



**Institución Universitaria**

# **Sensor inalámbrico de deformación basado en una antena de microcinta**

**Oscar David Ossa Molina**

Instituto Tecnológico Metropolitano  
Facultad de Ingenierías, Departamento de Posgrados  
Ciudad, Colombia  
2017



# Sensor inalámbrico de deformación basado en una antena de microcinta

Oscar David Ossa Molina

Tesis o trabajo de grado presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Magíster en Automatización y Control Industrial**

Director:

Ph.D. Francisco Eugenio López Giraldo

Codirector:

M.Sc. Erick Estefen Reyes Vera

Línea de Investigación:

Visión Artificial y Fotónica

Grupo de Investigación:

Automática Electrónica y Ciencias Computacionales

Instituto Tecnológico Metropolitano  
Facultad de Ingenierías, Departamento de Posgrados  
Medellín, Colombia  
2017



A mis padres Rosa Molina y Oscar Ossa, y  
demás personas quienes contribuyen a mi andar  
en el camino hacia mis metas.



# Agradecimientos

En primer lugar, me permito dar los más sinceros agradecimientos a mis asesores de proyecto de grado, el Doctor Francisco Eugenio López y el aspirante a Doctor Erick Estefen Reyes Vera. Las experiencias y los conocimientos adquiridos, a lo largo de la realización de este proyecto, son el remanente del equipo de trabajo que con ellos conformé. Francisco, además, fue apoyo en aspectos personales inevitables de apartar del quehacer académico.

Asimismo, me permito agradecer a todas las personas que aportaron a la terminación de este trabajo por medio de asesorías en temas específicos en los cuales son expertos. Al Doctor Juan Felipe Santa Marín y su excelente equipo de trabajo del laboratorio de Materiales Poliméricos del ITM, por las asesorías relacionadas con conceptos de mecánica de materiales, y la habilitación del espacio y los recursos para las pruebas experimentales. También quiero reconocer el trabajo realizado por el ingeniero Gabriel Palacio, quien me fue de ayuda en temas de prototipado y la construcción de las antenas.

Finalmente, agradezco al Instituto Tecnológico Metropolitano (ITM), específicamente a la facultad de ingenierías, por la confianza depositada en mi persona y la oportunidad brindada para construir mi perfil profesional y tener experiencias laborales en áreas importantes de la ingeniería. Labores que además, dieron gran parte del sustento económico durante el tiempo de desarrollo de este proyecto. Igualmente agradezco a la institución ITM por financiar parcialmente el desarrollo de esta tesis a través del proyecto P13252 “Construcción, Desarrollo y Caracterización de Metamateriales para el estudio de la propagación de Ondas Electromagnéticas en el rango de las microondas”.





## Resumen

En este trabajo, se analiza el diseño y la construcción de diferentes sensores de deformación basados en antenas de microcinta. La estructura de esta antena constituye un dispositivo planar el cual presenta cambios en sus parámetros eléctricos debido a una deformación aplicada. El objetivo es diseñar y construir un sensor de deformación basado en una antena de microcinta modificada, que presente mejoras en comparación con los diseños convencionales. Se examinaron diferentes metodologías de diseño con el fin de identificar cómo se relaciona el diseño del sensor con su funcionamiento. Los diseños fueron explorados por medio de un enfoque computacional, donde mediante el análisis estructural y electromagnético, se pudo determinar la antena modificada con mejor funcionamiento. Un proceso de optimización se llevó a cabo con el fin de mejorar la sensibilidad. Finalmente, se validó experimentalmente los resultados por medio de una prueba de tensión utilizando equipos especializados y en condiciones controladas. Los resultados mostraron que la frecuencia de resonancia tuvo un corrimiento máximo de 24,25 MHz y una sensibilidad de  $4 \text{ kHz}/\mu\epsilon$ , con un error del 7,5 % en comparación con los resultados computacionales. Lo realizado permitió evidenciar que hay una relación entre los parámetros de diseño y el funcionamiento sensor, los cuales pueden ser manipulados para encontrar el mejor funcionamiento según un requerimiento en específico.

**Palabras claves-:** Antena de microcinta, sensor de deformación, variaciones de la frecuencia de resonancia, simulaciones numéricas, pruebas de deformación, optimización.

## Abstract

In this work, we analyze the design and construction of different kind of strain sensors based on patch antennas. The patch antenna strain sensor constitutes a device with a planar profile that changes its electrical parameters due to a load applied. The aim is to design and to produce a strain sensor based on patch antennas, which has suffered a modification in its design, and that exhibits performance improvements in comparison with a conventional patch antenna. It was examined different sensor design in order to identify how is the relationship between sensor design and its performance. All sensor model was analyzed by a numerical perspective, where a structural and electromagnetic analysis was carried for each sensor design, and it allowed to determinate which antenna has a better performance. Next, an optimization process was carried in order to find the most sensible sensor. Finally, it was validated the numerical result by an experimental tension test using specialized equipment and controlled environmental conditions. The results showed that the resonant frequency of the antenna has a maximum variation of 24,25 MHz and a sensitivity of  $4 \text{ KHz}/\mu\epsilon$ , with a relative error of 7.5 % in comparison with the simulation results. The work we done allowed to

prove that there is a key relationship between the design's parameters and sensor performance, which can be employed to find the best sensor functionality according to specific requests.

***Keywords-:*** Patch antenna, strain sensor, resonant frequency shifts, numerical simulations, tension test, optimization.

# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>VII</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>VII</b>
<b>Resumen</b>	<b>IX</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>2</b>
1.1 Descripción del problema y justificación . . . . .	2
1.2 Objetivos . . . . .	4
1.2.1 Objetivo general . . . . .	4
1.2.2 Objetivos específicos . . . . .	4
1.3 Contribución . . . . .	4
1.4 Lista de publicaciones . . . . .	5
1.5 Organización de la tesis . . . . .	6
<b>2 Preliminares teóricos y trabajos previos</b>	<b>7</b>
2.1 Generalidades de las antenas . . . . .	7
2.1.1 Parámetros de las antenas . . . . .	9
2.2 Antenas de microcinta . . . . .	13
2.2.1 Ecuaciones de Maxwell para antenas de microcinta . . . . .	13
2.2.2 Modelo de análisis de cavidades resonantes . . . . .	14
2.2.3 Modelo de análisis de líneas de transmisión . . . . .	16
2.3 Mecánica de materiales . . . . .	18
2.3.1 Esfuerzo . . . . .	18
2.3.2 Deformación unitaria . . . . .	19
2.3.3 Deformación normal bajo carga axial . . . . .	19
2.3.4 Diagrama esfuerzo deformación . . . . .	20
2.3.5 Módulo de elasticidad . . . . .	22
2.3.6 Deformación de elementos sometidos a carga axial . . . . .	23
2.3.7 Flexión pura en el rango elástico . . . . .	24
2.4 Sensores de deformación basados en antenas de microcinta . . . . .	25
2.5 Principio de operación de sensores de deformación basados en antenas de microcinta . . . . .	27
2.5.1 Sensores de deformación de geometrías convencionales . . . . .	30

---

2.5.2	Sensor de deformación con otras geometrías . . . . .	33
2.6	Otras propuestas de sensores de deformación . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Funcionamiento y características del sensor</b>	<b>36</b>
3.1	Caracterización de la lámina de sustrato dieléctrico . . . . .	36
3.1.1	Tipos de láminas de sustratos dieléctricos . . . . .	36
3.1.2	Experimento . . . . .	37
3.1.3	Análisis de los resultados . . . . .	39
3.2	Evaluación experimental de sensores de deformación basados en antenas de microcinta . . . . .	44
3.2.1	Diseño de antenas . . . . .	44
3.2.2	Evaluación experimental . . . . .	47
3.2.3	Resultados . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Evaluación numérica del sensor de deformación</b>	<b>57</b>
4.1	Simulación del principio de funcionamiento del sensor . . . . .	57
4.1.1	Comparación entre los resultados experimentales y simulados . . . . .	59
4.2	Análisis de las modificaciones de una antena de microcinta mediante una ranura sobre la capa radiante . . . . .	61
4.2.1	Validación experimental . . . . .	65
4.2.2	Antena ranurada construida sobre el sustrato RO4350B . . . . .	65
4.2.3	Análisis de resultados . . . . .	69
4.3	Evaluación numérica de diferentes diseños de sensores . . . . .	69
4.3.1	Diseños . . . . .	69
4.3.2	Evaluación del principio de operación . . . . .	73
4.3.3	Resultados . . . . .	73
<b>5</b>	<b>Optimización</b>	<b>82</b>
5.1	Objetivo . . . . .	82
5.2	Resultados . . . . .	82
<b>6</b>	<b>Validación Experimental</b>	<b>85</b>
6.1	Construcción del sensor . . . . .	85
6.2	Prueba de deformación . . . . .	85
6.3	Resultados . . . . .	86
<b>7</b>	<b>Conclusiones y trabajo a futuro</b>	<b>90</b>
7.1	Conclusiones . . . . .	90
7.2	Trabajo a futuro . . . . .	91
	<b>Bibliografía</b>	<b>93</b>

# 1 Introducción

## 1.1. Descripción del problema y justificación

Los sensores de deformación basados en antenas de microcinta obedecen su funcionamiento a las variaciones de la longitud del parche radiante debido a una carga aplicada, la cual puede ser de diferentes índoles, sin embargo, en general este tipo de sensores son diseñados para medir cargas debidas a tensión o compresión. Diferentes alternativas de diseño de este tipo de sensores se han propuesto. Por ejemplo, en [1] y [2] se presentan dos diseños diferentes de sensores de deformación, en los cuales los autores se enfocan en obtener una alta sensibilidad con las estructuras propuestas. El primero de ellos, presenta el estudio de una antena microcinta cargada con un anillo resonador abierto y una lamina de metal entre los dos extremos del anillo. La frecuencia de resonancia de este sensor está influenciada por la capacitancia que genera la lámina de metal ubicada en la sección abierta del anillo. El segundo trabajo es una propuesta mejorada del anterior sensor. Para este caso, la antena de microcinta se cargó con dos anillos resonadores ubicados en ejes ortogonales. Los resultados obtenidos muestran que el sensor mejoró su sensibilidad gracias a las variaciones realizadas, y además, estos cambios permitieron que la configuración propuesta tuviera la capacidad de cuantificar y de determinar el sentido de la deformación en varias direcciones de deformación simultáneamente. Aunque estos trabajos presentan diseños novedosos y obtienen resultados interesantes ( $2.36 \Delta f_r(\%)$  por  $\epsilon(\%)$ ) en comparación con otras propuestas, dichos estudios no presentan un modelo general del sensor que permita explicar su comportamiento y mucho menos predecir lo que sucederá cuando la antena es deformada. Otra investigación presentó una estructura RF con dos anillos resonadores para medir deformaciones en dos dimensiones. En este caso, la estructura fue construida usando un sustrato dieléctrico de material textil e hilo conductor para tejer los anillos resonadores [3]. Para evidenciar el funcionamiento del sensor, los autores analizaron los cambios en potencia de la sección equivalente de radar (RCS, de sus siglas en inglés) debidos a la carga aplicada. Este análisis fue realizado para los casos en los cuales la carga era aplicada con orientación horizontal y con orientación vertical, demostrando que debido a la asimetría de la estructura era posible determinar cambios en las dos direcciones, pues el comportamiento era diferente en ambos casos. En [4], los autores propusieron un sensor de deformación basado en una antena de microcinta que se construyó con un papel de filtro de celulosa como sustrato dieléctrico y aluminio para las dos capas conductoras. Este sensor fue empleado para la detección de movimiento del cuerpo humano y el monitoreo de sistemas de estructuras civiles. En las pruebas experimentales, el sensor

fue deformado bajo ensayos de flexión y como resultado, para cada valor de radio de curvatura, se obtuvo un desplazamiento en la frecuencia de resonancia. En 2017, un estudio del tipo de sustrato dieléctrico de un sensor de deformación basado en una antena de microcinta fue presentado en [5]. Aquí, el autor evidencia que un sustrato dieléctrico plástico y de alta permitividad eléctrica mejora la distancia de interrogación inalámbrica del sensor, en comparación con otros materiales como el FR4. En teoría [6], una constante dieléctrica alta hace que las líneas de campo se concentren más al interior del material dieléctrico, lo que se podría transpolar a cambios en la sensibilidad de un sensor de deformación basado en una estructura de ese tipo. Sin embargo, los autores concentran su estudio a la distancia de interrogación del sensor con el fin de identificar el material que mayor distancia de interrogación proporcione. Generalmente, los sensores de deformación basados en antenas de microcinta se construyen con sustratos dieléctricos flexibles y de buenas características elásticas, entre los materiales más usados están: FR-4, Utralam 3850 y Kapton. Sin embargo, es importante considerar la contribución del material al funcionamiento del sensor ya que las propiedades mecánicas y eléctricas van a definir características esenciales.

El principio de operación de un sensor de deformación basado en una antena de microcinta se debe principalmente a la relación existente entre las características geométricas de la antena microcinta con la frecuencia de operación que esta presenta. La cual básicamente puede ser cambiada a partir de agentes externos (presión, compresión, tracción, torsión, etc), los cuales inducen cambios sobre la estructura geométrica de la misma. Por ejemplo, al doblar una antena microcinta, se genera un cambio en la longitud de la capa radiante, y por ende, se presentara un desplazamiento de la frecuencia de resonancia de la antena. Como se mencionó anteriormente, diversas investigaciones alrededor del mundo han sido encaminadas a demostrar el potencial que presenta este tipo de tecnología como sistemas de monitoreo estructural. Para ello, han explorado diferentes geometrías o materiales dieléctricos que permitan obtener sensores con mejor rendimiento, es decir, mayor sensibilidad, rango dinámico, distancia de interrogación e incluso resolución. Sin embargo, se ha detectado que se carece de un modelo matemático o computacional que permita predecir el comportamiento de estos sensores con total precisión y que además permita optimizar la sensibilidad de estos sensores, con el fin de obtener sistemas más eficientes. Para abordar el problema de la sensibilidad de este tipo de sensores, es necesario estudiar los diferentes modelos de análisis existentes, modelos empíricos como líneas de transmisión y cavidades resonantes, y modelos de onda completa como Elementos Finitos. Asimismo, se debe identificar cómo varía la sensibilidad del sensor cuando se realizan modificaciones en el diseño de la antena, para entonces, obtener un modelo que permita el diseño de un sensor de deformación de alta sensibilidad.

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo general

Diseñar y construir sensores de deformación basados en antenas de microcinta modificadas.

### 1.2.2. Objetivos específicos

Examinar diferentes metodologías de diseño de sensores de deformación basados en antenas de microcinta e identificar las características funcionales más importantes en cada una, para esclarecer la relación entre los parámetros de la antena y el funcionamiento del sensor.

Proponer y modelar, mediante herramientas computacionales, diferentes diseños de antenas de microcinta modificadas e identificar parámetros que determinan el funcionamiento del sensor de deformación según requerimientos específicos

Evaluar técnicas de optimización aplicadas a los parámetros geométricos de una antena de microcinta modificada que permitan obtener un sensor con una alta sensibilidad.

Validar un prototipo físico del sensor de deformación propuesto, por medio de un montaje experimental que emule una situación de deformación real, y evaluar la coherencia de los resultados obtenidos con respecto a los resultados computacionales y otras técnicas de medición experimental

## 1.3. Contribución

Esta investigación pretende contribuir a la comunidad científica un modelo computacional que relacione la sensibilidad de un sensor de deformación basado en una antena de microcinta con sus parámetros de diseño.

El principio de operación de un sensor basado en una antena de microcinta establece que debido a una carga de tensión aplicada, se genera una variación en la longitud del parche de la antena, la cual conduce a cambios en la frecuencia de resonancia. En la zona lineal de esta relación, la velocidad de cambio (pendiente) de la frecuencia de resonancia debido a la deformación, es tomada como la sensibilidad del sensor.

El objetivo de estudiar los diferentes modelos de análisis de las antenas de microcinta es determinar como la sensibilidad está relacionada con sus parámetros diseño. Para lograrlo, se profundizó en el análisis y se consideraron variables que no se han tenido en cuenta en las investigaciones previas, tales como, el tipo de sustrato dieléctrico utilizado. Como resultado, se obtuvo un modelo para el diseño de un sensor de deformación de alta sensibilidad basado en una antena de microcinta, el cual podría ser validado en diferentes aplicaciones de la

industria.

