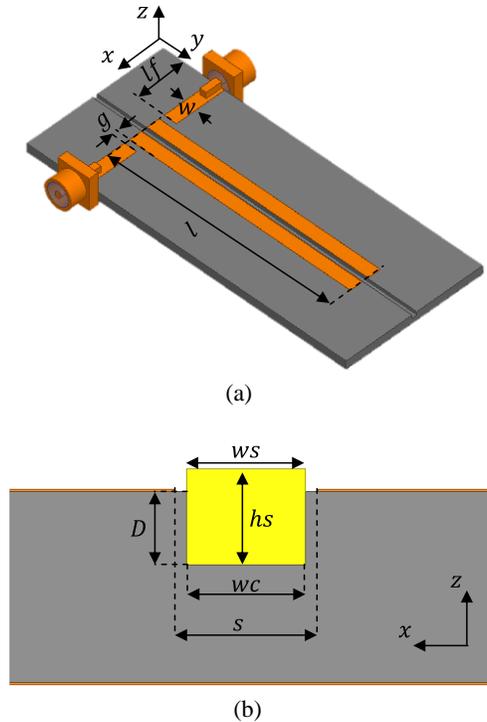


Figura 6.1 (a) Vista superficial del sensor propuesto. (b) Vista transversal del sensor cargado con una SUT sólida representada en color amarillo. La SUT está colocada en la cavidad diseñada entre los resonadores acoplados que conforman al sensor.

6.2. Diseño del sensor

En la Figura 6.1 se presenta una nueva propuesta para sensor con la capacidad de medición de la anisotropía en muestras dieléctricas. El diseño del sensor incluye una cavidad (o hendidura) con profundidad D y ancho w_c ubicada en el sustrato dieléctrico entre un par de resonadores acoplados. Los resonadores acoplados son diseñados en microcinta con ancho de línea w y longitud l separados a una distancia s . Este diseño permite la caracterización sin la necesidad del proceso iterativo llevado a cabo en simulación, como el implementado en [33] y [53], ni la toma de múltiples mediciones a una muestra, como en los métodos de [2] y [52], ni la implementación de dos dispositivos de medición [14]. Este sensor está basado en un par de resonadores acoplados en tecnología de microcinta donde pueden ser excitados los modos de propagación par e impar. Debido a la configuración de campo eléctrico específico para cada modo es posible relacionar los cambios en las resonancias con la permitividad

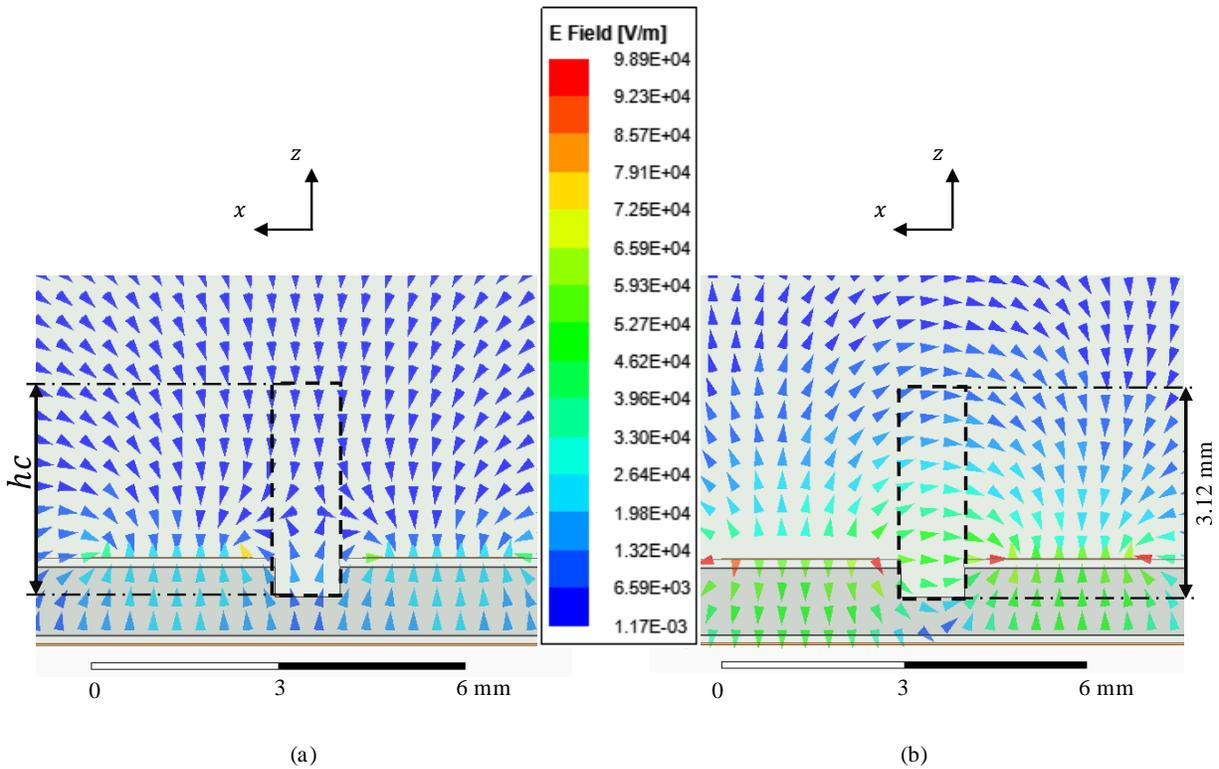


Figura 6.2 Configuración de campo eléctrico en la frecuencia de resonancia par (a) e impar (b), donde es mostrado que una SUT es polarizado verticalmente por el modo par y horizontalmente por el modo impar. Las líneas punteadas representan la región en la que una SUT puede ser colocada para su medición.

en dos direcciones diferentes en una SUT colocada en la ranura del sensor. En Figura 6.2 se muestra la configuración de campo eléctrico en modo par (Figura 6.2 (a)) y en modo impar (Fig. 6.2 (b)), donde es mostrado que la SUT es polarizada en dirección vertical por el modo par y en dirección horizontal por el modo impar. Por lo tanto, es posible determinar la permitividad compleja uniaxial (un valor de $\tilde{\epsilon}_h$ horizontal ($\tilde{\epsilon}_h = \tilde{\epsilon}_{xx} = \tilde{\epsilon}_{yy}$) diferente de una $\tilde{\epsilon}_v$ vertical ($\tilde{\epsilon}_v = \tilde{\epsilon}_{zz}$) mediante la evaluación directa de la respuesta del sensor cuando está en contacto con una SUT.

El sensor incluye una hendidura en la región de acoplamiento como se muestra en la Figura 6.1 (b), donde se muestra la configuración del campo eléctrico para el modo par (Figura 6.2 (a)) y para el modo impar (Figura 6.2 (b)) graficadas en la vista transversal del sensor descargado (hendidura vacía) obtenida por el ANSYS HFSS. Dado que la hendidura es una estructura abierta,

es importante definir la altura de esta hc que se considerará en el presente trabajo. Este se definió $hc = 3.12$ mm considerando que el campo eléctrico es mínimo a esta distancia y que las líneas de campo mantienen una orientación adecuada para ambos modos. La hendidura puede contener un SUT que estará expuesto a líneas de campo eléctrico, dependiendo de la configuración del campo eléctrico en la frecuencia de resonancia par e impar, como se muestra en la Figura 2. Una SUT colocada en la hendidura está polarizada verticalmente (en la dirección de la z- eje) cuando ocurre la resonancia de modo par (figura 6.2 (a)), mientras que está polarizado horizontalmente (en la dirección del eje x) cuando ocurre la resonancia de modo impar (figura 6.2 (b)). Por lo tanto, relacionando la parte real de la permitividad con la frecuencia de resonancia y la parte imaginaria con el factor Q, es posible determinar la permitividad uniaxial compleja de un SUT.

6.3. Metodología de medición

Este sensor permite la caracterización de la permitividad compleja anisótropa mediante el uso de las técnicas de perturbación de resonancia. El método de perturbación de cavidad resonante consiste en introducir una pequeña muestra de material en una cavidad con la intención de modificar los campos dentro de esta. Para una SUT dieléctrica introducido en la hendidura del sensor propuesto, se pueden relacionar el desplazamiento en la frecuencia de resonancia y la reducción del factor Q con ε'_r y ε''_r , respectivamente. Esta relación es descrita por las ecuaciones de las técnicas de perturbación de la resonancia y son mostradas a continuación [54]:

$$\frac{f_1 - f_2}{f_2} = A(\varepsilon'_r - 1) \frac{V_s}{V_c} \quad (6.1)$$

$$\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = B\varepsilon''_r \frac{V_s}{V_c} \quad (6.2)$$

donde f_1 , Q_1 , y f_2 , Q_2 son la frecuencia de resonancia y factor Q antes y después de la perturbación, respectivamente. ε'_r y ε''_r son la parte real e imaginaria de la permitividad relativa de la SUT, V_s es el volumen del SUT, mientras que V_c el

volumen de la cavidad. A y B son parámetros constantes independientes a las características dieléctricas de la muestra.

Este método permite la determinación de la permitividad relativa compleja de una SUT mediante la evaluación de una muestra con propiedades dieléctricas conocidas y con forma y tamaño similares a las del SUT, de modo que los parámetros A y B sean encontrados y utilizados en conjunto con la medición de la frecuencia de resonancia y factor Q causados por la SUT.

Como ha sido mencionado anteriormente, el diseño propuesto permite usar las ecuaciones de las técnicas de la perturbación. Cuando una SUT se coloca en la hendidura del sensor, el modo par polariza la muestra en dirección vertical, mientras que el modo impar lo hace horizontalmente. Por lo tanto, hemos adaptado las ecuaciones para usarse con los modos del sensor propuesto:

$$\frac{f_{1i}-f_{2i}}{f_{2i}} = A_i(\varepsilon'_{rj} - 1) \frac{V_s}{V_c} \quad (6.3)$$

$$\frac{1}{Q_{2i}} - \frac{1}{Q_{1i}} = B_i \varepsilon''_j \frac{V_s}{V_c} \quad (6.4)$$

donde $i = e, o$ indica el modo par o impar, respectivamente, f_{1i} , Q_{1i} y f_{2i} , Q_{2i} son la frecuencia de resonancia y el factor Q antes y después de la perturbación, respectivamente. A_i y B_i son parámetros constantes e independientes de las características dieléctricas de la muestra. ε'_{rj} y ε''_j ($j = \perp, \parallel$) son la parte real e imaginaria de la permitividad relativa del SUT, V_s es el volumen del SUT, mientras que V_c es el volumen de la hendidura.

La metodología de medición de la permitividad relativa compleja de un SUT se muestra en la Figura 6.3 y se resume en los siguientes cuatro pasos:

primer paso: consiste en medir los parámetros S del sensor para los siguientes casos: (a) sin muestra, (b) con muestra conocida, y (c) con muestra desconocida o SUT.

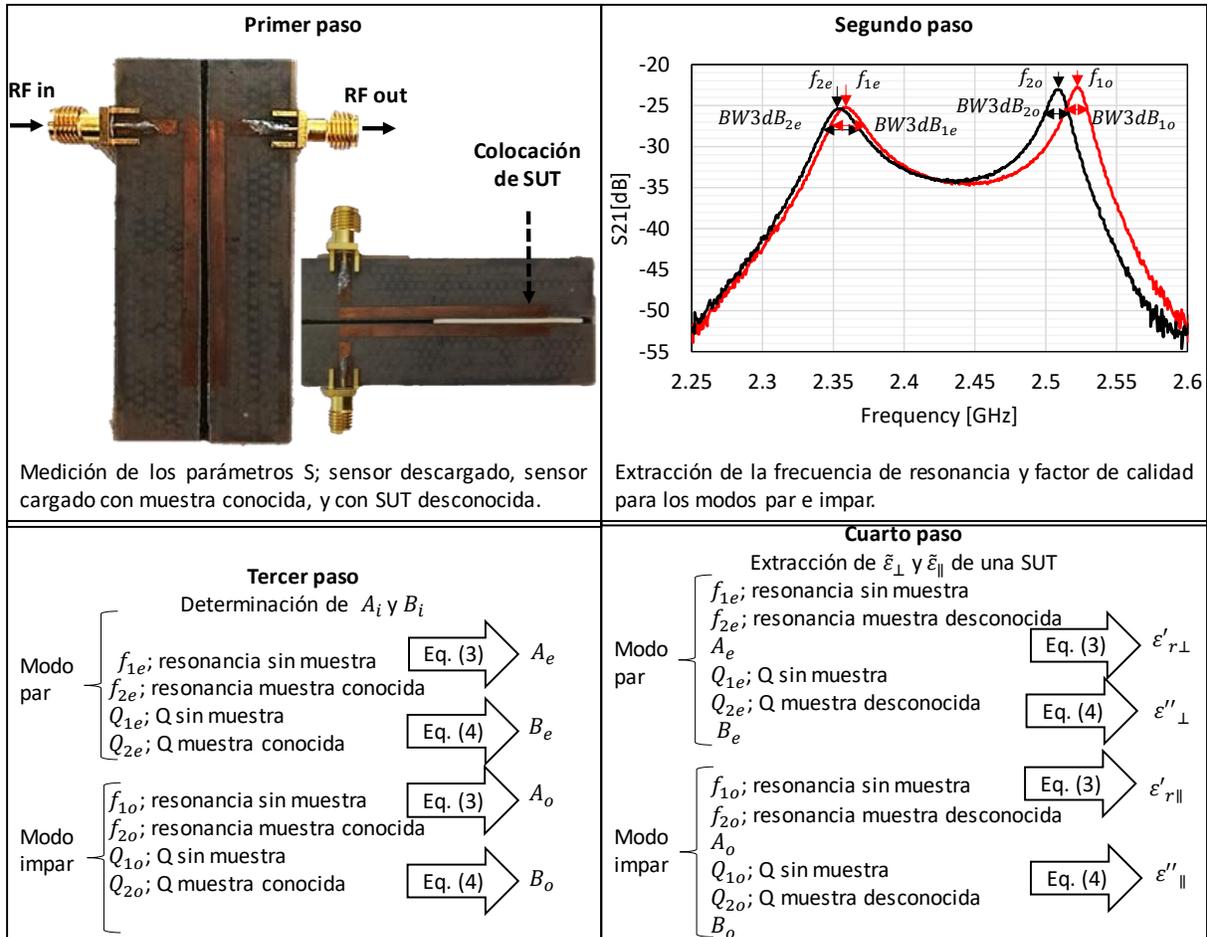


Figura 6.3 Metodología de medición de permitividad compleja uniaxial en muestras sólidas planas usando el método de perturbación de cavidad para un sensor microstrip de resonadores acoplados.

segundo paso: consiste en la extracción de las frecuencias de resonancia y el factor Q para los modos par e impar. Para esto, las frecuencias de resonancia se determinan como los valores pico del parámetro de transmisión S21 [dB]. El modo par ocurre a la frecuencia más baja en relación con el modo impar, que es la resonancia que ocurre a la frecuencia más alta. El factor Q se determinó usando el ancho de banda de -3dB para los dos modos resonantes.

tercer paso: consiste en determinar las constantes de proporcionalidad A_i y B_i utilizando la ecuación (6.3) y la ecuación (6.4), las frecuencias de resonancia y los factores Q antes de la perturbación (caso (a)), y después de la perturbación con una muestra conocida (caso (b)).

cuarto paso: consiste en determinar la permitividad uniaxial compleja del SUT utilizando las constantes de proporcionalidad A_i y B_i obtenidas en el paso 3, la frecuencia de resonancia y el factor Q del SUT desconocido (caso (c)), y la frecuencia de resonancia y el factor Q antes de la perturbación (caso (a)).

Cabe señalar que con la metodología propuesta es posible obtener $\tilde{\epsilon}_\perp$ mediante el modo par, y $\tilde{\epsilon}_\parallel$ con el modo impar midiendo parámetros S sin necesidad de realizar simulaciones ni mover el SUT.

6.4. Resultados de la comprobación experimental

El sensor propuesto se implementó sobre un sustrato impreso en 3D, utilizando el material PLA con una densidad de depósito del 50% usando el patrón hexagonal. Se utilizaron películas delgadas (altura de dieléctrico de 0,127 mm) del material de PCB Cuclad 217 con $\epsilon'_r=2.2$ y $\tan\delta =0.0009$ para el plano de tierra y las líneas del sensor. Con esto, se presionaron contra el sustrato PLA utilizando una prensa y adhesivo por un día para formar el sensor. Cabe mencionar que la implementación de este sustrato anisótropo en el diseño de este sensor es principalmente por la alta calidad en la impresión 3D para conformar una ranura de pequeñas dimensiones.

El volumen de la cavidad y de la muestra son $vc = wc \times lc \times hc$ y $vs = ws \times ls \times hs$, respectivamente, donde el ancho y el largo de la muestra están delimitados por la estructura como se muestra en la Figura 6.1 (es decir, ancho de la muestra $ws \leq wc$ y $ls \leq lc$). Al ser una estructura abierta, es importante aclarar que la altura de hc es definida igual a $5D$ ya que a esa altura el campo es mínimo, las líneas están bien orientadas y la perturbación se percibe simultáneamente en la frecuencia resonante impar y par; además, el método requiere hs menos de $3D$.

Las mediciones de los parámetros S se realizaron con un VNA (Keysight FieldFox N9918A) en condiciones de laboratorio a temperatura constante. El sensor sin muestra tiene una resonancia de modo uniforme medida de

$f_{1e}=2.3543$ GHz ± 0.0008 y un factor de calidad cargado $Q_{1e}=63.372 \pm 0.55$. La frecuencia de resonancia del modo impar se midió en $f_{1o}=2.52425$ GHz ± 0.0012 con un factor de calidad cargado de $Q_{1o}=105.432 \pm 0.89$. Las variaciones observadas con el sensor descargado se atribuyen principalmente a cambios de temperatura y humedad relativa en el entorno de medición.

En este trabajo, hemos utilizado tres materiales diferentes, los cuales son considerados como conocidos para determinar las constantes de proporcionalidad A_i , y B_i de la ecuación (6.3) y (6.4); el material isotrópico PTFE, y los anisotrópicos; RT5870 y RO4003. La Tabla 6.1 resume las frecuencias de resonancia y los factores de calidad medidos con el sensor cargado de manera consistente con cada muestra conocida. Estos valores corresponden al valor medio con su desviación estándar de doce medidas repetidas en cada muestra. Es importante mencionar que las tres muestras para la calibración fueron obtenidas por el método descrito en el capítulo 4, donde se utilizó el sensor de anisotropía dieléctrica reportado en [33] para la parte real del tensor de permitividad. Mientras que la parte imaginaria del tensor de permitividad se estableció igual a lo reportado en trabajos anteriores [17], [55], [56], donde se relacionó el cambio en el factor de calidad en un resonador con la parte imaginaria de la permitividad.

El método se utilizó para caracterizar muestras anisotrópicas de PLA impreso con una densidad de depósito del 100 %, Diclad 880 y RO4350B. En la

Tabla 6.1. Frecuencias de resonancia y factores de calidad experimentales, obtenidos por el sensor propuesto perturbado por diferentes muestras conocidas.

Material	w_s	h_s	f_{2e}	Q_{2e}	f_{2o}	Q_{2o}	$\epsilon'_{r\perp}$	$\epsilon'_{r\parallel}$	$\Delta\epsilon_A(\%)$	Frecuencia de medición
	(mm)	(mm)	(GHz)		(GHz)		$\tan\delta_{\perp}$	$\tan\delta_{\parallel}$	$\Delta\tan\delta_A(\%)$	(GHz)
PTFE	0.96	1.54	2.3518 ± 0.0012	60.84 ± 0.606	2.5045 ± 0.0002	103.58 ± 1.01	2.051 0.0012	2.051 0.0012	0 0	2.43
RT5870	0.97	1.51	2.3462 ± 0.0004	61.36 ± 0.54	2.5049 ± 0.0003	102.43 ± 1.05	2.35 0.0016	2.5 0.0023	6.18 35.89	2.43
RO4003	1.03	0.79	2.3470 ± 0	60.145 ± 0.37	2.4951 ± 0	98.291 ± 0.94	3.37 0.0029	3.67 0.0037	8.52 24.24	2.43

Tabla 6.2. Resultados experimentales obtenidos por el sensor propuesto y por trabajos previos.