## 1.4. Lista de publicaciones

### Artículos en revista especializada

Ossa, O. D., & Lopez, F. E. (2018). Rectangular Patch Antenna Strain Sensor with Plastic Substrate for Curvature Measurements. *IEEE Latin America Transactions*, 16(5), 1358-1363.

Molina, O. D. O., Camen, A. L. F., Ramirez, C. E., Vera, E. E. R., & Giraldo, F. E. L. (2018). Efectos en el coeficiente de reflexión de una antena de microcinta rectangular debidos a las modificaciones de posición de una ranura en la capa radiante. *Revista EIA*, 14(28), 85-97.

Generación de Doble Banda en Antenas de Microcinta Rectangulares Utilizando Ranuras Separadas en Secuencia de Cantor. Artículo aceptado por la la revista *Ingeniare*, y destinado a publicarse en Volumen 28 No 3, julio-septiembre de 2020.

### Conferencias

VIII Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas. Tipo de evento: Congreso Ámbito: Internacional Realizado el:2016-05-04, 2016-05-06 en MEDELLÍN - Univeridad de Medellin - UdeM

- Sensores de esfuerzo basados en antenas tipo parche. Tipo de producto:Producción bibliográfica - Trabajos en eventos (Capítulos de memoria) - Completo

IX El Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas. Tipo de evento: Congreso Ámbito: Internacional Realizado el:2017-05-03 hasta el 2017, en MEDELLÍN - Univeridad de Medellin - UdeM

- Evaluación de sensores de temperatura basados en antenas tipo parche de sustrato dieléctrico cerámico. Tipo de producto:Producción bibliográfica - Trabajos en eventos (Capítulos de memoria) - Completo
- Análisis de la variación del parámetro S11 en antenas de microcinta sometidas a esfuerzos de flexión. Tipo de producto:Producción bibliográfica - Trabajos en eventos (Capítulos de memoria) - Completo
- Efectos en el coeficiente de reflexión de una antena de microcinta rectangular debido a las modificaciones en la posición de una ranura en la capa radiante Tipo de producto:Producción bibliográfica - Trabajos en eventos (Capítulos de memoria) - Completo



## Trabajos en proceso

A Simple Model to Compute the Characteristic Parameters of Slot-loaded Rectangular Microstrip Patch Antenna.

## 1.5. Organización de la tesis

En el capítulo 2, se presentan algunos conocimientos teóricos relacionados con las antenas, la mecánica de materiales y conceptos específicos sobre el funcionamiento de los sensores de deformación basados en antenas de microcinta. Asimismo, se hace una revisión del estado del arte de los sensores de deformación utilizados en las diferentes aplicaciones. En el capítulo 3, primero se hace un estudio mecánico de diferentes láminas de sustrato dieléctrico. Esto se ha realizado con el propósito de identificar el material más adecuado para el diseño y construcción de sensores de deformación basados en esta tecnología. Después, se realiza una evaluación de diferentes sensores mediante pruebas experimentales, lo que permite evidenciar que el desempeño del sensor está relacionado con el diseño del mismo. En el capítulo 4, se realiza la validación de los resultados experimentales, por medio de un modelo computacional del sensor de deformación. Seguidamente, se analiza el comportamiento de parámetros eléctricos característicos de este tipo de antenas cuando se graban ranuras rectangulares sobre la capa radiante de una antena microcinta. Al final de este capítulo, se proponen diferentes diseños de antenas de microcinta modificadas, con ranuras y otros elementos resonantes, con el objetivo de encontrar un sensor con mejor desempeño. Posteriormente, se propone aplicar una técnica de optimización del desempeño del sensor, enfocada en la variación de los parámetros de diseño de la antena en el Capítulo 5. En el capítulo 6 se lleva a cabo la validación experimental del diseño óptimo del sensor. Finalmente, en el capítulo 7, se presentan las conclusiones y trabajo a futuro.

## 2 Preliminares teóricos y trabajos previos

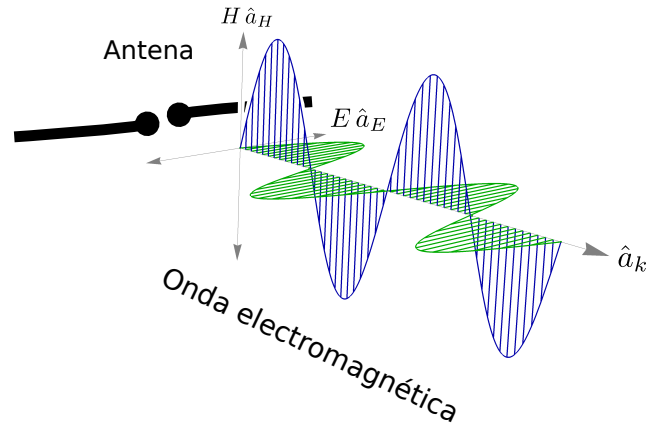
### 2.1. Generalidades de las antenas

El estándar IEEE Std 145–1983 define a una antena como “un medio para la emisión y recepción de ondas de radio”. Una antena es una estructura metálica diseñada para transmitir y recibir energía en forma de ondas electromagnéticas y representa el medio de transición de la energía entre la línea de transmisión y el espacio libre [6]. Existen muchos tipos de antenas con características diferentes según los parámetros de diseño establecidos. Sin embargo, todas cumplen la función de ser el elemento de transición entre las ondas electromagnéticas guiadas, propagándose en un medio de transmisión y representados por voltajes, corrientes y campos, y las ondas en el espacio libre representadas por campos. La capacidad de direccionar la energía es una de las características principales de una antena. Las características de las antenas son inherentes a su función de emitir y recibir señales en forma de ondas electromagnéticas. Algunas de las más importantes son: el patrón de radiación, la intensidad de potencia, la intensidad de radiación, el ancho de banda, la directividad, la eficiencia, la ganancia, la eficiencia del haz, la polarización, la impedancia de entrada, la eficiencia de radiación, la máxima directividad y la máxima área efectiva [7]. En la figura 2-1, se muestra una antena tipo dipolo y la onda electromagnética plana que esta emitiría.

Es posible representar un antena como una combinación de parámetros de un circuito, tales como la inductancia, la capacitancia y la resistencia; esto bajo el modelo de líneas de transmisión. La presencia de cargas eléctricas da lugar a campos eléctricos y voltajes, y el movimiento de estas contribuye a la aparición de campos magnéticos y corrientes. En una antena, todos estos efectos aparecen simultáneamente y están relacionados en el espacio y el tiempo entre sí [8].

#### Breve historia

El hablar de antenas hace retornar al trabajo realizado por James Clerk Maxwell, quien unificó las teorías eléctrica y magnética que habían sido abordadas por otros investigadores de épocas pasadas: ley de Gauss para el campo eléctrico, ley de Gauss para el campo magnético, ley de Faraday y ley de Ampere-Maxwell; leyes que fueron sintetizadas por Maxwell en una única teórica electromagnética comprensible, que presenta la naturaleza de la luz y de las ondas de radio (que hasta entonces se conocieron como ondas electromagnéticas) y mostrando



**Figura 2-1:** Antena dipolo radiando una onda electromagnética plana.

el completo espectro de radiación electromagnética [9]. Su trabajo se conoce como las leyes de Maxwell y su publicación se realizó por primera vez en 1873 [J. C. Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, Oxford University Press, London, UK, 1873, 1904.][10]. Hasta entonces, las ecuaciones de Maxwell explicaban cómo se relaciona el concepto de campo eléctrico y magnético con las cargas y corrientes que los crean [7]. Sin embargo, no fue hasta el año 1886, que el profesor Heinrich Hertz fue el primero en demostrar un sistema electromagnético inalámbrico. Él realizó una transmisión con una longitud de onda de  $4\text{ m}$  y una antena de  $\lambda/2$ . Unos años más adelante (1901), Guglielmo Marconi usó los conceptos de electromagnetismo para realizar una transmisión transatlántica de señales desde Poldhu en Cornwall, Inglaterra, hasta San Juan de Terranova, Terranova y Labrador (provincias canadienses) [6]. En los años siguientes, las antenas se elaboraron con hilos conductores con geometrías sencillas como dipolos, hélices y abanicos. No fue hasta la segunda guerra mundial (1939-1945) que se trataron nuevos elementos en la construcción de antenas, tales como guías de onda de apertura, bocinas y reflectores, que permitieron entender y optimizar las características de radiación. También, se inventaron los generadores de microondas como el magnetrón y klistrón, operando en frecuencias alrededor de  $1\text{ GHz}$ . De la década de 1960 en adelante, el avance de la arquitectura computacional y la tecnología aportaron en las mejoras del análisis y diseño en la ingeniería de antenas en altas y bajas frecuencias, con métodos como el de Momentos, Elementos finitos y las teorías geométrica y física de la difracción. En años anteriores, el proceso de diseño y construcción de antena se consideraba como un “corte y prueba”, pero desde 1960 hasta la actualidad, se trata de todo un proceso de ingeniería. Además, en las investigaciones actuales se utilizan las antenas y otros dispositivos de microondas no solo con el propósito de transmitir información de forma inalámbrica, si no que se busca estructuras que tengan respuestas coherentes ante diferentes variables físicas como concentración de sustancias por medio de la permitividad, la temperatura, el cambios en las propiedades mecánicas de materiales, entre otras.

### 2.1.1. Parámetros de las antenas

#### Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena consiste en la representación matemática de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas espaciales. Se considera como la propiedad más importante a la distribución de la energía radiada en función de una posición o superficie de radio constante [6]. En cualquier elemento radiante existen dos configuraciones de campo: el de inducción y el de radiación. El campo de inducción solo es importante en el entorno inmediato al elemento radiante. Este campo oscila en sentido de ida y vuelta entre el radiador y el espacio cercano. A distancias largas, es el campo de radiación el que domina. Este representa el un flujo continuo de la energía que viene desde el radiador, con una densidad que varía inversamente proporcional al cuadrado de la distancia y es dependiente en dirección de la fuente de radiación. Las evaluaciones de las características de una antena como elemento de radiación se consideran solo para el campo lejano o largas distancias, tal que el campo de inducción sea despreciable [11].

El patrón de radiación normalmente se encuentra en función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  de las coordenadas esféricas, y se presenta por medio de gráficas polares, las cuales permiten inferir más información. Sin embargo, se usan también gráficas cartesianas. Además, el patrón de radiación se puede mostrar en escalas lineales o logarítmicas, siendo las últimas más útiles porque muestran con más detalle en donde los valores del patrón son bajos [6]. En la figura 2-2 se representa el patrón de radiación de una antena tipo corneta que opera en una frecuencia de 15 GHz. Ahí se muestra los lóbulos de radiación y el ancho de haz de media potencia, de los cuales se hablará más adelante. En la figura 2-3, se describe, en una gráfica en coordenadas cartesianas, el patrón de radiación de una antena directiva.

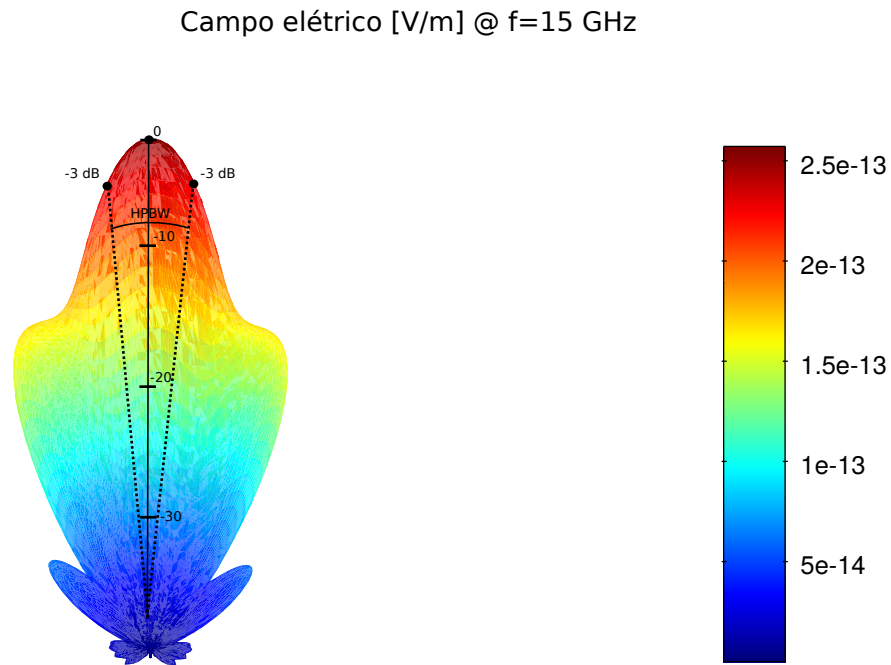
#### Densidad de radiación

Para describir la energía que transmiten las ondas electromagnéticas se utiliza la definición de vector de Poynting  $\mathcal{W}$  (su nombre proviene del físico inglés John Henry Poynting). El vector de Poynting describe la densidad instantánea de energía a través de una unidad de área perpendicular a la propagación de la onda electromagnética.  $\mathcal{W}$  se define como lo muestra la ecuación 2-1. En campos que varían en el tiempo, es deseable representar la densidad de potencia promedio en un periodo de la onda. La definición del vector de Poynting para representar la potencia promedio se muestra en la ecuación 2-2 [6].

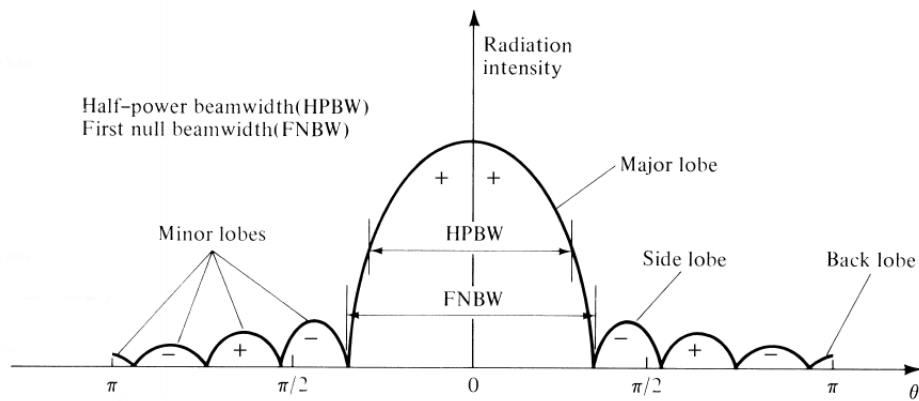
$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2-1)$$

Donde  $\mathcal{E}[V/m]$  y  $\mathcal{H}[V/m]$  son respectivamente el campo eléctrico y magnético instantáneo (no representan cantidades complejas).

$$W_{av}(x, y, z) = [\mathcal{W}(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (2-2)$$



**Figura 2-2:** Vista 3D de patrón de radiación de una antena tipo corneta.



**Figura 2-3:** Lóbulos del patrón de radiación. Representación en coordenadas cartesianas. Tomado y modificado [6].

### Intensidad de radiación

La intensidad de radiación de una antena se define como “la potencia radiada por la antena por ángulo sólido” y es un parámetro del campo electromagnético lejano (far-field) [6].

$$U = r^2 W_{rad} \quad \text{W/ángulo sólido} \quad (2-3)$$

Donde  $W_{rad}$  es la densidad de potencia radiada y  $r^2$  es el cuadrado de la distancia.

### Ancho del haz

Existen diferentes tipos de ancho de haz asociados a una antena. En el estudio del patrón de radiación, el ancho de haz de media potencia (HPBW, de sus siglas en inglés) está definido por la IEEE como: “El ángulo entre dos puntos en el cual la intensidad de radiación es la mitad de su valor máximo”, es decir, la distancia entre el par de ángulos donde la intensidad de radiación toma su valor medio. Otro ancho de haz importante es el referido como ancho de haz del primer nulo (FNBW, de sus siglas en inglés), que representa la distancia angular donde se ubica el primer vacío o ausencia de energía en el patrón de radiación. Otro ancho de haz refiere a donde el patrón de radiación es  $-10$  dB desde el valor máximo [6].