Material	w_s (mm)	h_s (mm)	f_{2e} (GHz)	Q_{2e}	f_{2o} (GHz)	Q_{2o}	$\epsilon'_{r\perp}$	$\epsilon'_{r\parallel}$	$\Delta\epsilon_A$ (%)	Freq. Medición (GHz)
							$\tan\delta_{\perp}$	$\tan\delta_{\parallel}$	$\Delta\tan\delta_A$ (%)	
PLA [este trabajo]	0.95	0.81	2.3457	60.980	2.5002	101.730	2.70 ± 0.06	2.74 ± 0.01	1.47	2.43
							0.0012 ± 0.0002	0.0020 ± 0.0007	50	
PLA [este trabajo]	0.85	1.40	2.3406	60.555	2.488	98.560	2.79 ± 0.06	2.69 ± 0.02	3.65	2.43
							0.0017 ± 0.0002	0.0047 ± 0.0005	93.75	
PLA [51]	25	3.42	N/A	N/A	N/A	N/A	2.73	2.79	2.17	2.4
PLA [3]	-	-	N/A	N/A	N/A	N/A	-	2.75	0	12
PLA [13]	-	-	N/A	N/A	N/A	N/A	2.75	2.92	6.00	40
							0.0116	0.0118	1.71	
Diclad 880 [este trabajo]	0.92	1.51	2.3486	61.44	2.5037	102.62	2.13 ± 0.02	2.28 ± 0.03	6.80	2.43
							0.0011 ± 0.0002	0.0022 ± 0.0004	66.66	
Diclad 880 [33]	10	3.18	N/A	N/A	N/A	N/A	2.17	2.33	7.11	2.4
							-	-	-	
Diclad 880 [17]	-	-	N/A	N/A	N/A	N/A	2.15	2.32	7.6	12
							0.0009	0.0016	53	
RO4350B [este trabajo]	0.96	0.75	2.3459	60.212	2.4960	99.508	3.55 ± 0.06	3.73 ± 0.05	11.47	2.43
							0.0030 ± 0.0005	0.0034 ± 0.0003	131.03	
RO4350B [33]	10	0.76	N/A	N/A	N/A	N/A	3.48	3.88	10.86	2.4
							-	-	-	

Tabla 6.2 se muestran las dimensiones del SUT, frecuencias de resonancia, factores de calidad, porcentaje de anisotropía y valor promedio medido de la parte real e imaginaria del tensor de permitividad acompañado de su desviación estándar calculada con el experimento repetido 12 veces, a la temperatura de $26 \text{ }^\circ\text{C} \pm 0,27 \text{ }^\circ\text{C}$, humedad relativa de 53.95 ± 0.31 , con los parámetros S medidos con el VNA Field Fox N9918A calibrado con el método SOLT utilizando un IFBW de 100 Hz con un paso de medición de 218 KHz, dando como resultado un tiempo de barrido de frecuencia de 3 minutos por medida.

La implementación de las técnicas de perturbación de la resonancia requiere que las muestras conocidas tengan propiedades eléctricas lo más similares posible a la SUT [32] [52]. Por esta razón el material PTFE, RT5870 y RO4003 son usados como materiales conocidos para caracterizar a los materiales Diclad 880, PLA y RO4350B, respectivamente.

El material PLA impreso se caracterizó utilizando dos espesores de muestra diferentes con el método propuesto y sensor por medio de la muestra conocida RT5870 definida en la Tabla 6.4. Para la muestra PLA de $h_s = 0.81$ mm obteniendo $\epsilon'_{r\perp} = 2.70 \pm 0.06$, $\tan\delta_{\perp} = 0.0012 \pm 0.0002$, $\epsilon'_{r\parallel} = 2.74 \pm 0.01$, $\tan\delta_{\parallel} = 0.002 \pm 0.0007$, $\Delta\epsilon_A = 1.47\%$ y $\Delta\tan\delta_A = 50\%$ donde los porcentajes de anisotropía para la parte real y la parte imaginaria se definen como $\Delta\epsilon_A = 2(\epsilon'_{r\parallel} - \epsilon'_{r\perp}) / (\epsilon'_{r\perp} + \epsilon'_{r\parallel})$ y $\Delta\tan\delta_A = 2(\tan\delta_{\parallel} - \tan\delta_{\perp}) / (\tan\delta_{\parallel} + \tan\delta_{\perp})$. Adicionalmente, se caracterizó una segunda muestra de PLA con un espesor de muestra de 1.40 mm; los resultados obtenidos son $\epsilon'_{r\perp} = 2.79 \pm 0.06$, $\tan\delta_{\perp} = 0.0017 \pm 0.0002$, $\epsilon'_{r\parallel} = 2.69$, $\tan\delta_{\parallel} = 0.0047 \pm 0.0005$, $\Delta\epsilon_A = 3.65\%$ y $\Delta\tan\delta_A = 93.75\%$. Con esto observamos que para las dos muestras los resultados son cercanos para los dos espesores estudiados considerando que los resultados están influenciados por la resolución de la impresora (errores de fabricación). Además, es importante destacar que la parte real de la permitividad uniaxial coincide con el trabajo reportado en [51] donde se reportó $\Delta\epsilon_A = 2.17\%$.

Posteriormente, usamos la muestra isotrópica conocida PTFE para caracterizar el material Diclad 880. Obtuvimos $\epsilon'_{r\perp} = 2.13 \pm 0.02$, $\tan\delta_{\perp} = 0.0011 \pm 0.0002$, $\epsilon'_{r\parallel} = 2.28 \pm 0.03$, $\tan\delta_{\parallel} = 0.0022 \pm 0.0004$, $\Delta\epsilon_A = 6.80\%$ y $\Delta\tan\delta_A = 66.66\%$. Con estos resultados se han observado valores de anisotropía dieléctrica cercanos a los reportados en trabajos anteriores; a 2,4 GHz (7.11%) [33] y 12 GHz (7.6%) [17].

Además, hemos utilizado el sensor para caracterizar el material RO4350B mediante el material conocido RO4003. Obteniendo: $\epsilon'_{r\perp} = 3.55 \pm 0.06$, $\tan\delta_{\perp} = 0.003 \pm 0.0005$, $\epsilon'_{r\parallel} = 3.73 \pm 0.05$, $\tan\delta_{\parallel} = 0.0034$, $\Delta\epsilon_A = 11,47\%$ y

$\Delta \tan \delta_A = 131.03\%$. Con estos resultados se midió la anisotropía dieléctrica cercana a lo reportado en [33] (10.86%).

Las diferencias observadas en los resultados de la caracterización de los materiales PCB Diclad 880 y RO4350B con respecto a [33] se atribuyen a variaciones locales en la permitividad de las PCB comerciales, además de imperfecciones en la muestra, como dimensiones no nominales y el material conocido utilizado para caracterizar las SUT. Es importante destacar que, dado que la metodología actual se basa en técnicas de perturbación de resonancia, para obtener una medición más precisa, se requieren muestras conocidas con valores de permitividad lo más cercanos posible a los de la SUT.

6.5. Factores de error

El presente sensor y metodología propuestos representan una oferta de gran innovación para la medición de la anisotropía en muestras sólidas a un bajo costo, el tiempo de análisis es reducido de manera drástica en comparación de los métodos basados en algoritmos iterativos. Sin embargo, es importante notar que el nuevo diseño en microcinta utiliza un sustrato impreso en 3D, cuyas características y diseño lo habilitan a ser empleado para las técnicas de perturbación de la resonancia. Este método puede ser llevado a cabo mediante un proceso completamente experimental. Sin embargo, hay que tener en cuenta que también el presente método estará susceptible tanto a las fuentes de error característicos de los métodos de perturbación de resonancia como de las fuentes de error características para los sensores de microcinta usados para la medición de materiales sólidos (como los descritos en el capítulo 4). A continuación, se presenta una discusión acerca de las fuentes de error.

6.5.1. Consideraciones para obtener ecuaciones de las técnicas de perturbación

Las ecuaciones (6.1) y (6.2) del método de perturbación de cavidad con piezas pequeñas [32], son ampliamente utilizadas para el cálculo de la permitividad del material que modifica (es introducido) la resonancia en la

cavidad. Este método ha sido empleado tanto con materiales isótropos como anisótropos. Sin embargo, vale la pena mencionar cuales son las consideraciones que se asumen para obtener las ecuaciones; primero, en su estado inicial (antes de la perturbación) el resonador está vacío. Además, la perturbación es realizada con un objeto pequeño en comparación con el volumen de la cavidad. Por último, se considera que las pérdidas por radiación son despreciables. Estas suposiciones nos permiten considerar que no hay cambios en la configuración de campo eléctrico ni en la energía almacenada en el resonador después de la perturbación con una muestra

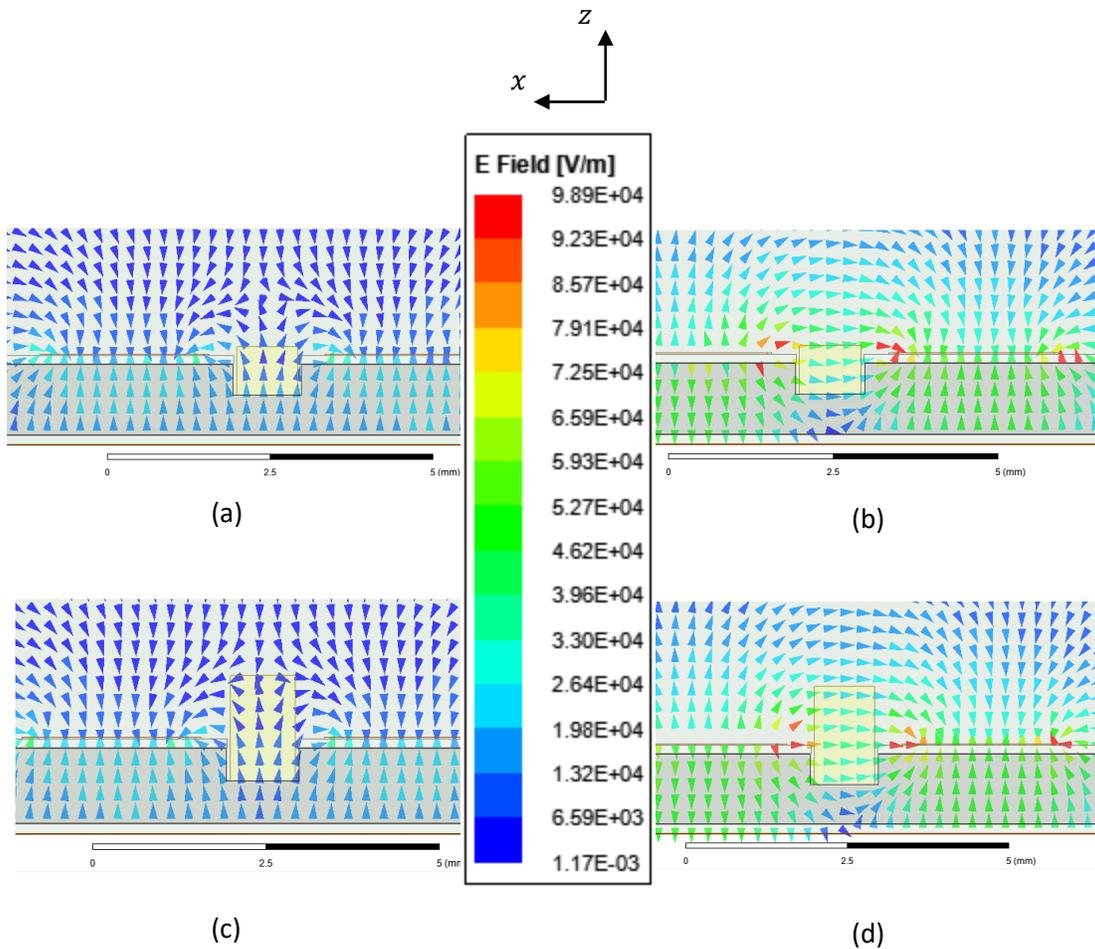


Figura 6.4 Campo eléctrico obtenido por el simulador de onda completa ANSYS (HFSS). Se muestra la vista transversal del sensor cargado con una muestra con pérdidas. La muestra de las imágenes (a) y (b) corresponde al material RO4350B con $w_s = 0.96$, $h_s = 0.75$, mientras que las imágenes (c) y (d) corresponden al material PTFE con $w_s = 0.96$ mm y $h_s = 1.54$ mm. Estas imágenes demuestran que las líneas de campo eléctrico mantienen su orientación incluso cuando el sensor ha sido cargado con una muestra.

pequeña. Consecuentemente, podemos suponer que los parámetros A y B de las ecuaciones (6.1) y (6.2) son independientes de las características dieléctricas de la muestra bajo prueba [52]. Pero estos parámetros si dependen en las características del resonador, la forma de la muestra y la posición (colocación) de la misma dentro de la cavidad. Sin embargo, hay que tener en mente que la metodología basada en la teoría de perturbación está basada en muchas aproximaciones y en un sentido estricto las constantes A y B cambian de caso en caso.

Con el propósito de sustentar tales consideraciones, la Figura 6.4 presenta resultados de simulaciones EM realizadas con ANSYS. Donde es representado el campo eléctrico en la sección transversal del resonador. El cual está cargado con una muestra bajo prueba. En la Figura 6.4 (a) y (b) podemos apreciar el campo eléctrico en modo par e impar, respectivamente, cuando el sensor está cargado con el material RO4350B con $w_s = 0.96$, $h_s = 0.75$, mientras que las imágenes inferiores corresponden (Figura 6.4 (c) y (d)) al campo eléctrico de modo par e impar, respectivamente, cuando el sensor está cargado con el material PTFE con $w_s = 0.96$ mm y $h_s = 1.54$ mm. Donde se demuestra que las líneas de campo eléctrico mantienen su orientación incluso cuando el sensor ha sido cargado con una muestra pequeña.

6.5.2. Estimación del error de cálculo introducido por la metodología

Con el propósito de estimar el error que puede ser introducido por el método de medición hemos realizado algunos experimentos con ayuda del software de simulación electromagnética de onda completa ANSYS HFSS. Para todas las simulaciones hemos configurado la frecuencia de solución como la frecuencia central de trabajo del sensor con un parámetro de convergencia configurado como Máximo delta S de 0.002 y un mínimo de dos pasos consecutivos donde se alcance la convergencia para terminar el proceso de solución adaptativa del software. Como resultado se obtuvo un mallado para la estructura de cerca de 500 mil elementos. Es importante aclarar que el mismo mallado fue utilizado para todos los casos analizados,

Tabla 6.3 Propiedades Dieléctricas de SUTs Anisótropas Usadas en el Análisis EM y Respuesta del Sensor en Modo Par e Impar Resultante.

SUT	Dirección Vertical			dirección Horizontal		
	ϵ'_{ν} ϵ''_{ν}	f_{re} [GHz]	Q_e	ϵ'_h ϵ''_h	f_{ro} [GHz]	Q_o
Diclad 880	2.17 [33] 0.0019 [17]	2.2611	78.10	2.33 [33] 0.0037 [17]	2.4622	315.66
RO4350	3.48 [33] 0.0128 [17]	2.2548	77.48	3.88 [33] 0.0174 [17]	2.4288	303.60
FR4	4.19 [33] 0.0419 [17]	2.2525	76.61	4.57 [33] 0.0914 [17]	2.4177	241.77

de modo que la única variación entre estos corresponde a la permitividad de las muestras bajo prueba.

Las SUTs fueron considerados sólidos de forma ortoédrica y dimensiones $ws=wc$ y $hs= 0.72$ mm. Como es aclarado previamente, una de las dos maneras de estimar las constantes A y B de las ecuaciones (6.3) y (6.4) es mediante experimentos realizados con materiales conocidos. Esto es posible bajo las restricciones de que las muestras conocidas sean lo más parecidas posibles tanto eléctricamente (valores de permitividad) como en la forma y colocación dentro de la cavidad con respecto a las muestras desconocidas. Por lo tanto, para la implementación de la metodología descrita en la sección 6.3, las SUTs que serán consideradas como “desconocidas”, para emular el paso 1 en la metodología, fueron simuladas con los valores anisótropos para la permitividad compleja de tipo uniaxial mostrados en Tabla 6.3, cuyos valores corresponden a sustratos PCB comerciales que pueden encontrarse en la literatura [33].

Después, se realizaron simulaciones EM de materiales “conocidos” los cuales fueron considerados isótropos cuya permitividad es mostrada en la Tabla 6.4. Es importante notar que el análisis realizado en simulación está enfocado en cuantificar el error en el cálculo de la permitividad compleja uniaxial con el sensor propuesto y la metodología descrita. Los materiales de la Tabla 6.4 corresponden a consideraciones realizadas en simulación para

Tabla 6.4 Propiedades Dieléctricas de Muestras Isótropas Conocidas y Respuesta del Sensor en Modo Par e Impar Resultante.

Muestra	$\begin{matrix} \varepsilon'_r \\ \varepsilon''_r \end{matrix}$	$\begin{matrix} f_{re} \\ \text{[GHz]} \end{matrix}$	Q_e	$\begin{matrix} f_{ro} \\ \text{[GHz]} \end{matrix}$	Q_o
A (vacío)	$\begin{matrix} 1 \\ 0 \end{matrix}$	2.2726	79.74	2.5092	321.69
B	$\begin{matrix} 2.17 \\ 0.0019 \end{matrix}$	2.2613	78.24	2.4664	320.31
C	$\begin{matrix} 2.33 \\ 0.0037 \end{matrix}$	2.2606	78.21	2.4619	315.62
D	$\begin{matrix} 3.48 \\ 0.0128 \end{matrix}$	2.2551	77.49	2.4356	308.30
E	$\begin{matrix} 3.88 \\ 0.0174 \end{matrix}$	2.2537	77.44	2.4284	303.55
F	$\begin{matrix} 4.19 \\ 0.0419 \end{matrix}$	2.2527	76.88	2.4232	278.52
G	$\begin{matrix} 4.57 \\ 0.0914 \end{matrix}$	2.2516	75.81	2.4174	241.74

asegurar que las características de la SUT son idénticas a la del material conocido.

Para obtener los resultados representados en la Tabla 6.5 aplicando las ecuaciones (6.3) y (6.4), el procedimiento fue el siguiente: Tomando como ejemplo el caso del material Diclad 880;

Para el cálculo de A del modo par (y, por ende, en dirección vertical en la SUT) utilizamos las frecuencias de resonancia de modo par de los materiales de la Tabla 6.4. Siendo f_{1e} igual a 2.2726 GHz del material A representando el estado antes de la perturbación, $f_{2e} = 2.2613$ GHz resultado del material B con $\varepsilon'_r = 2.17$. Como resultado, se obtiene $A_e = 4.27e^{-3}$. Posteriormente, esta constante A_e es utilizada para determinar la ε'_v de la SUT desconocida. Es decir, que utilizando esta constante A_e en conjunto con $f_{1e} = 2.2726$ GHz (antes de la perturbación) del material A, mientras que $f_{2e} = 2.2611$ corresponde a f_{re} del material diclad 880 de la Tabla 6.3 para Diclad 880. Como resultado, obtenemos $\varepsilon'_v = 2.19$. Comparado con el valor que fue configurado (introducido) en el simulador (2.17) obtenemos un error relativo de 0.95%. Este procedimiento fue realizado de la misma manera para el

Tabla 6.5 Propiedades Dieléctricas de las SUTs Obtenidas de Simulación con el Sensor Propuesto y Errores Relativos a los definidos en la Tabla 6.3

Muestra	ε'_v ε''_v	Error	ε'_h ε''_h	Error
Diclad 880	2.19 0.0021	0.95% 42.39%	2.32 0.0037	0.36% 0.64%
RO4350	3.52 0.0129	1.23% 0.47%	3.86 0.0174	0.38% 0.29%
FR4	4.22 0.046	0.77% 9.77%	4.55 0.0913	0.26% 0.05%

modo impar, con el que se determina la permitividad en dirección horizontal. Entonces, los resultados de la Tabla 6.3 fueron calculados.

Los resultados de simulación muestran que el sensor permite caracterizar un material de forma uniaxial extrayendo la permitividad compleja en dirección vertical mediante el modo par y la permitividad compleja en dirección horizontal con el modo impar. Las muestras examinadas fueron Diclad 880, RO4350 y FR4, se tienen un error de cálculo en la ε'_v 0.95%, 1.23% y 0.77%, y para ε''_v 42.39%, 0.47%, y 9.77%, respectivamente. Para la dirección horizontal se tienen errores de medición de ε'_h de 0.36%, 0.38%, y 0.26%, mientras que para ε''_h se tuvieron errores de 0.64%, 0.29% y 0.05%, respectivamente.

Se ha comprobado que el sensor propuesto brinda mediciones con errores inferiores al 1.23% en la dirección vertical y menores que 0.4% en la dirección horizontal, para la caracterización de la parte real de la permitividad uniaxial de muestras sólidas. Además, los errores determinados para la parte imaginaria en dirección horizontal fueron menores al 0.7%. Errores significativos se han obtenido en la parte imaginaria de la permitividad en dirección vertical los cuales se deben principalmente al bajo factor Q del sensor en modo par. Sin embargo, los resultados demuestran que el sensor es útil para realizar mediciones rápidas, precisas, y aun bajo costo, cuya caracterización puede ser manejada mediante simulaciones y mediciones en conjunto o mediante un procedimiento puramente experimental.

6.6. Conclusiones del proyecto

Este trabajo ha presentado un nuevo sensor en tecnología de microcinta que permite la caracterización de las propiedades dieléctricas de materiales con un enfoque anisotrópico utilizando un método de medida completamente experimental. El sensor se basa en un par de resonadores de línea paralela acoplados y una hendidura colocada en la región de acoplamiento para alojar los SUT. Esta hendidura permite limitar tanto el volumen de la muestra como la ubicación de la muestra en el sensor. Por lo tanto, las líneas de modo de campo que penetran en la muestra son puramente horizontales cuando ocurre el modo impar y verticales cuando ocurre el modo par. Esta configuración permite la implementación de técnicas de perturbación de cavidades para la caracterización de un SUT anisótropo uniaxial. Por lo tanto, a diferencia de trabajos anteriores, en este nuevo trabajo no se requiere un algoritmo iterativo para determinar la permitividad. La metodología propuesta relaciona el cambio en la frecuencia de resonancia par/impar con la parte real de la permitividad en el sentido vertical/horizontal, y el cambio en el factor Q del modo par/impar con la parte imaginaria de la permitividad en el sentido vertical/horizontal. Se realizó la caracterización de diferentes dieléctricos PCB anisotrópicos comunes; Diclad 880 y RO4350B, así como material impreso en PLA 3D. Se observó buena correlación de los resultados obtenidos con respecto a los reportados en la literatura. Las diferencias se atribuyen a variaciones locales en la permitividad de los PCB comerciales, además de las imperfecciones de la muestra como dimensiones no nominales y el material conocido utilizado para caracterizar los SUT. Es importante mencionar que, dado que la presente metodología se basa en técnicas de perturbación por resonancia, para tener una medición más precisa se requieren muestras conocidas con valores de permitividad lo más cercanos posibles al SUT.