### Directividad

La versión de 1983 de *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (IEEE Std 145-1983) define a la directividad de una antena como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección y la intensidad promedio de radiación en todas las direcciones. La representación matemática es:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2-4)$$

Donde  $U$  es la intensidad de radiación en una dirección específica y  $U_0$  es la intensidad promedio de radiación de una antena en todas las direcciones o la intensidad de radiación de una fuente isotrópica

### Polarización

La polarización se refiere a la traza que describe la onda emitida por la antena en una dirección específica. Si la dirección de la onda no es especificada, se toma como referencia la dirección de máxima ganancia. En la práctica, la polarización depende de la posición desde el centro de la antena. Por lo tanto, el patrón de radiación de una antena podría tener diferentes polarizaciones. Una definición formal de la polarización de una antena es “la propiedad de una onda electromagnética que describe las variaciones en el tiempo de la dirección y magnitud del vector del campo eléctrico, observadas a lo largo de la dirección de

propagación de la onda. La polarización puede clasificarse como lineal, circular y elíptica, según la traza del vector que describe las variaciones en el tiempo del campo eléctrico. Sin embargo, las polarizaciones lineal y circular se consideran como un caso especial de la polarización elíptica. La polarización de la onda se puede describir en un sentido a favor y en contra de las manecillas del reloj, definidas respectivamente como polarización de mano derecha (*clockwise*) y polarización de mano izquierda (*counterclockwise*)

El campo eléctrico instantáneo de una onda plana se define como:

$$\mathcal{E} = \hat{a}_x \mathcal{E}_x(z; t) + \hat{a}_y \mathcal{E}_y(z; t) \quad (2-5)$$

Las componentes instantáneas del campo eléctrico están relacionadas con sus contrapartes complejas por medio de las siguientes expresiones:

$$\mathcal{E}_{x_0}(z; t) = E_{x_0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (2-6)$$

$$\mathcal{E}_{y_0}(z; t) = E_{y_0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (2-7)$$

### **Polarización lineal**

Una onda electromagnética está linealmente polarizada si el vector de campo eléctrico, en un punto específico, esta siempre orientado en la misma línea recta. Además, el vector de campo debe tener una sola componente o dos componentes ortogonales en fase o con  $n\pi$  ( $n = 1, 2, 3..$ ) radianes de desfase.

### **Polarización circular**

La polarización circular se da en una onda electromagnética cuando el vector de campo eléctrico traza un círculo en función del tiempo. Además, el campo debe tener dos componentes ortogonales de la misma magnitud y desfasadas un múltiplo impar de  $\pi/2$  radian.

### **Polarización elíptica**

Una onda electromagnética está polarizada elípticamente cuando el vector de campo traza un elipse en el espacio en el sentido a favor o en contra de las manecillas del reloj. Esta polarización especifica la magnitud del radio axial menor y mayor. Además, debe tener dos componentes ortogonales de igual o diferente magnitud. Si las componentes son de la misma magnitud, la diferencia de fase entre las componentes no debe ser igual a múltiplos impares de  $\pi/2$  radianes. Si las componentes no tienen la misma magnitud, la diferencia de fase debe ser múltiplo de  $\pi/2$  radianes.

## 2.2. Antenas de microcinta

### 2.2.1. Ecuaciones de Maxwell para antenas de microcinta

Las ecuaciones de Maxwell fueron la primera teoría unificada de la física que explicó cómo se relacionan la electricidad y el magnetismo entre sí. Estas ecuaciones son las reglas que rigen el funcionamiento de la luz, la corriente y el magnetismo. Maxwell realizó un reinterpretación y aporte a las teorías y experimentos relacionados con electricidad y magnetismo reportados hasta la época. Dichas investigaciones fueron la base de la teoría electromagnética propuesta por Maxwell.

$$\nabla \cdot D = \rho_T \quad \text{Ley de Gauss para el campo eléctrico} \quad (2-8)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad \text{Ley de Gauss para el campo magnético} \quad (2-9)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{Ley de Faraday} \quad (2-10)$$

$$\nabla \times H = -\frac{\partial D}{\partial t} + J_T \quad \text{Ley de Ampere-Maxwell} \quad (2-11)$$

$$\nabla \cdot J_T = -\frac{\partial \rho_T}{\partial t} \quad \text{Ecuación de continuidad} \quad (2-12)$$

El conjunto de ecuaciones 2-8–2-12 se denominan respectivamente: la ley de Gauss para el campo eléctrico, la ley de Gauss para el campo magnético, la ley de Faraday y la ley de Ampere-Maxwell; o simplemente son conocidas como las ecuaciones de Maxwell. La expresión en 2-12 se conoce como la ecuación de continuidad. A continuación se hace una descripción general de cada una de las ecuaciones de la teoría electromagnética de Maxwell

**Ley de Gauss para el campo eléctrico:** explica el comportamiento espacial de campo electrostático (campo eléctrico debido a cargas eléctricas estáticas) y la distribución de cargas eléctricas que lo producen. Se describe como “Las cargas eléctricas producen un campo eléctrico, y el flujo de ese campo que pasa a través de una superficie cerrada es proporcional a la carga total contenida por la superficie”

**Ley de Gauss para el campo magnético:** explica el comportamiento del flujo del campo magnético a través de una superficie cerrada, similar a su ley para el campo eléctrico. Sin



embargo, debido a la naturaleza de los campos magnéticos de que no hay cargas magnéticas aisladas y siempre se presentan en dipolos o pares, el flujo magnético que atraviesa la superficie cerrada siempre es cero. Esta ley de la física se describe como “El flujo magnético total pasando a través de una superficie encerrada es cero”

**Ley de Faraday:** describe el fenómeno de inducción de campo eléctrico que se presenta en un conductor, como consecuencia de la variación del flujo magnético encerrado por el conductor. En otras palabras, si el flujo magnético cambia a través de una superficie, un campo eléctrico es inducido en los bordes de la superficie, y si hay un conductor a lo largo de los bordes de la superficie, el campo eléctrico inducido produce una fuerza electromotriz (emf de sus siglas en inglés) que direcciona la corriente en el conductor. La ley de Farady se describe como “El cambio en el flujo magnético a través de una superficie induce una fuerza electromotriz en los bordes de la superficie, y cambiando el campo magnético induce un campo eléctrico”

**Ley de Ampere-Maxwell:** explica como un campo magnético es producido en una región si una corriente es encerrada por esta o si el flujo eléctrico a través de una superficie, limitada por la región, cambian en tiempo. La ley Ampere-Maxwell se describe como “una corriente eléctrica o el cambio en el flujo eléctrico a través de una superficie produce un campo magnético circulante alrededor de una región que rodee esa superficie”

### 2.2.2. Modelo de análisis de cavidades resonantes

Una antena de microcinta puede representarse como una cavidad con un material eléctrico en su interior, la cual tiene altos niveles de resonancia. Cuando la antena se energiza se generan mecanismos de atracción y repulsión entre las cargas eléctricas en las capas conductoras de la antena [6]. Estos mecanismos producen densidades de corriente en el parche radiante de la antena,  $J_b$  en la parte inferior del parche y  $J_t$  en la parte superior. En la cavidad, el alto del sustrato  $h$  y el ancho del parche  $w$  determinan la existencia de campos magnéticos tangenciales en los bordes de la cavidad, en el límite inferior de esta relación no existen campos magnéticos tangenciales y los bordes al rededor de la cavidad no distorsionan el campo magnético, por lo que se consideran como una buena aproximación a paredes conductoras magnéticas perfectas, donde los campos se confinan al interior de la cavidad. Para poder medir la radiación y la amplitud de los campos eléctricos y magnéticos se deben considerar las pérdidas en el material dieléctrico de la cavidad. De esta forma, la impedancia de entrada tiene componente compleja y representa la resistencia de radiación y la tangente de pérdidas en el material. Cuando se da la condición  $h \ll \lambda$  se asume que el campo es constante a lo largo de  $h$ , el campo eléctrico es normal a las capas conductoras eléctricas y, en consecuencia,

en la cavidad solo se dan modos de resonancia Transversales Magnéticos ( $TM^x$ ) [6].

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2-13)$$

La ecuación 2-13 es la solución del potencial vectorial  $A_x$  que satisface la ecuación homogénea de onda, donde  $k_x$ ,  $k_y$  y  $k_z$  son los números de onda en las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$ , respectivamente, y determinan las condiciones de borde de la la cavidad. La relación entre los campos (magnético y eléctrico) y  $A_x$  se da de acuerdo a las expresiones en 2-14-2-16, sujeto a las condiciones de borde en 2-17.

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad H_x = 0 \quad (2-14)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (2-15)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (2-16)$$

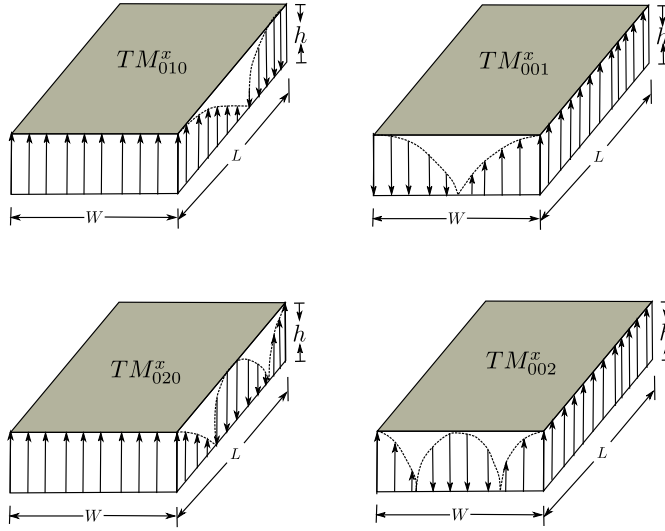
$$\begin{aligned} E_y (x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) \\ = E_y (x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \\ H_y (0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) \\ = H_y (0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) = 0 \\ H_z (0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) \\ = H_z (0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \end{aligned} \quad (2-17)$$

Donde las  $x'$ ,  $y'$  y  $z'$  representan el campo dentro de la cavidad. Asumiendo las condiciones de borde de las expresiones en 2-17, la forma final del potencial vectorial  $A_x$  es:

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (2-18)$$

Donde  $A_{mnp}$  representa la magnitud para cada uno de los modos  $mnp$ . Los números de onda  $k_x$ ,  $k_y$  y  $k_z$  son iguales a:

$$\begin{aligned} k_x &= \left( \frac{m\pi}{h} \right), \quad m = 0, 1, 2, \dots \\ k_y &= \left( \frac{n\pi}{L} \right), \quad n = 0, 1, 2, \dots \\ k_z &= \left( \frac{p\pi}{W} \right), \quad p = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2-19)$$



**Figura 2-4:** Modos de configuración del campo en una antena de microcinta [6].

Donde  $m$ ,  $n$  y  $p$  representan, respectivamente, el número de variaciones de medio ciclo del campo en las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$ . Sometiendo los números de onda a las restricciones de frontera de la cavidad, se tiene la ecuación que determina la frecuencia es:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2-20)$$

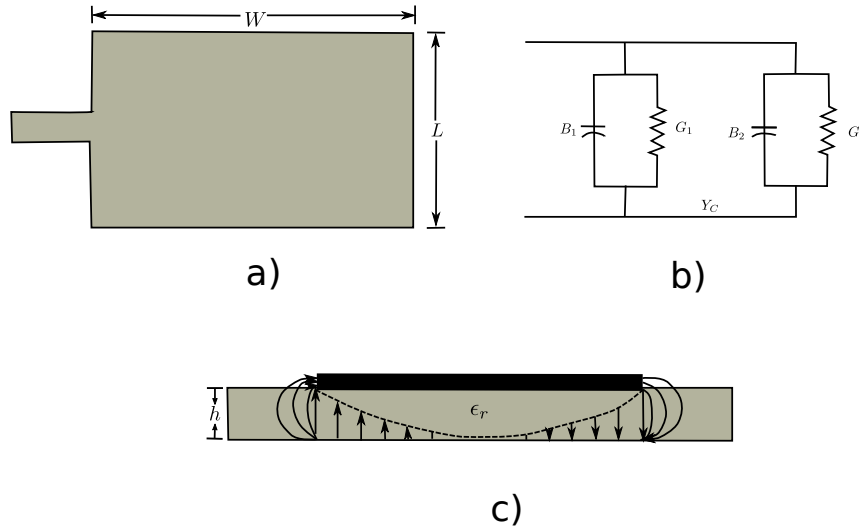
El modo con menor frecuencia de resonancia es designado como el modo dominante o el modo fundamental. Asumiendo que para la antena de microcinta se cumple  $h \ll L$  y  $h \ll W$ , la frecuencia de resonancia de la antena para el modo fundamental cumple con la condición  $L < W < h$  y se calcula de la siguiente manera:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-21)$$

Si se establece valores para los números de onda  $m, n$  y  $p$  en 2-19 y se resuelve la ecuación 2-20, se encuentra los modos de resonancia de orden superior. La figura 2-4 muestra cómo la ondas de campo se configuran dentro de la cavidad (antena) para algunos de los modos de orden superior.

### 2.2.3. Modelo de análisis de líneas de transmisión

El modelo de líneas de transmisión establece que estructuras como las antenas de microcinta se pueden analizar aplicando las ecuaciones de Maxwell directamente y con el modelo circuital. Para el primer caso, se hace una aproximación del campo a una configuración TEM que define conductores perfectos PEC y dieléctricos perfectos, o considerando las pérdidas



**Figura 2-5:** a) Antena de microcinta rectangular. b) Circuito equivalente. c) Efecto de borde en el campo

en los materiales evidentes en componentes del campo en la dirección de propagación de la onda (corriente de conducción) y la penetración de la onda en los conductores que la guían (constante de penetración). Para el segundo caso se representa la antena en parámetros de inductancia, capacitancia, resistencia y conductancia, los cuales dependen de las características de los materiales que componen la antena, así como la geometría y la frecuencia de operación [12].

El modelo de líneas de transmisión representa a la antena de microcinta como un tramo de línea de transmisión de impedancia característica  $Z_c$  y longitud  $L$ , la cual tiene en sus dos extremos una terminación en apertura (slot) radiante con un ancho de  $W$  cada una, como lo muestra en la figura 2-5 a). Debido a que las dimensiones de los conductores y el sustrato dieléctrico de la antena son finitos, en los bordes se produce un efecto de borde (fringing effect), el cual describe como unas pocas líneas de campo comparten dos medios, generalmente el aire y el material del sustrato dieléctrico y da lugar a la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ . El efecto de borde depende de las características geométricas de la antena  $L/h$  y  $W/h$ . A medida que la relaciones de la longitud y el ancho del parche con la altura de la antena disminuyen, menor es la aporte del efecto de borde. Como resultado, hay un aumento en la longitud del parche  $\Delta L$  en los dos extremos de la antena, lo que resulta en una variación en la frecuencia de resonancia que se debe tener en cuenta en el procedimiento de diseño. En las expresiones en 2-22 - 2-25 se muestran las ecuaciones para el cálculo de antenas de microcinta rectangulares bajo el modelo de líneas de transmisión.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2-22)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2-23)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2-24)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2-25)$$

Donde,  $\mu_0$ ,  $\epsilon_0$ ,  $1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  y  $\epsilon_{eff}$  representan la permeabilidad magnética del vacío, la permitividad eléctrica del vacío, la velocidad de la luz y la constante dieléctrica efectiva (tomando en cuenta el efecto de borde). La frecuencia de resonancia fundamental se determina de acuerdo a las dimensiones físicas de la antena, además, se debe considerar que longitud efectiva y la permitividad efectiva resultantes del efecto de borde (fringing effect).

$$(fr)_{010} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (2-26)$$

## 2.3. Mecánica de materiales

La mecánica de materiales proporciona conocimiento para analizar y diseñar diversas estructuras portadoras de carga. Para describir los esfuerzos en una estructura se acude a los conceptos teóricos de la estática, donde se analiza el cuerpo en su estado estacionario (diagrama del cuerpo libre).

### 2.3.1. Esfuerzo

La condición para que una estructura se rompa o no, depende de las fuerzas individuales distribuidas en el área transversal de la estructura (fuerza interna) y la capacidad que tenga el material de soportar el valor correspondiente de la intensidad de fuerzas internas distribuidas ( $F/A$ ). La fuerza por unidad de área ( $F/A$ ) se le llama esfuerzo sobre esa sección y se representa con  $\sigma$ . Por lo tanto, el esfuerzo en una estructura de área trasversal  $A$ , la cual es sometida a una carga axial  $P$ , se describe como lo muestra la ecuación 2-27. Donde el signo positivo se utiliza para describir a un esfuerzo de tensión y el signo negativo para describir un esfuerzo de compresión.

$$\sigma = \frac{P}{A} \quad (N/m^2) \quad (Pa) \quad (2-27)$$

### 2.3.2. Deformación unitaria

En ingeniería, la deformación unitaria  $\varepsilon$  se entiende como la elongación por unidad de longitud que sufre un material debido a una carga externa y se representa como lo muestra la ecuación 2-28 [13]. Esa ecuación serviría para relacionar los cambios en las dimensiones de una estructura prisma recto (rectangular), debido a este tipo de deformación.

$$\varepsilon = \frac{L - L_0}{L_0} = \frac{\delta}{L_0} \quad (2-28)$$

Donde  $L_0$ ,  $L$  y  $L - L_0$  ( $\delta$ ) son, respectivamente, la longitud inicial, la longitud final y la elongación total en la estructura. La ecuación 2-28 supone que la carga se ha aplicado en el sentido de  $L$ . Debido a que la distribución de la tensión se produce en toda la estructura, cabe mencionar que otros fenómenos suceden, los cuales están descritos por el efecto de Poisson [14]. Estos son: la contracción transversal (en el ancho  $W$ ) y el cambio en la altura  $h$ ; ambos transversales al sentido de la tensión o fuerza aplicada.