7. Descripción de acoplador direccional en microcinta diseñado sobre sustrato anisótropo impreso en 3D

7.1. Introducción

Investigaciones en el campo de la manufactura aditiva han demostrado que es posible ajustar las características dieléctricas un material impreso en 3D mediante la manipulación de la densidad de depósito (relación entre material impreso y espacios de aire que conforman una estructura) [4], [51]. Sin embargo, este proceso podría ocasionar que el sustrato impreso presente anisotropía, dado que los patrones de impresión implementados para controlar la densidad de depósito durante la impresión tienen un arreglo periódico [51].

Los acopladores direccionales de líneas de microcintas acopladas (MCLDC) son circuitos de RF y microondas donde se propagan los modos par e impar, con diferentes constantes de propagación [54]. Como consecuencia, los MCLDC suelen tener una directividad (será definida adelante) pobre en comparación con otras estructuras como guía de onda o stripline. Sin embargo, si el MCLDC está fabricado sobre en un material anisótropo, esta diferencia en la constante de propagación entre lo modos par e impar podría ser compensada o aumentada, dependiendo de la orientación del circuito en el material anisótropo.

Los MCLDC son usados ampliamente para muestrear una porción de la potencia de una señal y constituyen por esta función una parte crucial de sistemas de medición tales como Analizadores de redes Vectoriales, o sensores de permitividad [57]. La directividad es una medida importante en la selección y diseño de acopladores direccionales, ya que determina la precisión con la que pueden medirse las señales en un sistema. Una alta directividad permite mediciones más precisas y una mejor separación de señales en sistemas complejos. Es importante destacar que el acoplador direccional en microcinta usualmente tiene una directividad pobre, debido a que este parámetro es afectado por el hecho de que la microcinta tiene un modo cuasi-TEM donde hay una diferencia en las constantes de propagación par e impar.

En el presente capítulo se presenta el diseño de un acoplador direccional de líneas de microcinta acopladas sobre un sustrato dieléctrico impreso en 3D. El estudio se enfoca en el análisis de como impacta en el rendimiento del circuito las variaciones en la anisotropía del sustrato.

7.2. Diseño del acoplador direccional

El acoplador direccional es una red de cuatro puertos reciproca y pasiva (normalmente) donde un puerto está aislado de la entrada, este puerto es conocido como puerto aislado. Una porción de la señal que es transmitida al puerto de salida es recibida en el puerto acoplado. La directividad de un acoplador direccional se refiere a la capacidad del acoplador para transmitir la energía de una señal en una dirección específica mientras atenúa la energía en las direcciones no deseadas. En otras palabras, la directividad de un acoplador direccional describe la relación entre la energía que se dirige a los puertos; acoplado y aislado.

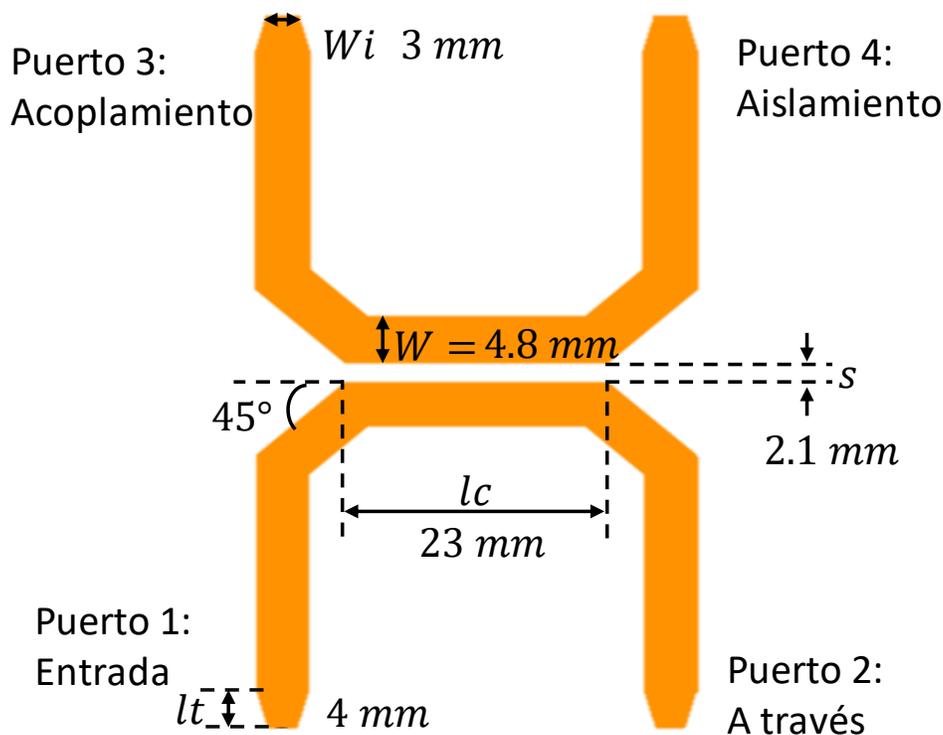


Figura 7.1 Layout del acoplador direccional

El esquemático del acoplador direccional diseñado está representado en la Figura 7.1. El acoplador ha sido diseñado con un acoplamiento $C \sim -20$ dB a la frecuencia central de 2.5 GHz, y 50 ohm de impedancia característica siguiendo la metodología de diseño de [54], para un sustrato impreso en 3D con altura de 1.524 mm (60 mils) del material PLA con una permitividad relativa alrededor de 2.2. Cabe mencionar, que se han considerado para el diseño valor disponibles comercialmente para sustratos comerciales de PCB tanto en altura de dieléctrico como el valor de permitividad.

Se realizó el modelado en el software ANSYS HFSS del acoplador direccional de la Figura 7.1 considerando un sustrato dieléctrico homogéneo e isótropo con permitividad de 2.2, y un conductor de cobre sin rugosidad de 35 μm de espesor. Se optimizaron las dimensiones del acoplador para tener una buena respuesta, basado en obtener un acoplamiento de ~ -20 dB a 2.45 GHz y un S_{11} [dB] por debajo de -13 dB. Con este criterio se determinó un ancho de línea $W=4.8$ mm, acoplados por un gap $s=2.1$ mm en una longitud $l_c=23$ mm. Además, hemos incluido un taper a la entrada en cada terminación del acoplador, el cual es requerido para cambiar de un ancho de línea de $W = 4.8$

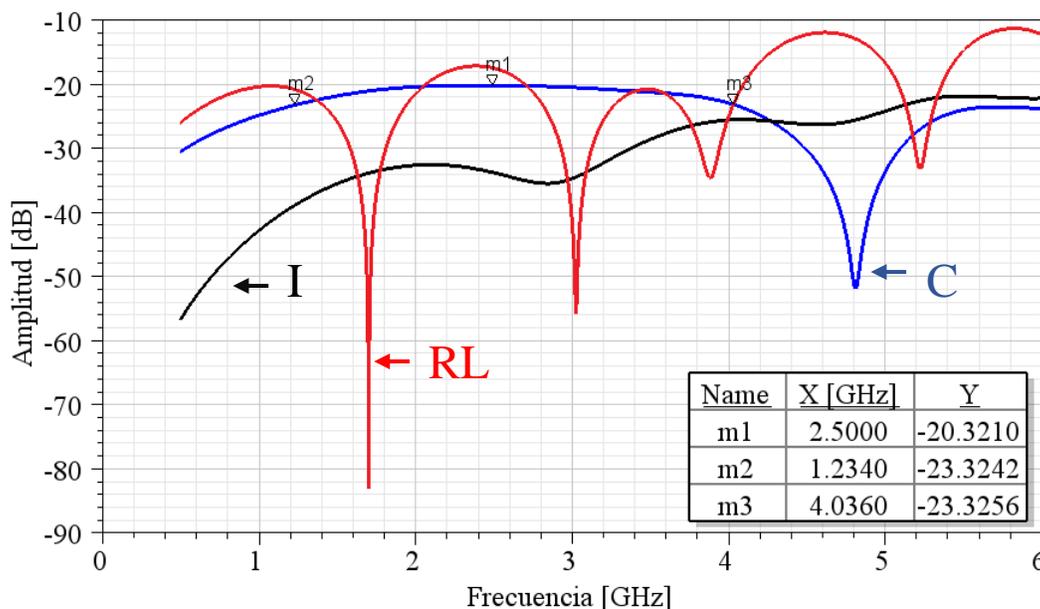


Figura 7.2 Respuesta del acoplador direccional obtenida con ANSYS para un sustrato isótropo de 2.2 de constante dieléctrica, con un conductor de cobre sin rugosidad. Se muestran las curvas de acoplamiento C en color azul (parámetro S_{31}), pérdidas por retorno RL (parámetro S_{11}) en color rojo, y aislamiento I (parámetro S_{41}) en color negro.

mm a $W_i = 3$ mm en una longitud $l_t = 4$ mm. Incluir este cambio de impedancia es necesario para poder soldar un conector SMA de montaje al borde de la tarjeta.

La Figura 7.2 muestra la respuesta del Acoplador en simulación conforme a las consideraciones antes mencionadas. Las simulaciones son realizadas con ANSYS HFSS, donde no han sido incluidos los conectores SMA, en su lugar se han utilizado lumped ports con 50 Ohms de impedancia. Se muestra que el Acoplamiento C es -20.32dB a 2.5 GHz y que las pérdidas por retorno RL son inferiores a -13 dB en el ancho de banda del acoplador (a -3dB), el cual es de 2.8 GHz. Como resultado el acoplador muestra una directividad $D = I - C$ [dB] de ~13.5dB a 2.5GHz.

7.2.1. Análisis numérico de la respuesta del acoplador direccional

Con el propósito de analizar el impacto que la anisotropía del dieléctrico tiene en el rendimiento del circuito descrito, hemos realizado pruebas utilizando el software HFSS, donde hemos modelado el acoplador direccional mostrado en la Figura 7.1. Para incluir los efectos de la anisotropía del sustrato, tres enfoques pueden abordarse: (i) modelar la estructura interna de el sustrato, es decir, la mezcla heterogénea de materiales; (ii) modelar un bloque homogéneo y analizarlo en modo anisotrópico, mediante la manipulación de tensores de permitividad; (iii) usando un valor equivalente isotrópico calculado a partir del conocimiento de los tensores de permitividad [58]. Cabe señalar que este último enfoque es especialmente importante si no hay un simulador basado en análisis de elementos finitos.