Considerando ahora una antena de microcinta de parche rectangular de longitud  $L$  y ancho  $W$ , y un sustrato dieléctrico con altura  $h$ . Cuando la antena es sometida a un efecto mecánico, se induce una deformación sobre su estructura, la cual representa milimétricos cambios en las dimensiones de la antena y, en consecuencia, en el comportamiento eléctrico de la misma. La variación de los parámetros  $L$ ,  $W$  y  $h$  de la antena de microcinta, debido a la deformación axial  $\varepsilon_l$  aplicada en el sentido de  $L$ , se representa con las ecuaciones 2-29, 2-30 y 2-31, respectivamente.

$$L = L_0(1 + \varepsilon_l) \quad (2-29)$$

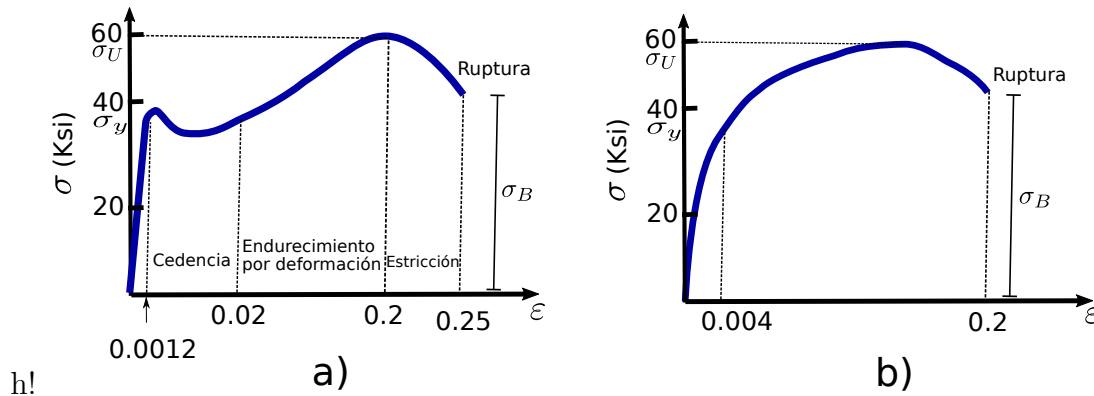
$$W = W_0(1 - V_p\varepsilon_l) \quad (2-30)$$

$$h = h_0(1 - V_s\varepsilon_l) \quad (2-31)$$

Donde  $L_0$ ,  $W_0$  y  $h_0$  corresponden a la longitud del parche, el ancho del parche y el alto del sustrato antes de deformar la antena.  $V_s$  y  $V_p$  son los coeficiente de Poisson de los materiales utilizados para la construcción de la antena.

### 2.3.3. Deformación normal bajo carga axial

Las deformaciones de las estructuras debido a cargas aplicadas están condicionadas por la geometría de la muestra. Por ejemplo, para una varilla de longitud  $L$  y área transversal  $A$  a la cual se le aplica una carga  $P$ , se obtendrá una deformación  $\delta$ ; mientras que aplicando la misma carga a otra varilla con longitud  $2L$  y con la misma área transversal ( $A$ ), la deformación resultante será  $2\delta$ . Lo anterior implica que el análisis carga-deformación será



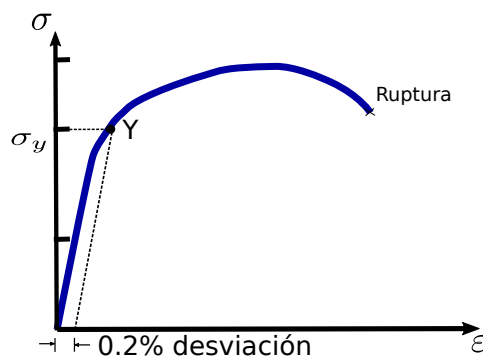
**Figura 2-6:** Curvas de esfuerzo-deformación de materiales dúctiles: a) Acero al bajo carbono, b) aleación de aluminio[15].

diferente según la geometría de la estructura, sin importar que el material sea el mismo. Es decir, un diagrama de carga-deformación da información referente a la carga y la geometría de la estructura, pero no es una curva característica del material con el que se construyó la varilla. Por otro lado, elaborando un gráfica del esfuerzo ( $\sigma = P/A$ ) versus la deformación ( $\epsilon = \delta/L$ ), se obtiene una curva característica de las propiedades del material y que no depende de la geometría de la muestra en particular.

### 2.3.4. Diagrama esfuerzo deformación

Para obtener un diagrama de esfuerzo-deformación de un material se debe someter una probeta del material a un ensayo de tensión. La probeta debe estar construida con medidas exactas según el tipo de material que se esté analizando, por ejemplo, siguiendo la norma ASTM 638D para materiales plásticos. La probeta se coloca en una maquina de ensayo, donde se aplica una carga  $P$  que toma valores cada vez mayores. Al aumentar la carga, también se incrementa la distancia  $L$  entre las mordazas de la máquina de tracción. Se debe registrar el alargamiento del material y el cambio en el diámetro o espesor de la muestra para cada valor de  $P$ . Cada par de lectura  $P$  y  $\delta$ , permite calcular el esfuerzo como la división de  $P$  entre el área transversal inicial de la estructura  $A_0$ , y calcular la deformación como la división del alargamiento entre la longitud inicial de la probeta  $L_0$ . En la figura 2-6 se muestra dos curvas esfuerzo-deformación de diferentes metales.

La primera región del diagrama esfuerzo-deformación de la figura 2-6 a) corresponde a una deformación lenta del material a medida que aumenta el esfuerzo aplicado. Esta zona presenta un comportamiento lineal y es conocida como la zona de deformación elástica del material. En el valor crítico  $\sigma_Y$  la probeta experimenta una gran deformación con un incremento relativamente pequeño de la carga. Este valor es conocido como el limite de fluencia. Después del limite de fluencia, la deformación de la probeta puede ser hasta 200 veces más grande que la deformación anterior. Posteriormente, debe aumentarse el esfuerzo para seguir alargando



**Figura 2-7:** Cálculo de la resistencia a la cedencia por el método de desviación al 0,2 % [15].

la probeta, hasta alcanzar un máximo  $\sigma_U$ . Esto se debe a una propiedad del material llamada endurecimiento por deformación. Después de haber alcanzado este punto, la sección transversal de la probeta empieza a disminuir debido a la inestabilidad local (conocido como estricción). Después de que comienza la estricción, son necesarias cargas un poco menores para que la probeta se alargue un poco más, hasta que finalmente el esfuerzo  $\sigma_R$  causa que la probeta se rompa.

Para el diagrama esfuerzo-deformación de la figura 2-6 b), el inicio de la fluencia no se caracteriza por una zona horizontal bien definida. En este caso, la resistencia a la cedencia  $\sigma_Y$  se define con el método de desviación. Por ejemplo, la resistencia a la cedencia con una desviación del 0,2% se obtiene dibujando un punto en la abscisa en  $\varepsilon = 0,2\%$  (o  $\varepsilon = 0,002$ ) y trazando una línea paralela a la parte inicial en línea recta de la curva esfuerzo-deformación. En la figura 2-7 se muestra el cálculo de la resistencia de cedencia para un diagrama esfuerzo deformación.

### Materiales dúctiles

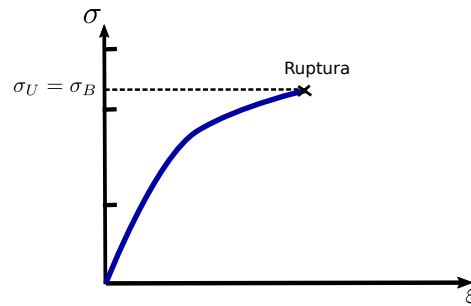
Un material que se pueda someter a grandes deformaciones antes de fracturarse se denomina un material dúctil. Estos materiales se utilizan en ingeniería porque absorben la energía de los impactos, y si se presenta una sobrecarga, por lo general presentan grandes deformaciones antes de fallar [16]. Una forma de especificar la ductilidad de un material es calcular el porcentaje de elongación o porcentaje de reducción de área al momento de la fractura.

$$\text{Porcentaje de elongación} = \frac{L_f - L_0}{L_0} \times 100 \quad (2-32)$$

Donde  $L_0$  es la longitud calibrada original y  $L_f$  es la longitud a la fractura.

$$\text{Porcentaje por reducción de área} = \frac{A_0 - A_f}{A_0} \times 100 \quad (2-33)$$





**Figura 2-8:** Diagrama esfuerzo-deformación de un material frágil [15].

Donde  $A_0$  y  $A_f$  son el área transversal original y el área transversal a la fractura de la probeta respectivamente.

En los materiales dúctiles, los esfuerzos cortantes son las principales causas del fallo o ruptura.

### Materiales frágiles

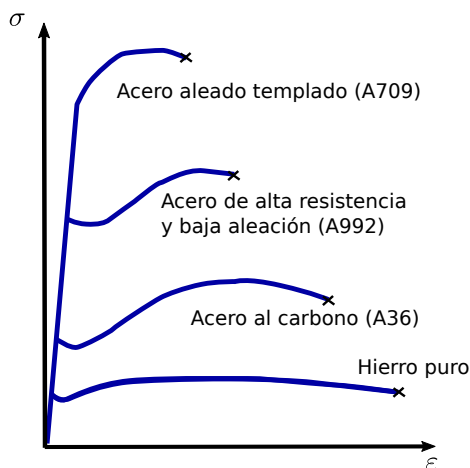
Los materiales que no presentan cedencia antes de fallar se conocen como materiales frágiles. Por ejemplo, el diagrama esfuerzo-deformación mostrado en la figura 2-8 es el típico para materiales frágiles como el vidrio, el hierro colado y la piedra. Debido a la aparición de grietas microscópicas que se propagan con rapidez y ocasionan la fractura del material, los materiales frágiles no tienen un esfuerzo de fractura a la tensión bien definido. En cambio, se reporta un valor promedio del esfuerzo de fractura en un conjunto de ensayos observados. En los materiales frágiles, los esfuerzos normales son las principales causas del fallo o ruptura.

### 2.3.5. Módulo de elasticidad

El módulo de elasticidad es un parámetro de proporcionalidad entre la deformación y el esfuerzo cuando el material está en la zona elástica. Es decir, cuando el material se encuentra en la zona lineal de la curva esfuerzo deformación. Este parámetro indica el nivel de rigidez del material. Mientras más alto es el módulo de elasticidad, el material se caracteriza por ser más resistente a la deformación, como lo es el caso del acero ( $E_{ac} = 200$  GPa) [16]. El esfuerzo se puede expresar mediante el módulo de elasticidad y la deformación, tal como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\sigma = E \varepsilon \quad (2-34)$$

A esta relación se le conoce como la ley de Hooke.  $E$  es el módulo de elasticidad y se expresa en las mismas unidades que  $\sigma$ , dado que la deformación  $\varepsilon$  es una cantidad adimensional. El valor máximo de esfuerzo para el cual se cumple la ley de Hooke se conoce como limite de



**Figura 2-9:** Variación en las características físicas de el hierro y diferentes grados de acero [15] .

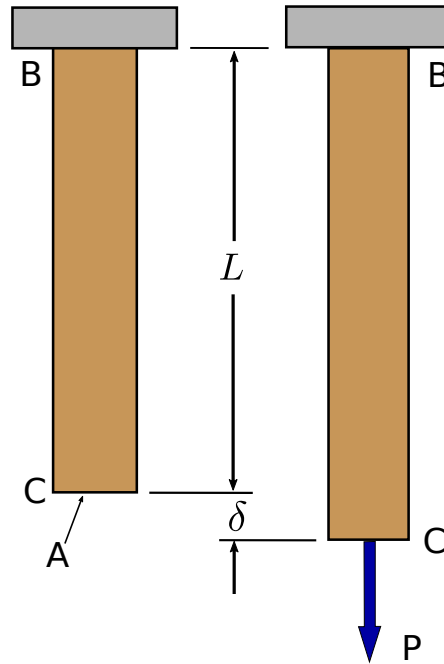
proporcionalidad. Para materiales dúctiles que poseen un punto de cedencia bien definido el límite de proporcionalidad casi coincide con el punto de cedencia. Para otros materiales el límite de proporcionalidad no es tan fácil de determinar, ya que es difícil determinar cuando la relación entre  $\sigma$  y  $\varepsilon$  deja de ser lineal. Sin embargo, para estos materiales emplear la ley de Hooke para valores apenas mayores al límite de proporcionalidad no conducirá a ningún error significativo [15].

Para materiales isotrópicos, los cuales se caracterizan por tener las mismas propiedades mecánicas en todas las direcciones ( $x, y, z$ ), el módulo de elasticidad es el mismo. En el caso de materiales anisotrópicos, los cuales tienen diferentes propiedades mecánicas en las diferentes direcciones, como es el caso de materiales compuestos reforzados con fibras, donde el módulo de elasticidad es diferente en cada dirección ( $E_x \neq E_y \neq E_z$ ).

Por otro lado, algunas propiedades mecánicas de los materiales pueden variar a causa de aleaciones, el tratamiento térmico y el proceso de manufactura. En la figura 2-9 se puede observar como para el hierro puro y diferentes grados de acero, las propiedades mecánicas como la ductilidad, esfuerzo de ruptura y esfuerzo máximo cambian. Sin embargo, todos los materiales conservan el mismo módulo de elasticidad, es decir, presentan la misma resistencia a la deformación mientras el material se encuentra en la zona elástica.

### 2.3.6. Deformación de elementos sometidos a carga axial

De la figura 2-10, considerando que la varilla que se deforma es homogénea, de longitud  $L$  y de área transversal  $A$ ; al aplicar una carga  $P$  y sin exceder el límite de proporcionalidad, entonces se cumple la ley de Hooke. La deformación unitaria de la varilla está descrita por



**Figura 2-10:** Carga  $P$  sobre varilla homogénea de longitud  $L$  y su correspondiente deformación [15].

la siguiente expresión:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{P}{AE} \quad (2-35)$$

Entonces, la deformación total es:

$$\delta = \varepsilon L = \frac{P L}{A E} \quad (2-36)$$

Si la varilla está cargada en otros puntos, consta de varias porciones con distintas secciones transversales y, posiblemente, distintos materiales, la deformación de la varilla entera será:

$$\delta = \sum_i \frac{P_i L_i}{A_i E_i} \quad (2-37)$$

Donde  $P_i$ ,  $L_i$ ,  $A_i$ , y  $E_i$  corresponde a la carga, la longitud, el área transversal y el módulo de la elasticidad de cada sección  $i$  de la estructura.

### 2.3.7. Flexión pura en el rango elástico

De la figura 2-11 se tiene que para una flexión pura, la deformación axial en el sentido de la dirección de  $x$  está descrita por la ecuación  $\varepsilon_x = -y/\rho$ . Donde  $y$  corresponde a la distancia

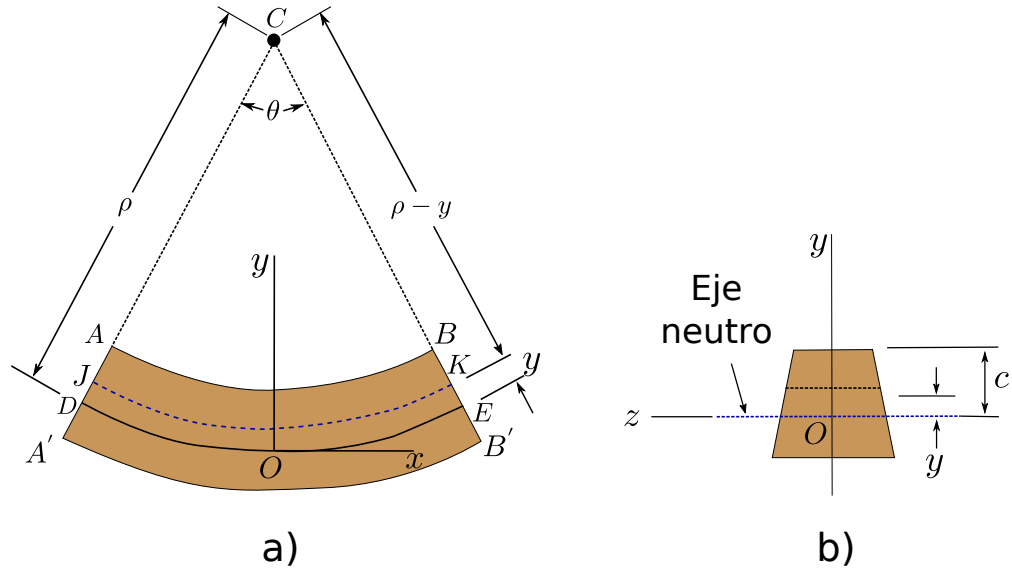


Figura 2-11: Diagramas de una flexión pura [15].

de separación desde el eje neutro y  $\rho$  al radio de curvatura al cual se deforma la estructura. Si  $c$  es la distancia máxima a la superficie neutra y  $\varepsilon_m$  es el valor absoluto de la máxima deformación unitaria, entonces se tiene que la deformación máxima es  $\varepsilon_m = c/\rho$ . Por lo tanto, la deformación en la dirección en el eje  $x$  ( $\varepsilon_x$ ) es igual:

$$\varepsilon_x = \frac{-y}{c} \varepsilon_m \quad (2-38)$$

Ahora considerando que la deformación deben estar en el rango elástico, es decir, por debajo del límite de elasticidad, se debe cumplir la ley de Hooke. Entonces:

$$E \varepsilon_x = \frac{-y}{c} (\varepsilon_m E) \quad (2-39)$$

Por lo tanto, de la anterior expresión se tiene que el esfuerzo en la dirección  $x$  es:

$$\sigma_x = \frac{-y}{c} \sigma_m \quad (2-40)$$

## 2.4. Sensores de deformación basados en antenas de microcinta

De acuerdo con los modelos líneas de transmisión y cavidades resonantes para el análisis de antenas de microcinta, se sabe que la frecuencia de resonancia fundamental (y sus modos

de resonancia de orden superior) depende de las condiciones de borde de la estructura, las cuales se determinan por los parámetros geométricos de longitud  $L$ , ancho  $W$  y alto  $h$ ; y el tipo de materiales utilizados para su construcción. En este sentido, un sensor de deformación basado en una antena de microcinta tiene un funcionamiento similar al de las galgas extensiométricas; para este caso, son las dimensiones del parche radiante las que cambian debido a la fuerza externa, y en consecuencia, se evidencia un desplazamiento en la frecuencia de resonancia de la antena. Por lo tanto, es posible relacionar variables mecánicas como el esfuerzo, la deformación o la curvatura con los desplazamientos en la frecuencia de resonancia de la antena. A continuación se describen algunas de las propuestas de sensores de deformación basados en antenas de microcinta, sobre su principio de funcionamiento y otras consideraciones se detallará en las próximas secciones.

Diferentes diseños de sensores de deformación basados en antenas de microcinta han sido estudiados. Las diferencias entre los diseños han apuntado a variaciones del material utilizado como sustrato dieléctrico, el diseño y la geometría de la capa radiante de la antena; lo que conduce a cambios en la respuesta de la antena, evidentes en la frecuencia, el rango de operación, entre otros parámetros. Entre los diferentes diseños de antenas de microcinta, la antena convencional de parche rectangular ha sido explorada ampliamente. Por ejemplo, la caracterización de un antena de microcinta como sensor de deformación es presentada en [17]. Este trabajo propone utilizar la relación entre la tensión aplicada y los corrimientos en la frecuencia de resonancia de la antena para implementar un sensor pasivo de deformación con interrogación en tiempo real, donde el sistema de medida se compone de dos subsistemas: el sistema de sensado que tiene el sensor tipo antena y un amplificador de potencia, y el sistema de monitoreo que cuenta con la antena interrogadora y un modulador que codifica la señal de retrodispersión que contiene la información del desplazamiento en la frecuencia de resonancia debido a la carga aplicada.

En otro caso de estudio [18], se propone un sensor de deformación con un esquema de dos antenas rectangulares para el sensado y monitoreo inalámbrico de rupturas y deformación. Dicho esquema se compone de una antena (receptora) que recibe una señal de interrogación de frecuencia cercana a su frecuencia de resonancia (determinada por la longitud  $L$  del parche). Después de que la señal es recibida, se transmite hacia la segunda antena (transmisora) a través de una red de acoplamiento y un diodo que crea armónicos de la frecuencia de la señal, de los cuales solo el segundo armónico es transmitido por la segunda antena hacia el sistema de interrogación; como la interrogación y transmisión de información se hacen en diferentes frecuencias ( $Fr_0$  y  $2Fr_0$  respectivamente) no existen problemas de interferencia en la señal leída por el interrogador.

Diferentes diseños de sensores para medir deformaciones y presión han sido propuestos en [19]. Los dos tipos de sensores se basan en la modificación de la capa radiante de la antena.

Mientras el sensor de deformación se implementa siguiendo la relación entre el aumento en la longitud del parche y el consecuente desplazamiento en la frecuencia de resonancia, en el sensor de presión se utiliza otro parche rectangular ubicado sobre una membrana muy cerca del parche de la antena que induce corrimientos en la frecuencia de resonancia de orden superior a medida que se curva la membrana debido a la presión aplicada.

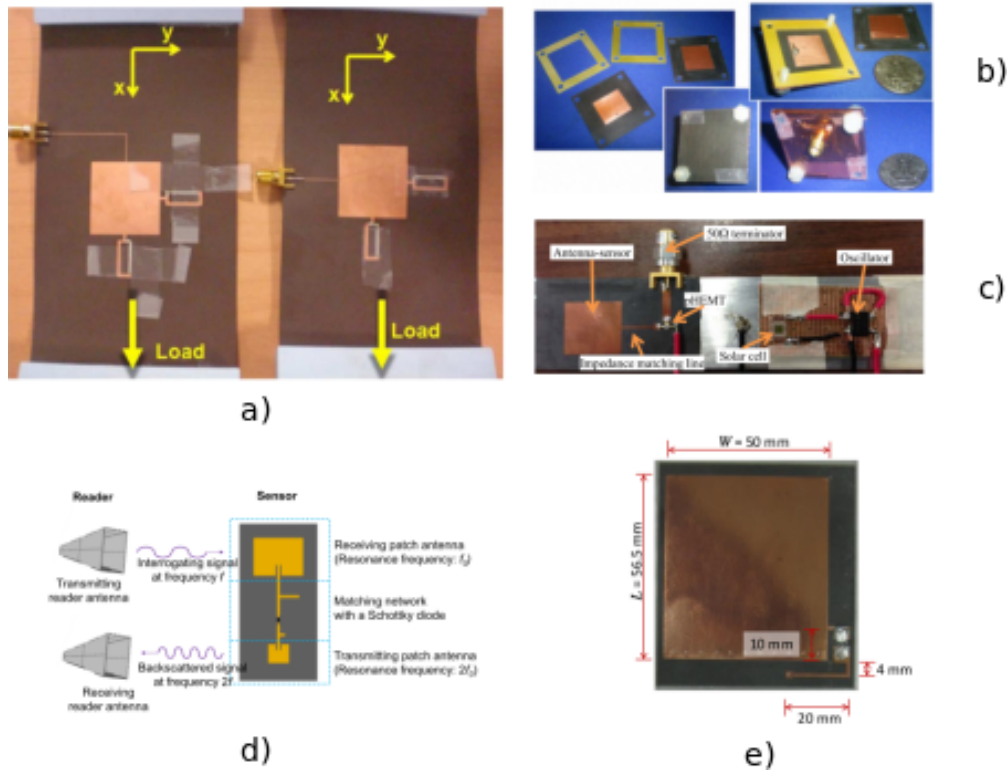
Buscando una mejora en la sensibilidad, en [20] se propone una antena de microcinta con modificaciones en su capa radiante. Los autores investigaron la influencia, en el sensor, de dos anillos resonadores con un sección abierta y cada uno de ellos ubicado en el borde radiante del modo dominante y del segundo modo de resonancia (de forma ortogonal). Como resultado, el sensor tiene la capacidad de medir la deformación en las dos dimensiones ortogonales, las cuales difieren porque el sentido de la deformación define el modo de resonancia donde se presentará el corrimiento de frecuencia. Adicionalmente, el sensor presentó una alta sensibilidad, comparado con otras propuestas del mismo tipo.

Los cambios en la constante dieléctrica y la distribución de tensión en la capa radiante han sido considerados como parte del principio de funcionamiento las antenas de microcinta como sensores de deformación [21]. Los autores proponen un experimento para evidenciar como varía la constante dieléctrica a medida que se le aplica una carga a la antena y mostrar que el nivel de tensión nominal aplicado no es el mismo percibido por el parche de la antena. El objetivo de este trabajo fue explicar la discrepancia entre los resultados numéricos (con materiales ideales) y los resultados experimentales (materiales con pequeños vacíos).

En otras investigaciones se han considerado diferentes geometrías de antenas y parámetros adicionales sobre el funcionamiento de las mismas como sensores de deformación. Por ejemplo, una antena de parche circular fue estudiada como sensor de deformación, y el material utilizado como sustrato dieléctrico fue analizado en función de la distancia de interrogación máxima que permita el sensor; el sistema de lectura utilizó una antena tipo corneta para la interrogación de los sensores [5]. Los resultados encontrados por los autores mostraron que la antena con mayor constante dieléctrica (de mas alto factor de calidad  $Q$ ) permitió una mayor distancia de interrogación del sensor, en comparación con otros materiales como el FR4.

## **2.5. Principio de operación de sensores de deformación basados en antenas de microcinta**

Dos de los modelos más empleados para analizar el comportamiento eléctrico de antenas microcinta, que se caracterizan por su simplicidad y a la vez una aceptable precisión, son los modelos de cavidades resonantes y líneas de transmisión. Este par de modelos se han utili-



**Figura 2-12:** Diferentes sensores de deformación basado en antenas de microcinta. a) Diseño de sensor con antena rectangular y cargada con dos anillos abiertos ubicados en los bordes radiantes de dos modos de resonancia. b) Sensor de presión con parche rectangular adicional y ubicado en una membrana. c) Sensor de deformación y sistema de interrogación en tiempo real .d) Sensor de deformación de dos parches(receptor y transmisor). e) Sensor de deformación de parche rectangular con conexión entre el parche y el plano a tierra (bias). [22, 23, 21, 18, 24].

zado para dar solución y explorar las características de antenas con parches convencionales como los circulares y rectangulares, empleando modelos matemáticos simples. Sin embargo, para optimizar los parámetros característicos de sensores de deformación basados en antenas microcinta, se han presentado en el pasado alternativas en las cuales se emplean estructuras bastante complejas sobre el parche [22, 23, 21, 18, 24], lo cual hace que el análisis empleando modelos analíticos sea muy complejo. A partir de esto, se ha detectado que es necesario crear una metodología numérica que permita no solo conocer la frecuencia de resonancia de una cavidad no convencional, sino que además nos permita conocer cómo es el comportamiento eléctrico de estas antenas cuando son deformadas. De esta manera, podríamos correlacionar cambios estructurales generados en la antena con cambios en parámetros eléctricos, permitiéndonos emplear estas estructuras como elementos sensores. En la figura 2-12, se muestran distintos sensores de deformación basados en antenas de microcinta.

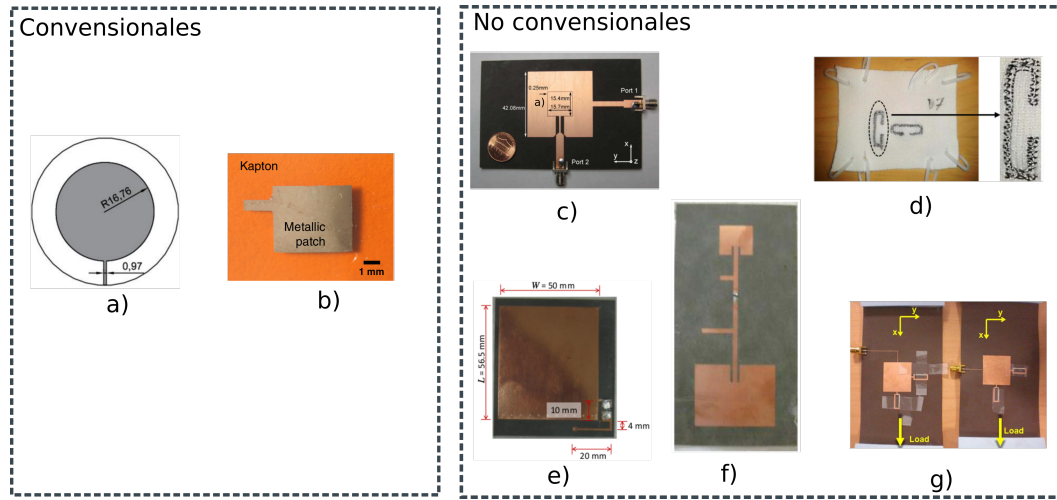
**Tabla 2-1:** Comparación de la sensibilidad entre diferentes propuestas de sensores de deformación basados en antenas de microcinta

Diseño	Material	Sensibilidad [ $KHz/\mu\varepsilon$ ]	Referencia
Rectangular-openloop	Kapton	8,507	[20]
Rectangular-ranura	RT/duroid 5880	3,1	[22]
Rectangular-ranura	RT/duroid 5880	2,2	[22]
rectangular-Bias	RT Duroid 5880	0,755	[19]
Rectangular	Kapton HN	4,98	[25]
Dos parches rectangulares	RT Duroid 5880	5,232	[18]
Rectangular	RT/duroid 5880	3,87	[17]
Rectangular-Bias	RT Duroid 5880	0,82	[21]

Por lo anterior, podemos decir que existen dos categorías de sensores de deformación basados en antenas de microcinta: En la primera categoría encontramos aquellos sensores que se basan en parches convencionales (circulares y rectangulares), los cuales, como mencionó anteriormente, pueden ser fácilmente analizados y diseñados empleando modelos analíticos. En la segunda categoría encontraremos estructuras cuya geometría es más compleja y, por ende, se hace necesario el uso de otras metodologías numéricas que permitan entender su funcionamiento y una caracterización completa del sensor. En la figura **2-13** se muestra algunos de los diferentes tipos de sensores de deformación, de las dos categorías, que han sido propuestos en la literatura.

Como se describió en la sección 2.4.4, el funcionamiento de los sensores de deformación basados en antenas de microcinta obedece a la relación entre la frecuencia de resonancia de la antena y sus parámetros geométricos. Por ejemplo, para una antena de microcinta rectangular, en el caso de que se esté analizando la frecuencia fundamental, se establece la relación de los corrimientos en la frecuencia de resonancia con los cambios en la longitud eléctrica del parche radiante de la antena; lo cual se deriva de los modelos analíticos de líneas de transmisión y el de cavidades resonantes. De la misma manera, se puede derivar un modelo de funcionamiento de un sensor basado en una antena de microcinta de parche circular; para este caso, el cambio en la frecuencia de resonancia depende de las variaciones del radio de la circunferencia que forma el parche de la antena. Entonces, se tiene el modelo de funcionamiento de dos sensores de deformación con diferente geometría (rectangular y circular), los cuales se derivan de ecuaciones simples y con precisiones validadas. Por otro lado, cuando se quiere abordar el análisis de un sensor de deformación con una geometría compleja o no convencional, resulta más práctico y preciso utilizar métodos de solución numérica, por ejemplo el uso del método de elementos finitos, debido a que a través de la definición de todos los parámetros y aplicando unas correctas condiciones de frontera, es posible obtener la relación entre la frecuencia de resonancia de la antena y el cambio en los parámetros geométricos de la misma. En lo que sigue de esta sección, se explica en detalle el principio de





**Figura 2-13:** Sensores de deformación de diferente diseño. a) y b) geometrías convencionales, tomadas y editadas de [26], [25]. c), d), e), f), g) geometrías no convencionales tomadas y editadas de [22], [23], [21], [18] y [24] respectivamente.

funcionamiento de los sensores de deformación basados en antenas de microcinta con diseños convencionales y no convencionales. Para este análisis, se debe tener en cuenta el concepto de deformación axial, el cual es resultado de un esfuerzo o carga aplicado a una estructura y un parámetro fundamental para determinar el funcionamiento del sensor de deformación.