La prueba se centra en el dieléctrico del sustrato, donde hemos simulado un bloque homogéneo (enfoque ii). De este modo las consideraciones para el sustrato dieléctrico fueron las siguientes:

- a) $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} = 2.0$ y $\epsilon_{zz} = 2.45$ $\epsilon_h < \epsilon_v$
- b) $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} = 2.45$ y $\epsilon_{zz} = 2.0$ $\epsilon_h > \epsilon_v$

- c) $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} = \epsilon_{zz} = 2.2$ isótropo
- d) $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} = 2.37$ y $\epsilon_{zz} = 2.17$ $\epsilon_h > \epsilon_v$ Diclad 880

Así, hemos simulado un material anisótropo en el caso (a), donde el valor de constante dieléctrica en el plano horizontal es menor a la constante dieléctrica en dirección vertical. En el caso (b) hemos conservado los valores de las constantes dieléctricas, pero ahora hemos invertido el sentido de la anisotropía, siendo el plano horizontal el que tiene el valor de constante dieléctrica más alto con respecto a la dirección vertical. Por último, los casos (c) son las consideraciones de diseño y (d) el tensor de anisotropía del material Diclad 880 [41].

Para evaluar cómo afectan estas consideraciones el desempeño del acoplador direccional, nos referiremos a la directividad del acoplador; $D = S_{41} - S_{31}$ en dB [54]. La cual hemos graficado en la Figura 7.3. Siendo el caso (b) el que provoca una mayor directividad en el acoplador, y el caso (a) el que tiene el peor desempeño, tomando como referencia la frecuencia de diseño.

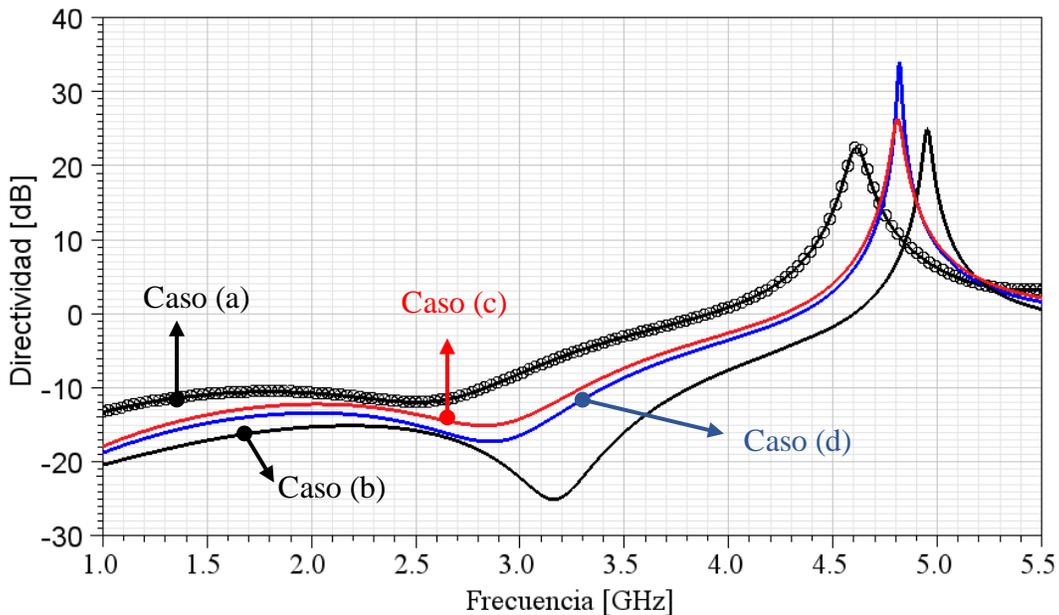


Figura 7.3 Directividad del acoplador de líneas de paralelas. Donde la línea de círculos, línea color negro rojo y azul son los resultados de las consideraciones para el dieléctrico del caso (a)-(d), respectivamente.

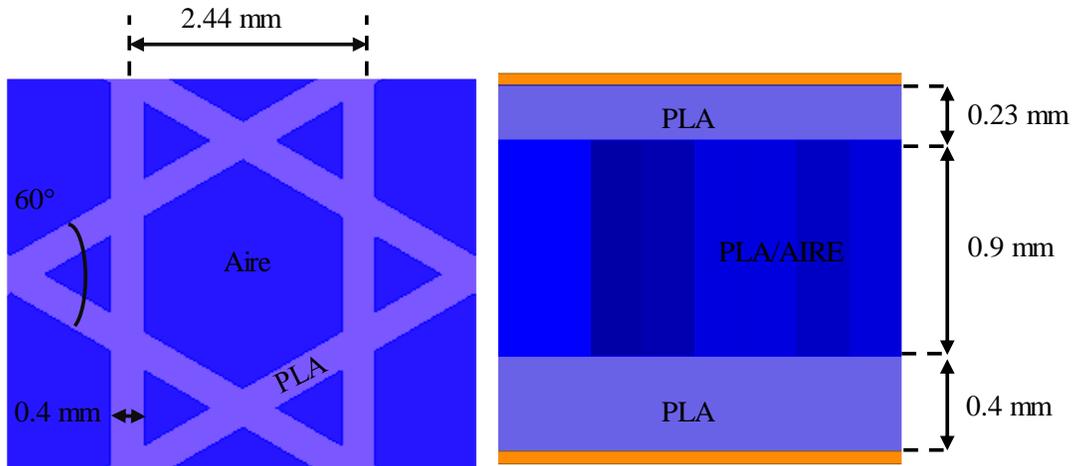


Figura 7.4 Vista superficial de la celda unitaria y sección transversal del patrón de llenado utilizado para el fabricar el sustrato anisótropo del acoplador direccional

Hasta este punto, podemos decir que el material anisótropo con valor de constante dieléctrica en el plano horizontal mayor que en la dirección vertical en el sustrato, es el caso que provocar una mejora en la directividad del acoplador direccional. Por lo tanto, el siguiente paso es diseñar el dieléctrico para que se comporte de tal forma. En esta ocasión, hemos utilizado el patrón de llenado triangular/hexagonal con porcentaje de llenado de 50% cuya estructura es mostrada en la Figura 7.4.

Es importante mencionar que los valores utilizados en el experimento realizado en simulación EM caso (b), fueron estimados a priori mediante el método de [33]. Los resultados son presentados en la Figura 7.5, donde se comparan una simulación EM realizada mediante el modelado de la estructura interna del sustrato, de acuerdo con la Figura 7.4. Es importante hacer notar que hemos considerado en el simulador un valor isótropo para la constante dieléctrica del PLA con valor de 2.75 y 1 para el aire. De modo que la anisotropía es tomada en cuenta porque en el simulador se ha modelado la mezcla y arreglo de materiales en el sustrato dieléctrico. Los resultados graficados en la Figura 7.5 muestran que el modelo heterogéneo tiene correlación con el modelo homogéneo de caso (b) a la frecuencia de diseño, frecuencia que es la misma a la cual se determinaron las componentes del

tensor de anisotropía uniaxial con el método de [33] y que fueron el caso de análisis (b).

7.3. Comprobación experimental

Para la comprobación experimental del caso de análisis hemos fabricado el prototipo del acoplador direccional sobre el sustrato impreso en 3D basado en el material PLA con patrón de impresión descrito en la Figura 7.4. La impresión se realizó en un tiempo aproximado de 72 minutos usando la impresora ANYCUBIC i3 mega pro, configurada con temperatura de extrusión de 200 °C y temperatura de cama caliente de 60 °C, la velocidad de depósito fue de 50 mm/s y las condiciones de impresión fueron a temperatura de 26 °C y humedad relativa de 30%.

Para la fabricación del prototipo es importante hacer notar que debido a que la impresora utilizada para fabricar el sustrato, y para las otras impresoras disponibles en INAOE, tenemos disponible la impresión 3D de materiales dieléctricos, exclusivamente. Es decir, no es posible imprimir materiales conductivos con el equipo disponible. Por esta razón, para fabricar los

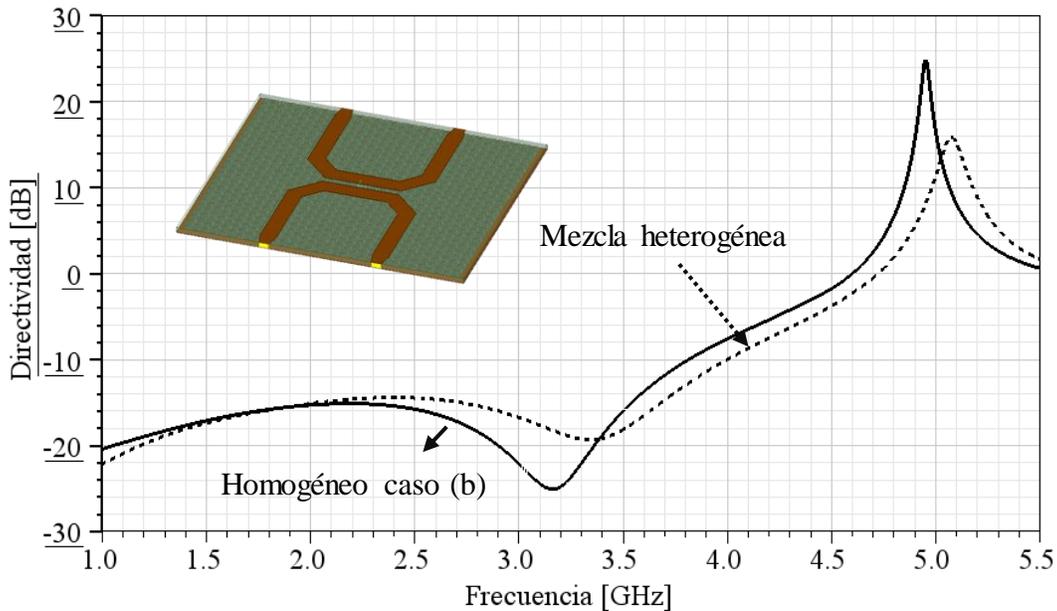


Figura 7.5 Resultados numéricos para la directividad del acoplador direccional con sustratos impresos conformados de PLA con estructura interna de acuerdo con Figura 7.4, cuando se considera para PLA una permitividad isotrópica de 2.75 y $\tan \delta$ de 0.01 (línea punteada).

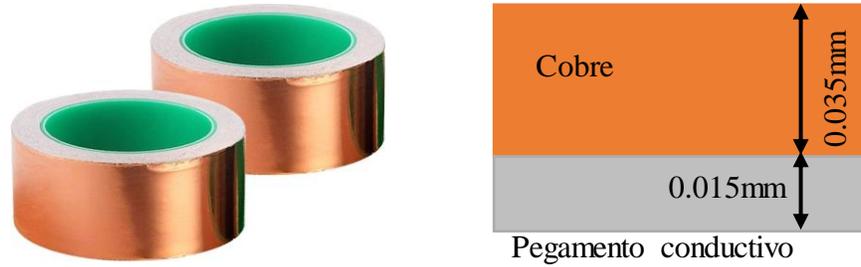


Figura 7.5 Cinta de cobre adhesiva con pegamento conductivo.

dispositivos hemos optado por construirlos mediante cintas de cobre adhesiva. El proceso de grabado de las líneas de microcinta que conforman al acoplador direccional mediante la cinta de cobre fue realizado de forma manual con el uso de cortadores de 0.1 mm de grosor. Primero se adhiere la cinta en toda la cara del sustrato. Después se utiliza una mascarilla para colocar escuadras para realizar cortes rectos a 0 y 45°. Note que el diseño del acoplador fue realizado tomando en cuenta las limitaciones de manufactura, evitándose cambios de ancho o curvaturas de líneas.