## 2.5.1. Sensores de deformación de geometrías convencionales

### Antena microcinta con parche rectangular

Para el análisis de la deformación de una antena de microcinta de parche rectangular, se pueden utilizar directamente las ecuaciones 2-29, 2-30 y 2-31; donde  $L$  y  $W$  representan la longitud y ancho del parche radiante de la antena. Considerando una elongación (deformación positiva  $+\varepsilon$ ) sobre la antena debido a una carga aplicada en el eje de  $L$ , la longitud de la antena aumenta de forma proporcional a la deformación aplicada ( $L = L_0(1 + \varepsilon_l)$ ), en consecuencia y debido a la relación inversa entre  $L$  y la frecuencia de resonancia fundamental  $fr_{010}$ <sup>1</sup>, se induce corrimientos en el pico de resonancia del modo fundamental ( $fr_{010}$ ) hacia frecuencia más bajas. La relación inversamente proporcional entre la frecuencia de resonancia fundamental y la longitud del parche se describe en la ecuación 2-41. Esta expresión además nos muestra que  $L$  es el parámetro que gobierna la frecuencia de resonancia de la

<sup>1</sup>Primer modo de resonancia de la antena de geometría rectangular restringido por la condición  $L > W > h$ , donde  $h$ ,  $L$  y  $W$  corresponde a el espesor del sustrato dieléctrico, y la longitud y ancho del parche; respectivamente

antena. Mientras  $h$  y  $W$ , aunque deben cumplir con ciertas condiciones <sup>2</sup>, no tienen una gran influencia sobre la frecuencia de resonancia de la antena.

$$fr_{010_0} = \frac{1}{2 [L_0(1 + \varepsilon_l) + 2\Delta L] \sqrt{\varepsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \quad (2-41)$$

Por ende, cuando consideramos una antena bajo una carga externa, la frecuencia de resonancia de esta puede ser expresada como la suma de la frecuencia de resonancia de la antena sin deformar con los cambios en la frecuencia de resonancia debido a las deformaciones aplicadas. Tomando la ecuación 2-41 y derivando parcialmente respecto a la deformación, encontramos que los cambios en la frecuencia de resonancia de la antena se describen según la siguiente ecuación 2-42

$$fr_{010_s} = fr_{010_0} + \frac{\partial fr_{010}}{\partial \varepsilon_l} \varepsilon_l \quad (2-42)$$

Donde, como se mencionó antes, el primer término de la ecuación corresponde a la frecuencia de resonancia antes de ejercer cualquier deformación a la antena, es decir,  $\varepsilon_l = 0$ ; y el segundo término, es la razón de cambio de la frecuencia de resonancia debido a la deformación aplicada.

$$\frac{\partial fr_{010}}{\partial \varepsilon_l} = - \frac{c(L_0 - h_0 V_s \mathbf{a})}{2 \sqrt{\varepsilon_{reff}} [(1 + \varepsilon_l)L_0 + 2 h_0 \mathbf{a} (1 - \varepsilon_l V_s)]^2} \quad (2-43)$$

Donde  $\mathbf{a} = 2\Delta L/h$

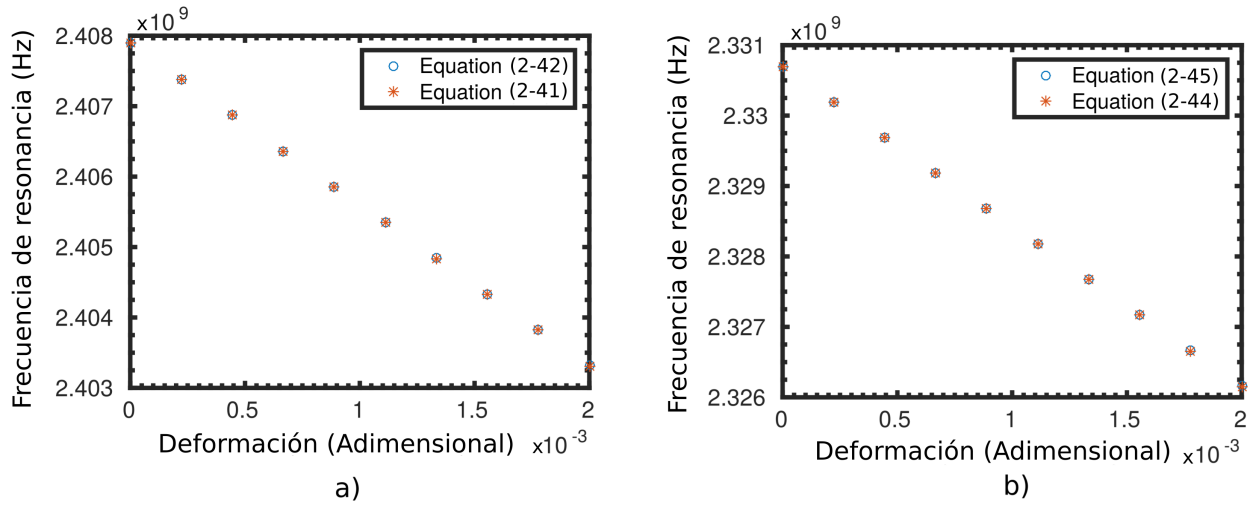
### Antena de microcinta con parche circular

Dado que la frecuencia de resonancia de una antena de microcinta de parche circular está geoméricamente gobernada por el radio de la circunferencia que forma el parche, se hace necesario establecer una relación entre la deformación unitaria y las variaciones en el radio del parche de la antena, si se quiere obtener el funcionamiento de esta estructura como sensor de deformación. Al considerar una deformación positiva en la estructura de la antena, se puede hacer una aproximación del cambio en el radio de la misma en función a la deformación aplicada ( $a = a_0(1 + \varepsilon_l)$ ). En consecuencia, la frecuencia de resonancia del modo fundamental cambiará de acuerdo a la expresión mostrada en 2-44 y la cantidad de deformación aplicada.

$$fr_{011} = \frac{1,8412}{2 \pi (a_0(1 + \varepsilon_l)) \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \quad (2-44)$$

Realizando un procedimiento análogo al seguido para la antena de parche rectangular, los cambios en la frecuencia de resonancia descritos por la ecuación 2-45 se pueden mostrar

<sup>2</sup>Condiciones del alto de sustrato y ancho del parche para que la antena opere en el modo fundamental [6]



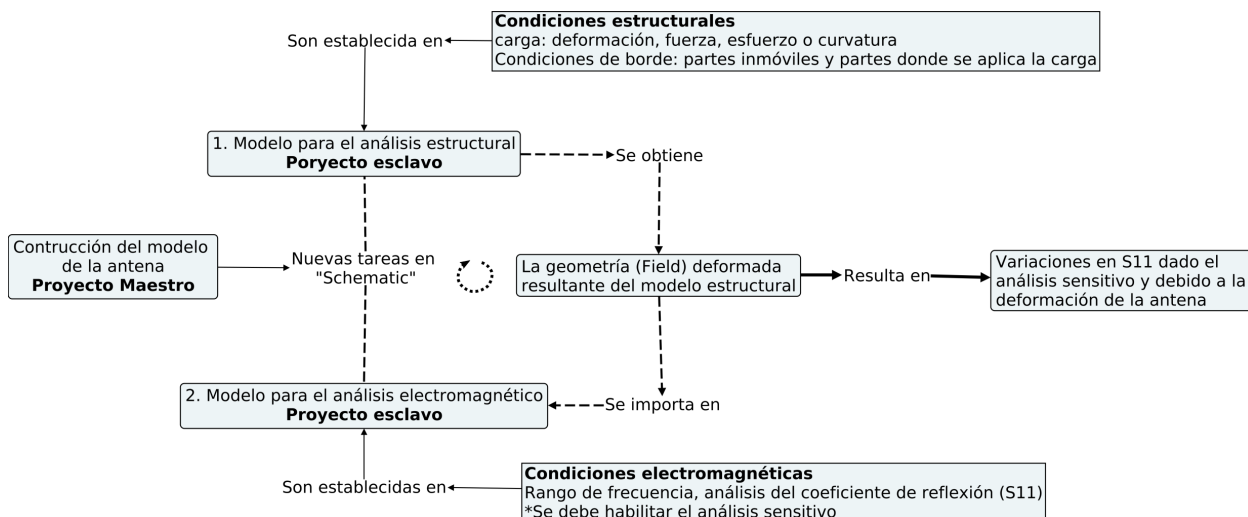
**Figura 2-14:** Evaluación numérica en software del principio de funcionamiento de los sensores de deformación basados en antenas de microcinta de geometría convencional.

como la suma de la frecuencia fundamental de la antena sin deformar y los corrimientos en la frecuencia fundamental debido a la deformación aplicada, tal como se muestra a continuación:

$$fr_{110_s} = fr_{110_0} + \frac{\partial fr_{011}}{\partial \varepsilon_l} \varepsilon_l \quad (2-45)$$

Donde el primer término de la derecha es la frecuencia de resonancia fundamental antes de ejercer cualquier deformación a la antena, y el segundo es la razón de cambio de frecuencia de resonancia debido a la deformación aplicada.

En la figura **2-14** se muestra la evaluación del principio de operación de dos sensores de deformación, uno con parche rectangular y el otro con parche circular. Estas antenas fueron diseñadas tomando una constante dieléctrica de 4.3, y se definió una frecuencia de operación de 2,40 GHz para la antena de geometría rectangular, y de 2,33 GHz para la antena de geometría circular. Los datos mostrados en la figura **2-14** fueron obtenidos de las ecuaciones analíticas del principio de funcionamiento de los sensores de deformación ya mencionados y mostrados en las ecuaciones 2-41, 2-42, y 2-44 y 2-45. El resultado muestra un evidente corrimiento de la frecuencia de resonancia debido a la deformación. Además permite observar que, para las dos antenas, las variaciones de frecuencia presentan un comportamiento lineal en el rango de deformación evaluado. Cabe mencionar que el rango de la deformación aplicada deberá ser considerado en la práctica para garantizar que la deformación se realice dentro de la región elástica de los materiales que constituyen la antena.



**Figura 2-15:** Principio de operación de antenas de microcinta antenas con diseños no convencionales.

### 2.5.2. Sensor de deformación con otras geometrías

Dada la complejidad del planteamiento de una solución analítica general para cualquier geometría de antena de microcinta, cuando se trata de sensores de deformación con formas no convencionales, es práctico el uso de software numérico. Por medio del uso de software es posible relacionar los cambios en las variables que constituyen el diseño del sensor y, en consecuencia, obtener la respuesta del sensor dado los cambios aplicados. En el problema que analiza esta tesis, se calculará por medio de software los cambios en las dimensiones de los componentes de la antena de microcinta debida a una deformación aplicada. A continuación se actualiza el modelo deformado y finalmente se calcula la respuesta en frecuencia. En la figura 2-15 se describe, por medio de un diagrama, el procedimiento para el análisis de los sensores de deformación con geometrías no convencional. El procedimiento requiere del uso del software Computer Simulation Technology-CST.

## 2.6. Otras propuestas de sensores de deformación

Este apartado describe algunas de las propuestas de sensores de deformación revisadas en la literatura.

### Basados en fibra óptica

Los sensores de estrés basados en fibra óptica poseen ventajas como la precisión, la compactibilidad y la inmunidad a las ondas electromagnéticas [27]. Además, se identifican por su buena sensibilidad y rango de medida. Algunas de las técnicas propuestas de sensores de

deformación basados en fibra óptica son las redes de Bragg [28], el interferómetro de Mach-zehnder [29] y el interferómetro de Fabry-Pérot [30]

Un sensor de estrés basado en fibra óptica, con desplazamiento de fase y distribución de redes de periodo largo-LGP fue estudiado por [31]. Se obtuvo rangos de medición del sensor desde  $340 \mu\epsilon$  hasta  $760 \mu\epsilon$ . Mientras el estrés aplicado aumenta, los picos de atenuación son desplazados hacia longitudes de ondas más cortas. Se realizaron pruebas midiendo el espectro de transmisión del sensor a diferentes niveles de estrés y se obtuvo dos picos de atenuación debido a las LPG; donde la separación entre los picos determina el nivel de estrés aplicado. Otro sensor basado en fibra óptica fue estudiado por [27]; se trata de un sensor basado en un filtro sintonizable acústico-óptico AOTF. Cuando un estrés axial es aplicado, la longitud de onda de resonancia del AOTF se desplaza hacia la zona de longitudes de onda larga, resultando un aumento en la longitud de onda central del filtro. El autor presentó buenos resultados argumentados por una alta relación señal a ruido y estrecho ancho de banda. Los sensores de fibra óptica son instrumentos de medición óptimos y, en efecto, tienen un amplio rango de operación, sin embargo, la implementación de estos sensores representan grandes inversiones [24]. Además, requieren de espaciosos tramos de cables de fibra, que en aplicaciones como la ingeniería aeroespacial, serían difícil de implementar.

## Metamateriales

Un metamaterial se conoce como una composición estructural periódica o no, que debe su funcionamiento a su arquitectura celular y su composición química [32]. También, se considera como una estructura electromagnética artificial construida por un arreglo periódico de elementos conductores de menor dimensiones que la longitud de onda de la señal electromagnética que le incide [33]. Lo perceptible es que este tipo de estructuras tiene propiedades electromagnéticas inusuales que no se presentan en otro tipo de materiales. Desde su propuesta teórica, por Pendry en 1996, y la demostración experimental, por Smith en 2001, se han realizado constantes investigaciones en las características de los metamateriales. Una estructura de metamateriales fue estudiada como sensor de estrés mecánico. Este dispositivo permite ser monitoreado inalámbricamente; una característica relevante en las aplicaciones de monitoreo en los campos ingenieriles. Por ejemplo, en la ingeniería civil se podría medir en tiempo real la elongación y compresión que afectan a una estructura de concreto, y así, visualizar su comportamiento y determinar su capacidad antes de un eventual colapso (Chen et al., 2012). En otro caso de investigación, un sensor de este tipo se presenta como un arreglo de  $5 \times 5$  anillos resonadores cortados SRR adherido a una lámina de metal. A la estructura le fue aplicada compresión a diferentes niveles y, como consecuencia, su frecuencia de resonancia se desplazó debido a la fuerza aplicada [34]. Otro ejemplo propone y demuestra un sensor de estrés flexible, construido sobre el sustrato Kapton. El sensor opera en frecuencias alrededor de 12.8 GHz, la sensibilidad es de 0.292 MHz/Kgf y el rango de medida alcanza

los 250 Kgf. Los autores hacen una comparación con un sensor del mismo tipo fabricado en un sustrato de Silicio y, como resultado, obtienen que el sensor de Kapton tiene una mejor sensibilidad y respuesta más lineal [35]

### **Galgas extensiométricas**

Los sensores piezoeléctricos como las galgas extensiométricas son dispositivos ampliamente usados para determinar propiedades mecánicas de los materiales. Este tipo de sensores tienen la capacidad de medir fuerzas de diferentes tipos, como las tensiones, las compresiones y las fuerzas cortantes (Subramanya & Prasad, 2013). Las galgas son sensores estandarizados y usados para comprobar si otro sensor del mismo tipo funciona correctamente (Xiaohua Yi et al., 2015). Por ejemplo, en (Correia et al., 2013) se hace una comparación de una prótesis inteligente de alta sensibilidad basada en un sensor compuesto por una pequeña película piezorresistiva de silicio y una galga extensiométrica comercial. Por otro lado, este tipo de sensores han sido usados para medir en tiempo real las deflexiones de una barra flexible y, así, determinar la posición y orientación del su extremo libre; esta investigación estuvo enfocada a aplicaciones de manipuladores robóticos flexibles (Payo & Feliu, 2014). En algunas aplicaciones resulta complejo y costoso implementar este tipo de sensores, un claro caso es la ingeniería civil, donde se presentan soluciones confiables pero que requieren de extensos sistemas cableados y complejos sistemas adquisición de datos (McDonald, 2008).

# 3 Funcionamiento y características del sensor

En este capítulo se hacen evaluaciones mecánicas de los diferentes sustratos dieléctricos disponibles para la construcción del sensor, se evidencia el principio de funcionamiento del sensor, y por medio de evaluaciones experimentales, se describen las características de funcionamiento más importantes del sensor de deformación.