Es importante hacer notar que la cinta de cobre tiene un espesor de 0.035 mm, sumado a 0.015 mm de espesor de pegamento conductivo. La Figura 7.6 nos muestra un esquema de la cinta de cobre adhesiva. Por otro lado, la Figura 7.7 muestra la medición experimental de la directividad del circuito, donde se muestran los circuitos fabricados. Como es mostrado en la gráfica hemos comparado la respuesta obtenida de la fabricación del prototipo en el sustrato PCB comercial DICLAD 880.

Hemos notado que la directividad para el material acoplador fabricado en sustrato impreso en 3D la directividad ha sido mayor con respecto a la que es mostrada cuando se usa Diclad 880 como sustrato, al menos a frecuencia inferiores a 2.5 GHz. En el resto del ancho de banda del acoplador direccional esta tendencia cambia y la directividad del acoplador sobre PLA comienza a ser menor que el material PCB comercial Diclad 880. Esto se debe a múltiples factores que influyen en la discrepancia con respecto al comportamiento esperado. Estos factores son: primero los efectos del conductor en el acoplador

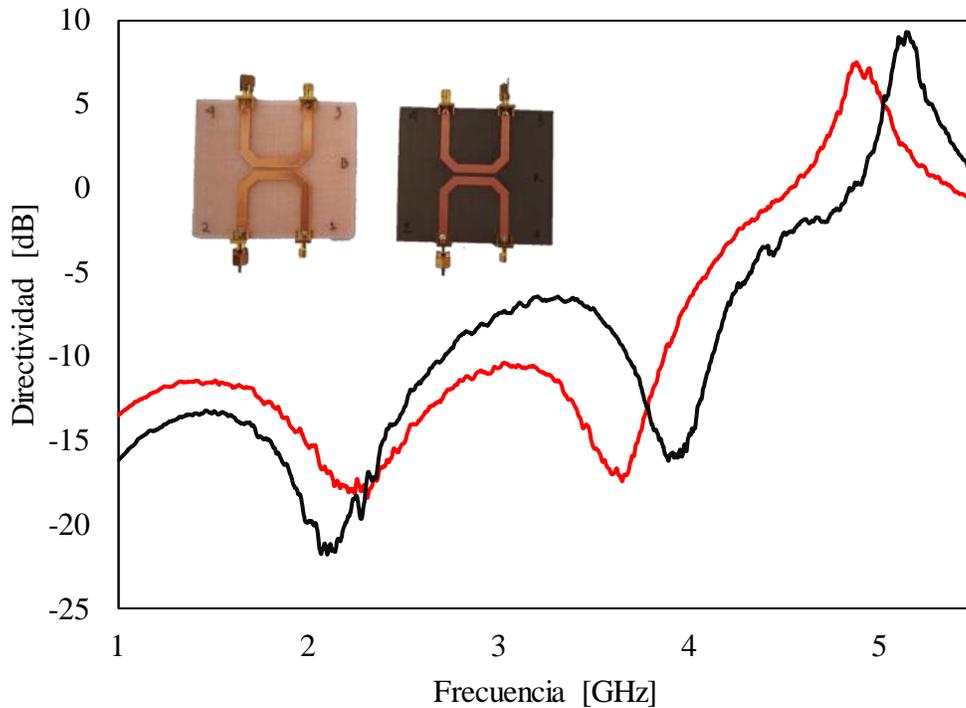


Figura 7.6 Mediciones experimental del acoplador direccional impreso en 3D (línea negra) comparada con mediciones de acoplador fabricado en el sustrato Diclad 880 (línea roja). Además, es mostrado una figura de los dispositivos fabricados.

direccional fabricado en PLA son diferentes comparados con el sustrato Diclad. Tenemos un mayor espesor de las capas conductoras usando la cinta de cobre, además para adherirse al dieléctrico la cinta tiene una capa de pegamento conductor el cual tiene una conductividad mucho menor a la del cobre. Esto causa una mayor atenuación de la señal conforme la frecuencia aumenta [24], [44], con ello una directividad menor.

7.4. Conclusiones del proyecto

Se propuso un MCLDC en un sustrato dieléctrico impreso en 3D con alto grado de anisotropía. La anisotropía del sustrato es unas 2.8 veces la de los sustratos de PCB comerciales con una permitividad cercana a 2.2. Como resultado, se observó una mejora de la directividad con respecto a la directividad obtenida cuando se utiliza en PCB Diclad 880 a frecuencias menores a 2.5 GHz. Lo que significa mejoras significativas en el rendimiento de este dispositivo de microondas, logrado con un menor costo y con un sustrato amigable con el

medio ambiente. Sin embargo, estas mejoras con respecto a la directividad ocurren a frecuencias inferiores a 2.5 GHz. Hemos concluido que este cambio en el comportamiento es influido principalmente por los efectos del conductor en el acoplador direccional impreso en 3D, cuando se utiliza una cinta de cobre adhesiva para conformar las líneas del circuito, en específico por la conductividad del pegamento conductivo.

8. Conclusiones generales

En este trabajo de investigación se ha llevado a cabo por primera vez, de acuerdo con la literatura hasta 2023, la determinación de la parte real de la permitividad relativa uniaxial de muestras de PLA obtenidas por impresión 3D a la frecuencia de 2.45 GHz, reportados en [51]. Podemos concluir que el material PLA es un material isótropo. Sin embargo, cuando este material es impreso con técnicas de impresión en 3D usando FDM, la anisotropía es inducida en el material impreso. La anisotropía inducida en la impresión en 3D de materiales usando PLA está presente incluso cuando se imprimen con una densidad de depósito del 100% y la frecuencia de medición es 2.45 GHz. Sin embargo, la anisotropía permanece baja; menor al 3%. Conforme la densidad de depósito es disminuida, la anisotropía aumenta en el sustrato impreso. Además, esta anisotropía depende del patrón de impresión implementado. El patrón de impresión que muestra una mayor anisotropía es patrón hexagonal o de panal.

La caracterización realizada con técnicas basada en algoritmos iterativos permite una caracterización confiable de materiales impresos en 3D cerca de la frecuencia de 2.45 GHz. Estos resultados fueron obtenidos con un sensor basado en resonadores. Por esta razón los resultados son válidos en puntos discretos en frecuencia. Tomando en cuenta la dispersión en los materiales dieléctricos, los valores de permitividad obtenidos de este trabajo de tesis pueden ser usados para el diseño de circuitos con banda de operación cercana a la frecuencia de 2.45 GHz.

Como una forma de validar la caracterización realizada con el método del sensor de anisotropía uniaxial. Se han realizado dos aportaciones más al estado del arte relacionadas al diseño de dos dispositivos de microondas.

El nuevo sensor propuesto sobre un sustrato impreso en 3D funciona dentro de la frecuencia de operación deseada. El uso de un sustrato impreso en 3D, para este diseño ha permitido una correcta fabricación de la hendidura. Al tener un ancho de sólo 1 mm resulta muy complicado realizarla con técnicas de fabricación por medio de fresadoras CNC. Sin embargo, para técnicas de

impresión 3D no significó un reto. Las características logradas en el sensor propuesto en esta tesis lo habilitan para ser compatible con técnicas de caracterización de materiales dieléctricos basados en técnicas de perturbación de resonancia. Con el nuevo método se ha reducido drásticamente el tiempo de caracterización de una muestra anisótropa, pasando de un proceso iterativo que puede tardar semanas a una evaluación experimental que puede hacerse en menos de una hora.

El segundo dispositivo diseñado en esta tesis fue el acoplador direccional sobre un sustrato obtenido de impresión 3D con el material PLA, donde se implementó un patrón de impresión basado en la combinación de formas triangular y hexagonal. Lo que permitió obtener un mayor porcentaje de anisotropía con respecto a los reportados en [51], utilizando en mismo método de medición. El sustrato dieléctrico impreso en 3D permite mejorar la respuesta de un acoplador direccional fabricado en microcinta. Superando la respuesta que puede ser obtenida con sustratos PCB comerciales con el Diclad 880. La razón de esta mejoría recae en la anisotropía que puede ser generada con un material impreso en 3D fue mayor que la que suele presentar un material PCB convencional. Sin embargo, esta ventaja puede ser mitigada si el circuito funciona a altas frecuencias donde incrementan las pérdidas por conductor, ya que una de las técnicas de fabricación se basa en el uso de cinta de cobre adhesiva, la cual tiene una capa de pegamento conductor con una conductividad menor a la del cobre.

Apéndice

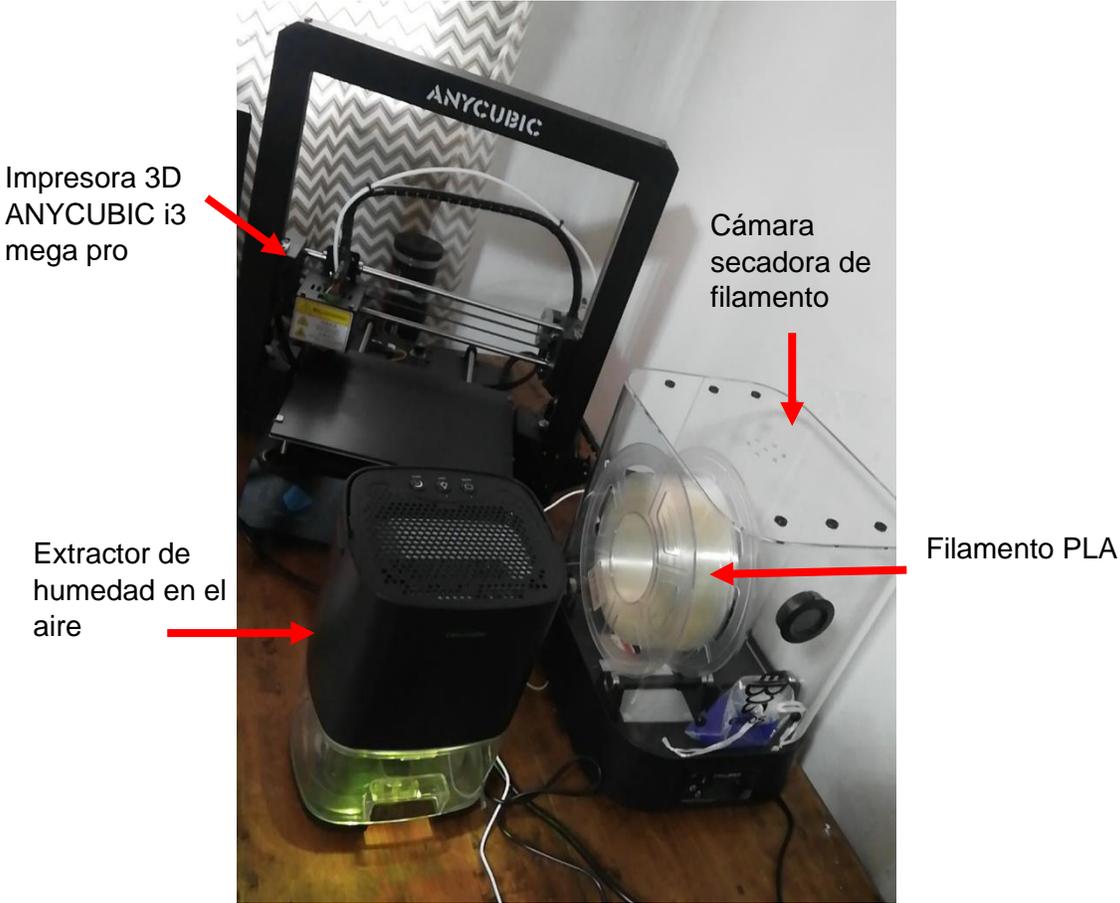
A Publicaciones realizadas como estudiante de INAOE

1. [H. -N. Morales-Lovera, J. -L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez and T. K. Kataria, "Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 4, pp. 1610-1616, April 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2958265.](#)
2. [H. -N. Morales-Lovera, J. -L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez and T. K. Kataria, "Dielectric Characterization of Anisotropic 3D-Printed Biodegradable Substrates Based on Polylactic Acid \[Application Notes\]," in IEEE Microwave Magazine, vol. 22, no. 9, pp. 18-100, Sept. 2021, doi: 10.1109/MMM.2021.3086336.](#)
3. [Morales-Lovera, HN., Olvera-Cervantes, JL., Perez-Ramos, AE. et al. Microstrip sensor and methodology for the determination of complex anisotropic permittivity using perturbation techniques. Sci Rep 12, 2205 \(2022\). <https://doi.org/10.1038/s41598-022-06259-8>](#)
4. [S. A. Andevari, J. -L. Olvera-Cervantes, H. -N. Morales-Lovera and C. E. Saavedra, "Dual-Band Uniaxial Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled-Line Resonators," in IEEE Access, vol. 11, pp. 7358-7368, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3238683.](#)

B Impresora FlashForge Finder 3D



C Impresora 3D Anycubic i3 mega pro y equipo de control de calidad de impresión



Referencias

- [1] A. Vallecchi, D. Cadman, W. G. Whittow, J. Vardaxoglou, E. Shamonina y C. J. Stevens, «3-D Printed Bandpass Filters with Coupled Vertically Extruded Split Ring Resonators,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, nº 11, pp. 4341-4352, 2019.
- [2] C. R. Garcia, J. Correa, D. Espalin, J. H. Barton, R. C. Rumpf, R. Wicker y V. Gonzalez, «3D Printing of Anisotropic Materials,» *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 34, pp. 75-82, 2012.
- [3] P. I. Dankov, «Characterization of Dielectric Properties, Resultant Isotropy and Anisotropy of 3D Printed Dielectrics,» de *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, 2018.
- [4] E. Massoni, L. Silvestri, M. Bozzi, L. Perregrini, G. Alaimo, S. Marconi y F. Auricchio, «Characterization of 3D-printed dielectric substrates with different infill for microwave applications,» de *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Chengdu, 2016.
- [5] J. Sun, A. Dawood, W. J. Otter, N. M. Ridler y S. Lucyszyn, «Microwave Characterization of Low-Loss FDM 3-D Printed ABS With Dielectric-Filled Metal-Pipe Rectangular Waveguide Spectroscopy,» *IEEE Access*, vol. 7, pp. 95455-95486, 2019.
- [6] M. Liang, W. Ng, K. Chang, K. Gbele, M. E. Gehm y H. Xin, «A 3-D Luneburg Lens Antenna Fabricated by Polymer Jetting Rapid Prototyping,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 4, pp. 1799-1807, 2014.
- [7] K. Olan-Nuñez y R. Murphy-Arteaga, «Dual-Band Antenna on 3D-Printed Substrate for 2.4/5.8 GHz ISM-Band Applications,» *Electronics*, vol. 12, nº 11, 2023.
- [8] K. Olan-Nuñez, H. Morales-Lovera y R. Murphy-Arteaga, «Mechanically Reconfigurable Multi-Band Antenna on a 3D-Printed Substrate for C/X Band Applications,» de *2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI)*, Portland, OR, USA, 2023.
- [9] K. Shinyama y S. Fujita, «Study on the electrical properties of a biodegradable plastic,» de *Proceedings of the 7th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Japan, 2003.
- [10] G. Boussatour, P. Cresson, B. Genestie, N. Joly y T. Lasri, «Dielectric Characterization of Polylactic Acid Substrate in the Frequency Band 0.5–67 GHz,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, nº 5, pp. 374-376, 2018.

- [11] M. M. E. Huber, J. Bjorgaard, M. Hoyack, S. Noghianian y I. Chang, «Dielectric property measurement of PLA,» de *2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, Grand Forks, ND, 2016.
- [12] C. Dichtl, P. Sippel y S. Krohns, «Dielectric Properties of 3D Printed Polylactic Acid,» *Advances in Materials Science and Engineering*, vol. 2017, 2017.
- [13] J. M. Felício, C. A. Fernandes y J. R. Costa, «Complex permittivity and anisotropy measurement of 3D-printed PLA at microwaves and millimeter-waves,» de *2016 22nd International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECOM)*, Dubrovnik, 2016.
- [14] 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.
- [15] S. Zhang, C. C. Njoku, W. G. Whittow y J. C. Vardaxoglou, «Novel 3D printed synthetic dielectric substrates,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, nº 10, pp. 2344-2346, 2015.
- [16] A. Shivola, «Anisotropic mixtures,» de *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*, United Kingdom, IET, 208, pp. 85-109.
- [17] P. I. Dankov, «Uniaxial anisotropy estimation of the modern artificial dielectrics for antenna applications,» de *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, 2017.
- [18] F. Castles, D. Isakov, A. Lui, Q. Lei, C. E. J. Dancer, Y. Wang, J. M. Janurudin, S. C. Speller, C. R. M. Grovenor y P. S. Grant, «Microwave dielectric characterisation of 3D-printed BaTiO₃/ABS polymer composites,» *Sci Rep*, vol. 6, 2016.
- [19] S. Zhang, W. Whittow y J. C. Vardaxoglou, «Additively manufactured artificial materials with metallic meta-atoms,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 14, pp. 1955-1961, 2017.
- [20] A. Rashidian, L. Shafai, M. Sobocinski, J. Peräntie, J. Juuti y H. Jantunen, «Printable Planar Dielectric Antennas,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 64, nº 2, pp. 403- 4013, 2016.
- [21] S. Zhang, R. K. Arya, S. Pandey, Y. Vardaxoglou, W. Whittow y R. Mittra, «3D-printed planar graded index lenses,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, nº 13, pp. 1411-1419, 2016.
- [22] J. L. Valdez-Garcia, J. L. Olvera-Cervantes, T. K. Kataria y A. Corona-Chavez, «Water-based frequency selective surface for green electronics applications,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2020.

- [23] A. Shivola, *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*, London, United Kingdom: IET, 2008.
- [24] S. H. Hall and H. L. Heck, *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Desings*, Hoboken, New Jersey: Wiley, 2009.
- [25] C. Kittel, *Introduction to Solid State Physics*, USA: Wiley, 2005.
- [26] G. Romo, C. Nwachukwu, R. Torres-Torres, S.-W. Baek y M. Schauer, «Stack-up and routing optimization by understanding micro-scale PCB effects,» de *Proc. DesignCon*, 2011.
- [27] 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].
- [28] J. C. Rautio y S. Arvas, «Measurement of Planar Substrate Uniaxial Anisotropy,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, nº 10, pp. 2456-2463, 2009.
- [29] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: Wiley, 2012.
- [30] 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.
- [31] J.-S. Hong y M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/microwave Applications*, New York: Wiley, 2001.
- [32] 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.
- [33] H.-N. Morales-Lovera, J.-L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez y T. K. Kataria, «Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled Resonators,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, nº 4, pp. 1610-1616, 2020.
- [34] 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.
- [35] S. Koziel, Q. S. Cheng and J. W. Bandler, "Space Mapping," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 105-122, 2008.
- [36] 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.

- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] Q. S. Cheng, J. W. Bandler y S. Koziel, «Combining Coarse and Fine Models for Optimal Design,» *IEEE Microwave Magazine*, pp. 79-88, Fe 2008.
- [40] 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.
- [41] H. N. Morales Lovera, «Sensor de Anisotropía Dielectrica usando Resonadores Acoplados,» INAOE, Tonantzintla, Puebla, 2019.
- [42] S. P. Morgan, «Effect of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies,» *J. Applied Physics*, vol. 20, p. 352, 1949.
- [43] 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.
- [44] 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.
- [45] A. Acosta, «Simetría en calibraciones de Analizadores Vectoriales de Redes, M.S. thesis,» INAOE, Puebla, Mexico, 2019.
- [46] 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.
- [47] 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.
- [48] 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.
- [49] 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.

- [50] US Patente 10139468, 27 Nov. 2018.
- [51] H. N. Morales-Lovera, J. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez y T. K. Kataria, «"Dielectric Characterization of Anisotropic 3D-Printed Biodegradable Substrates Based on Polylactic Acid [Application Notes],» *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, nº 9, pp. 18-100, 2021.
- [52] L. Chen, C. K. Ong y B. T. G. Tan, «Cavity perturbation technique for the measurement of permittivity tensor of uniaxially anisotropic dielectrics,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, nº 6, pp. 1023-1030, 1999.
- [53] S. A. Andevani, J. -L. Olvera-Cervantes, H. -N. Morales-Lovera y C. E. Saavedra, «Dual-Band Uniaxial Dielectric Anisotropy Sensor Using Coupled-Line Resonators,» *IEEE Access*, pp. 7358-7368, 2023.
- [54] D. M. Pozar, «Power Dividers and Directional Couplers,» de *Microwave Engineering*, USA, Wiley, 2012, pp. 317-379.
- [55] Rogers corporation, «The Advantage of Nearly Isotropic Dielectric Constant for RT/duroid® 5870-5880 Glass Microfiber-PTFE Composite.,» 2015. [En línea]. Available: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf>.
- [56] Rogers Corporation, «RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates.,» 2017. [En línea]. Available: <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf>.
- [57] Z. Omam, V. Nayyeri, S. H. Javid-Hosseini y O. Ramahi, «Simple and High-Sensitivity Dielectric Constant Measurement Using a High-Directivity Microstrip Coupled-Line Directional Coupler,» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2022.
- [58] E. Hammerstad y O. Jensen, «Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design,» de *1980 IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest*, Washington, DC, USA, 1980.
- [59] ANSYS, *ANSYS Electromagnetic Suite, ver.18*, Pittsburgh, PA, 2016.