## 3.1. Caracterización de la lámina de sustrato dieléctrico

En esta sección se describe el procedimiento utilizado para la identificación un sustrato dieléctrico que le proporcione mejores características al sensor en estudio.

### 3.1.1. Tipos de láminas de sustratos dieléctricos

En las tecnologías actuales y futuras se considera a las antenas como un componente esencial de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, por ejemplo carros autónomos, ciudades inteligentes, redes inalámbricas de sensores, entre otras aplicaciones del Internet de las cosas (IOT, por su sigla en inglés) [36]. Por medio de este tipo de sistemas, es posible el monitoreo en tiempo real de variables físicas y/o químicas, donde juega un papel fundamental los materiales empleados en la construcción de las antenas y sensores. Cabe mencionar que se debe prestar una importante atención al sustrato dieléctrico, teniendo en cuenta que las aplicaciones de radiofrecuencia y microondas requieren de materiales precisos y estables en los cuales se tenga control sobre las características de los mismos. Esto se debe principalmente a que las propiedades dieléctricas de dichos materiales dependen de diversos factores como concentración, pureza, temperatura, humedad, deformación, densidad, entre otras [37, 38, 6, 39]. Por ejemplo, para los circuitos de alta frecuencia es determinante conocer las dimensiones del dieléctrico y las capas de cobre, la constante dieléctrica y el factor de disipación del dieléctrico. Para ello, diversas técnicas de medición han sido implementadas y refinadas en los últimos años [37, 38, 40]. Dando respuesta a lo anterior, la industria ha enfocado sus esfuerzos en el desarrollo de láminas basadas en materiales que pueden operar a altas frecuencias con características idóneas para ser implementadas en la construcción de dispositivos para microondas, tales como antenas, filtros y resonadores [41, 42, 43, 38, 44, 45].

En este proyecto se dispone de seis laminas de sustrato dieléctrico con diferentes propiedades para la construcción de sensores de deformación. Entre estos materiales, cinco son fabricados por la compañía Rogers Corporation: RO4350B, Duroid 6002, Ultralam 3850, LM6010 y XT8100; los cuales se caracterizan por conservar sus propiedades aún en altas frecuencias. El otro material corresponde al FR4, el cual es un material genérico ampliamente usado en la construcción de circuitos PCB y dispositivos de radiofrecuencia, especialmente cuando dichos dispositivos opera a bajas frecuencias [41, 42, 43, 38, 44, 45]. Las especificaciones técnicas de las láminas se encuentran consignadas en la tabla **3-1**. Esta información fue recopilada de la hoja de datos de cada material. Por otra parte, el diseño del sensor que propone este trabajo requiere que se definan las características eléctricas y mecánicas de los materiales que se usarán para la construcción sensor. Dado que las propiedades mecánicas de las laminas de sustrato dieléctricos de la tabla **3-1** describen solo las características del dieléctrico (capa entre las dos capas de cobre), mas no se considera la lámina como un material compuesto, se hizo necesario implementar ensayos de tensión en una máquina de tracción universal con el propósito de obtener información más precisa sobre las características de estos materiales.

**Tabla 3-1:** Láminas de sustratos dieléctricos disponibles para la construcción de las antenas

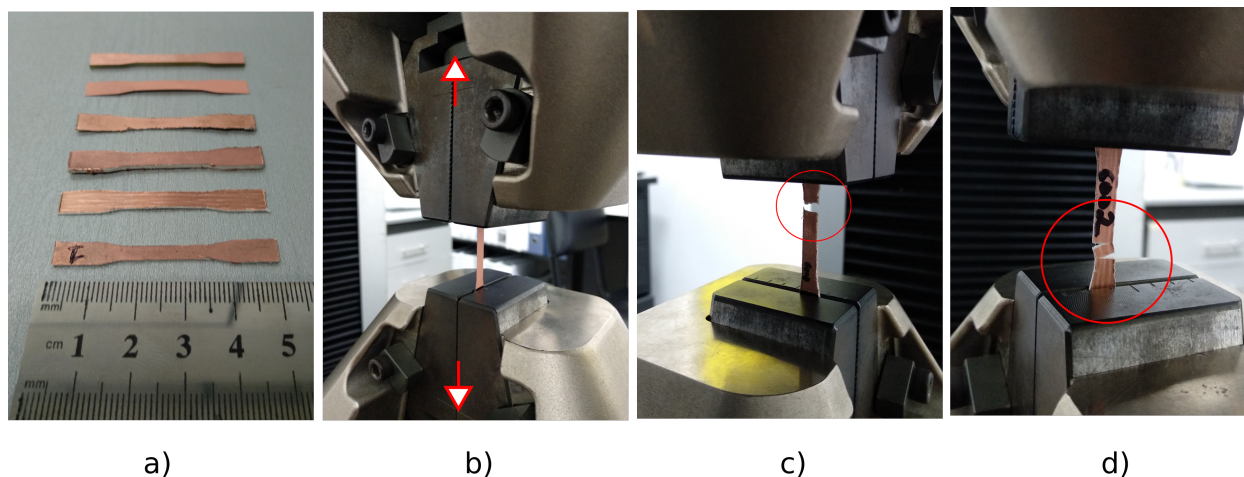
Sustrato	$\epsilon_r$	$E$ (MPa)	Resis(Mpa)	cobre	Altura
Ro4350B	3.48	x:16.767, y:14.153	x:203, y:130	0.035	0.51
FR4	4.3	26500	20	0.035	1.6
Duroid 6002 (2)	2.94	828	60.4	0.0175	0.51
Ultralam 3850	2.9	2255	200	0.0175	0.1
LM6010	10.2	x:931, y=559	x:139, y: 78	0.035	1.27
XT 8100	3.5	11543	216	0.018	0.102

### 3.1.2. Experimento

La caracterización mecánica de las láminas de sustrato dieléctrico se realizó mediante ensayos de tensión en una maquina universal, correspondiente al modelo AGS-X (fabricado por Shimadzu) y a la cual se le adaptó una carga de 100 KN. Se diseñaron probetas para pruebas de tensión tomando las recomendaciones de la norma ASTM D638<sup>1</sup>, siguiendo el diseño correspondiente a lo especificado por la probeta tipo 1. Teniendo en cuenta que hubo limitaciones en la cantidad de material disponible de las laminas RO4350B, Duroid 6002, Ultralam 3850, LM6010 y XT8100, se realizó un ajuste en la escala del diseño de las probetas por un factor  $\times 0.3$ . En contraste, las probetas de material FR4 fueron construidas siguiendo estrictamente las dimensiones que sugiere el diseño tipo 1 de la norma. Entre los materiales

<sup>1</sup>Norma para deformación de materiales plásticos rígidos y semirígidos, plásticos no rígidos y materiales reforzado.





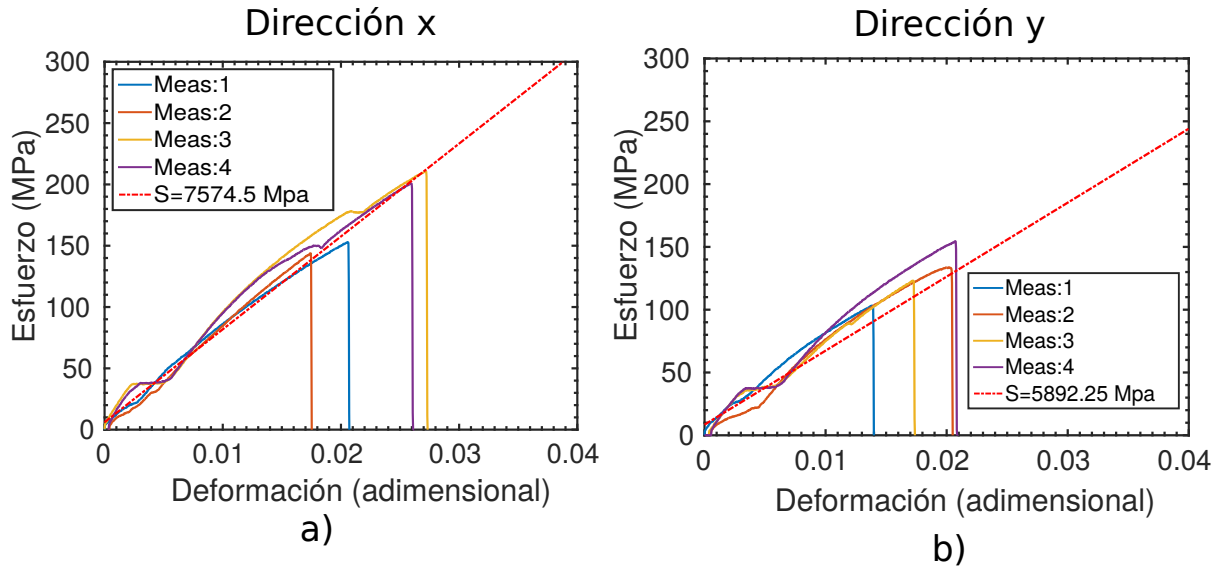
**Figura 3-1:** Probetas y pruebas de tensión realizadas. a) ejemplares de conjunto de probetas evaluadas (excepto para la material FR4) b) probeta sujeta a las mordazas de la maquina de ensayo de tensión. Las fechas en la figura indican el sentido de la carga aplicada. c) Ejemplo de fallo (ruptura) de una probeta de material FR4. d) ejemplo de fallo de una probeta de material Duroid 6002.

considerados se tiene que el Ro4350B, el LM6010 y el FR4 son materiales anisotrópicos <sup>2</sup>, los cuales tienen características mecánicas diferentes en las direcciones  $x$ ,  $y$ ; sin embargo, para la lámina de FR4 se escogió únicamente la evaluación en una de las direcciones. Por otra parte, los materiales Duroid 6002, Ultralam 3850 y XT8100 se caracterizan por ser materiales isotrópicos <sup>3</sup>; lo que conduce a que las propiedades mecánicas sean las mismas en todas las direcciones.

Las pruebas experimentales fueron realizadas el laboratorio de Materiales Poliméricos del Instituto Tecnológico Metropolitano, en acompañamiento de profesionales certificados en el uso de la maquina universal. El laboratorio se acondicionó con una temperatura de  $22^{\circ}C$  y una humedad relativa del 50%. Por medio del software TrapeziumX, utilizado para el control de la maquina de tracción, se configuró un método de prueba de deformación por tensión con una velocidad de  $5\text{ mm/s}$ . El criterio de parada de la prueba fue la ruptura o fallo de la probeta. En la figura 3.1.2 se muestra los ejemplares de las probetas propuestas y el montaje experimental de las pruebas; además, cómo las probetas llegan al momento de ruptura: probeta del material FR4 en 3.1.2 (c) y probeta del material Duroid 6002 en 3.1.2 (d). Dada a la limitada cantidad de material disponible para la construcción de las probetas y considerando que se requería probetas en dos direcciones ortogonales, se definió realizar tres ensayos para la lámina LM6010; mientras para RO4350B, Duroid 6002, Ultralam 3850, XT8100 y FR4 se definió realizar cuatro ensayos para cada material.

<sup>2</sup>Un material es anisotrópico si sus propiedades mecánicas son diferentes en diferentes direcciones.

<sup>3</sup>Un material isotrópico es aquel que tiene propiedades mecánicas y térmicas iguales en todas las direcciones.

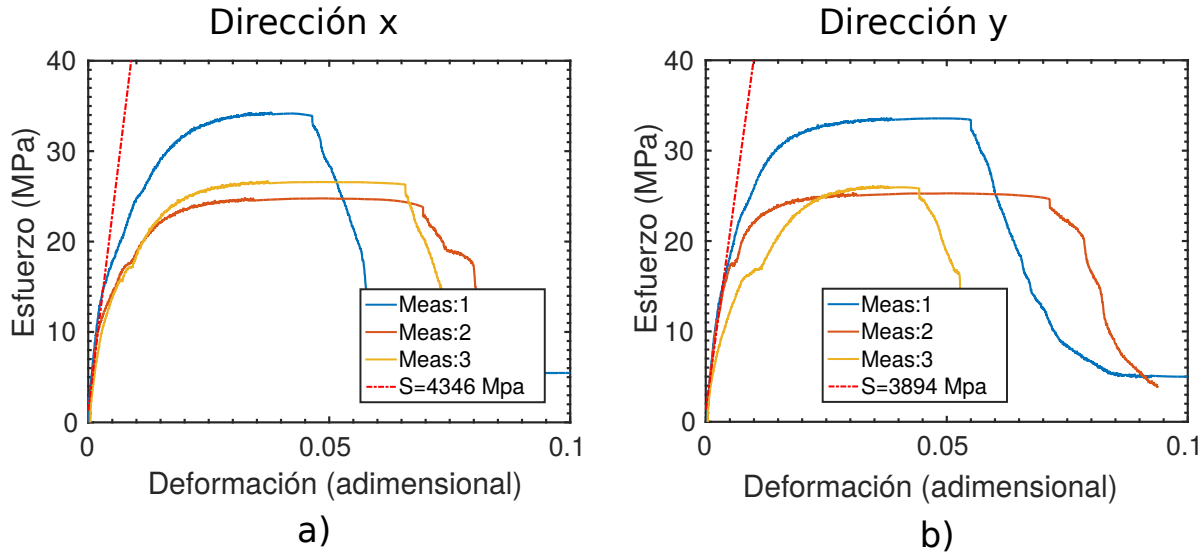


**Figura 3-2:** Curvas esfuerzo-deformación del material RO4350B en las dos direcciones ortogonales. a) Dirección  $x$ , b) dirección  $y$ .

### 3.1.3. Análisis de los resultados

En el conjunto de figuras en **3-2**, se evidencian las curvas esfuerzo-deformación del material RO4350B para las dos direcciones ortogonales en el plano de la lamina. El módulo de elasticidad ( $S$ , en la figura) se calculó para cada una de las curvas y el valor tomado corresponde al promedio de todas las mediciones. En las dirección  $x$  se obtuvo un módulo de  $7574.5 \text{ MPa}$ , y en la dirección  $y$  un módulo de  $5892.25 \text{ MPa}$ . Los resultados muestran que en la dirección  $x$  el material resiste una carga mayor, lo que corresponde a un módulo de elasticidad mayor; mientras que para la dirección  $y$ , tanto el módulo como la resistencia a la carga es menor. Cabe mencionar que el material presenta una zona elástica hasta una deformación promedio de  $18 \times 10^{-3}$  y  $15 \times 10^{-3}$  para las direcciones  $x$  e  $y$  respectivamente; y, en las dos direcciones, se encuentra la fractura sin evidenciar la zona de fluencia, es decir, que se trata de un material frágil. Otra observación importante es que el esfuerzo máximo de este material coincide con lo reportado por el fabricante, lo que se puede significar que las dos capas de cobre no afectan en gran medida el esfuerzo máximo soportado por el material.

En la figura **3-3** se muestran las curvas esfuerzo-deformación obtenidas de las pruebas de tensión realizadas al material LM6010. Para este caso, el módulo de elasticidad en la dirección  $x$  es igual a  $4346 \text{ MPa}$ , y el módulo en la dirección  $y$  es igual a  $3894 \text{ MPa}$ . En las dos direcciones, este material presenta una zona de fluencia y zona de deformación plástica antes de encontrar la fractura. La zona elástica promedio en las dos direcciones corresponde a una deformación igual a  $1 \times 10^{-3}$ , y el esfuerzo máximo soportado por el material difiere considerablemente del valor reportado por el fabricante. Dadas las características plástica de este material, en los resultados se aprecia una región amplia de deformación plástica.



**Figura 3-3:** Curvas esfuerzo-deformación del material LM6010 en las dos direcciones. a) Dirección  $x$ , b) dirección  $y$ .

Los siguientes resultados corresponden a las curvas esfuerzo-deformación obtenidas con la lámina de sustrato dieléctrico FR4, y son mostrados en la figura 3-4. Como es evidente, este fue el material que soportó más esfuerzo en las pruebas de tensión. El módulo de elasticidad promedio es igual a  $61215 \text{ MPa}$  y la zona elástica está definida hasta la deformación  $9 \times 10^{-3}$ , seguida un región de deformación plástica y finalmente la fractura. El esfuerzo máximo promedio es de  $1165 \text{ MPa}$ , lo cual no se puede comparar con los parámetros de la hoja de datos dado a que no se tiene esa información.

En la figura 3-5 se muestran las curvas de esfuerzo deformación del material Duroid 6002. Para este material se encontró un módulo promedio de elasticidad de  $4689.75 \text{ MPa}$  y una zona elástica definida hasta una deformación de  $5 \times 10^{-3}$ . El esfuerzo máximo que soporta este material es igual a  $21.8 \text{ MPa}$ , que de forma similar a como ocurrió para el LM6010, difiere considerablemente del valor proporcionado por el fabricante. Dadas las características plástica de este material, en los resultados se aprecia una región amplia de deformación plástica.

En la figura 3-6 se muestran las curvas de esfuerzo-deformación resultantes de las pruebas de tensión aplicadas al material Ultralam 3850. Los resultados mostraron que este material se caracteriza por tener una zona amplia de endurecimiento por deformación, donde aumenta el esfuerzo mientras el material se encuentra en una deformación plástica, mientras que la zona elástica está presente hasta una deformación promedio de  $10 \times 10^{-3}$ . El módulo de elasticidad resultante es igual a  $19130 \text{ MPa}$ , y el esfuerzo máximo es de  $247 \text{ MPa}$  ( $47 \text{ MPa}$  de más que el valor proporcionado por el fabricante).

Finalmente, en la figura 3-7 se muestran las curvas esfuerzo-deformación del material XT8100. Para este material, el módulo de elasticidad encontrado fue igual a  $26137 \text{ MPa}$ . Este ma-

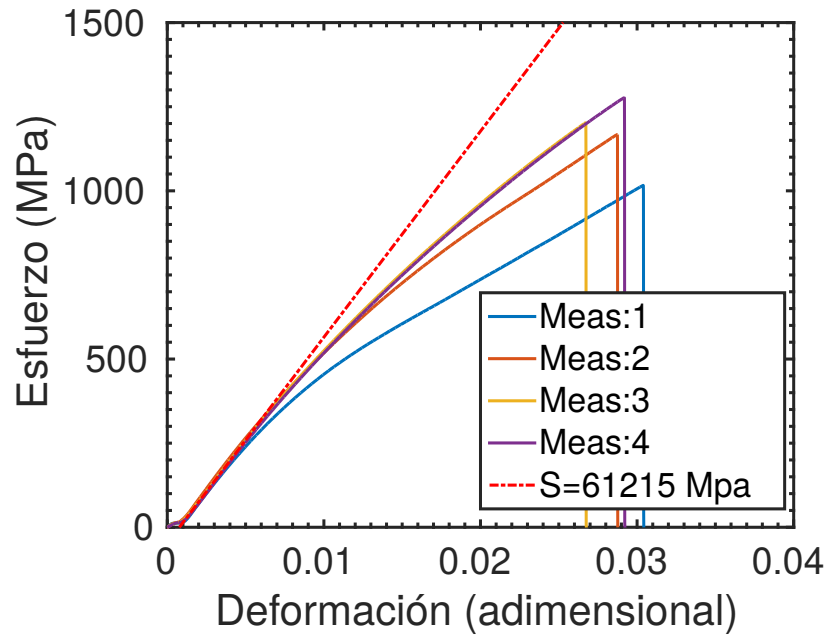


Figura 3-4: Curvas esfuerzo-deformación del material FR4.

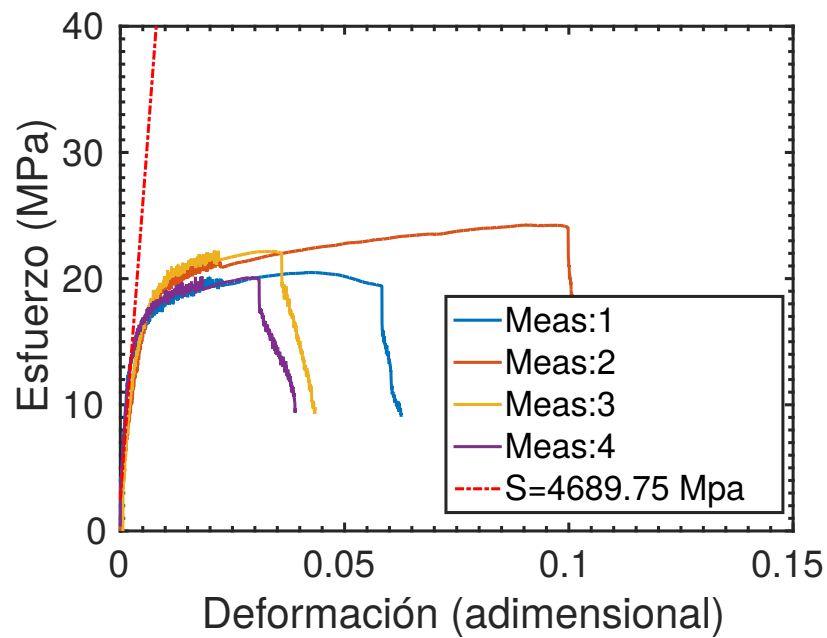
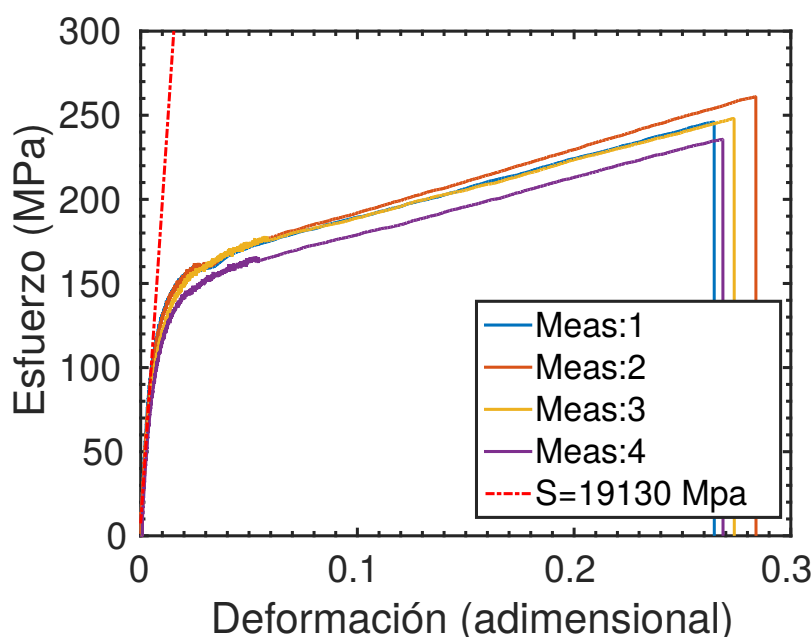


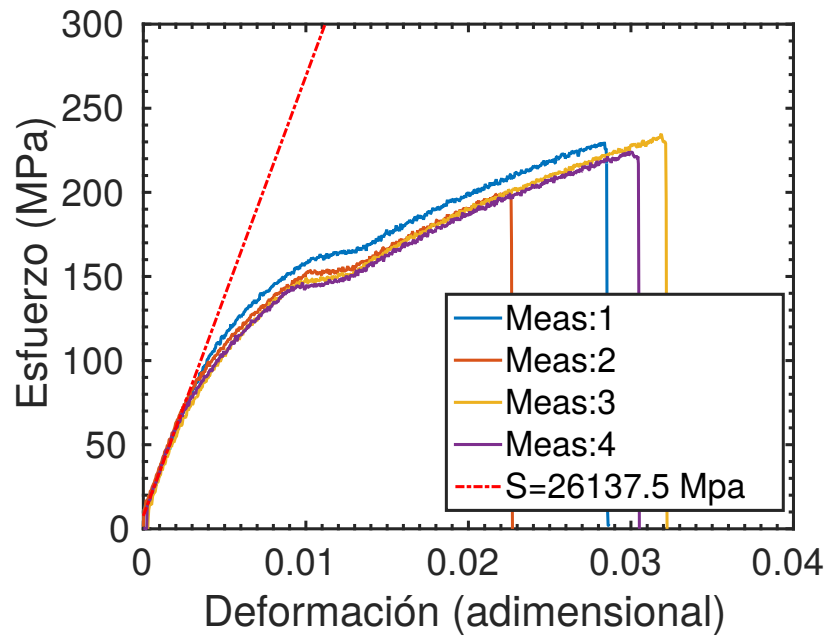
Figura 3-5: Curvas esfuerzo-deformación del material Duroid 6002.



**Figura 3-6:** Curva esfuerzo-deformación del mtaerial Ultralam 3850.

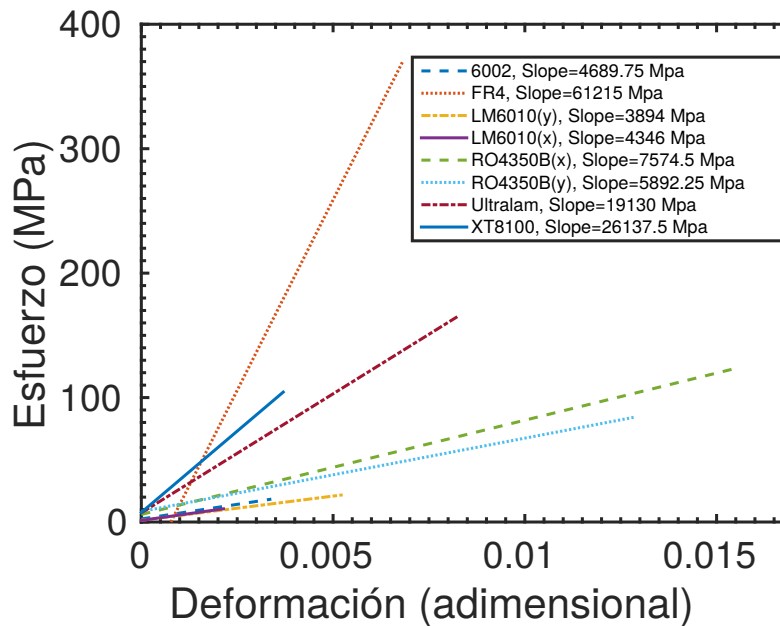
terial presentó un comportamiento elástico hasta una deformación promedio de  $5 \times 10^{-3}$ , seguido de una zona de fluencia, una zona de deformación plástica casi perfecta entre el rango de deformación de  $8$  a  $14 \times 10^{-6}$  y una zona plástica hasta una deformación promedio de  $28,1 \times 10^{-3}$ .

La tabla **3-2** resume los resultados encontrados en los ensayos de tensión realizados a los diferentes materiales en estudio. Adicionalmente, en la figura **3-8** se muestra una comparación del comportamiento lineal de cada uno los materiales considerando las dos direcciones para los casos requeridos, y teniendo en cuenta el limite de proporcionalidad. De esta figura se puede apreciar que las láminas como el FR4, XT8100, y Ultralam 3850 son las que tienen un módulo de deformación más alto, lo que responde a la necesidad de un esfuerzo mayor para alcanzar determinada deformación. En contraste los materiales LM6010 y Duroid 6002 requieren de menos esfuerzo para alcanzar cierta deformación, en comparación con los anteriores. Sin embargo, estos últimos soportan un esfuerzo máximo inferior al resto y adicionalmente, el rango de deformación lineal (zona elástica) es bastante reducido. Por otra parte, el material RO4350B, tiene un módulo de elasticidad que corresponde a un valor medio entre todos los materiales evaluados, además, el rango de deformación lineal es mucho mayor; lo que permitiría que el material tenga elongaciones considerablemente mayores que las de los otros materiales bajo cargas o esfuerzos no muy grandes. Dado lo anterior, es interesante explorar el uso del material RO4350B para la construcción de los sensores de deformación que esta tesis propone debido a que como lo hemos manifestado muestra un



**Figura 3-7:** Curva esfuerzo-deformación del material XT8100.

excelente balance en sus propiedades mecánicas.



**Figura 3-8:** Comparación del módulo de elasticidad de las láminas de sustrato dieléctrico disponibles, considerando el límite de proporcionalidad de cada material.

**Tabla 3-2:** Resultados de la pruebas de tensión realizadas.

Sustrato	$E$ (MPa)	$\sigma_y$ (MPa)	$\sigma_M$ (MPa)	$\sigma_R$ (MPa)	$\varepsilon_M$	$\varepsilon_R$
Ro4350B (1)	7574.5	-	177.2	176.8	0.0228	0.0228
Ro4350B (2)	5892.3	-	128.6	128.1	0.0180	0.0181
FR4	61215	-	1165.6	1165.2	0.0288	0.0288
Duroid 6002	4689.8	-	21.8	21.4	0.0429	0.0563
Ultralam 3850	19130	-	247.7	247.7	0.2725	0.2727
LM6010 (1)	3894	-	28.4	27.9	0.0341	0.0569
LM6010 (2)	4346	-	28.6	28	0.0359	0.0606
XT 8100	26137	-	222.2	222.2	0.0281	0.0282

## 3.2. Evaluación experimental de sensores de deformación basados en antenas de microcinta

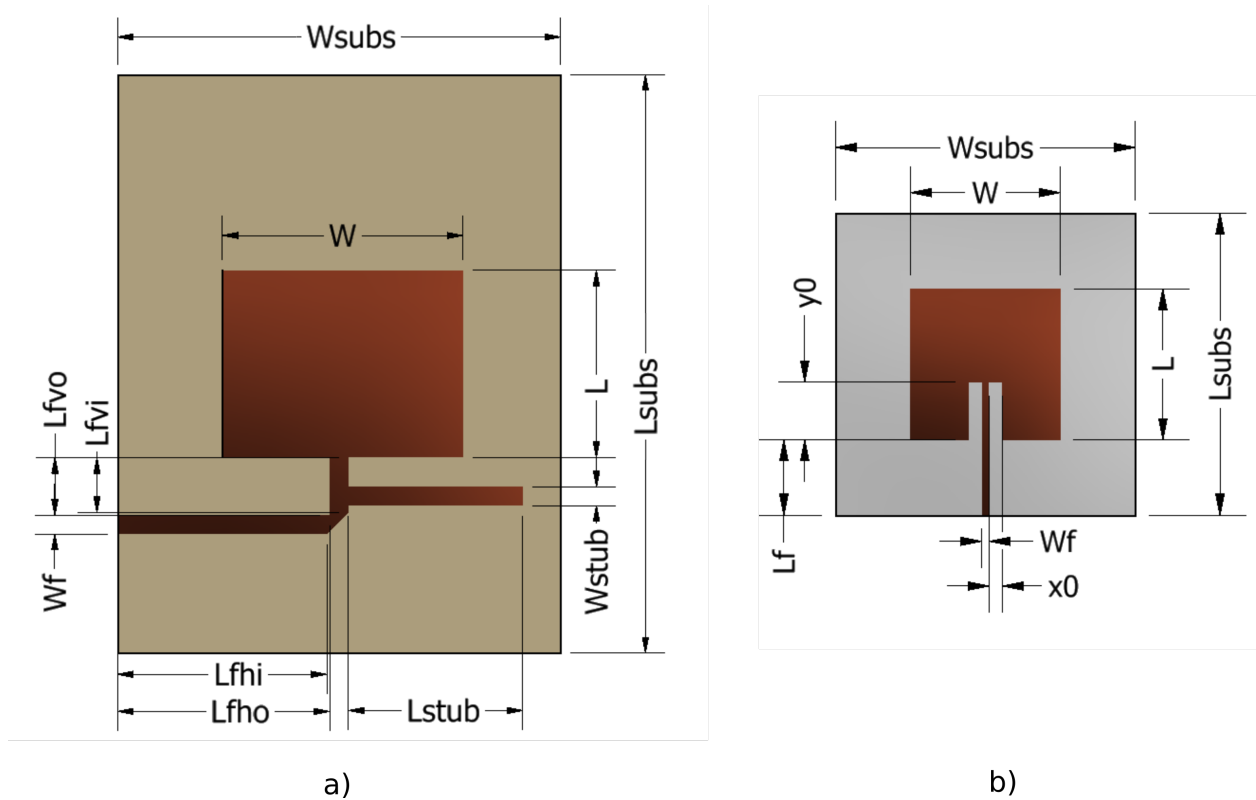
### 3.2.1. Diseño de antenas

#### Antena de parche rectangular

El diseño de este tipo de antenas se puede lograr usando los modelos de análisis de cavidades resonantes y líneas de transmisión [46, 6]. Para los diseños aquí propuestos, se acudió a las ecuaciones del modelo de líneas de transmisión, mencionado en la sección 2.4.3, el cual especifica el procedimiento para el diseño de una antena de parche rectangular que opera en su modo dominante (frecuencia de resonancia fundamental). Para determinar las dimensiones de la antena se debe definir previamente algunos parámetros: la frecuencia de resonancia  $f_r$  o frecuencia de operación, la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  y la altura  $h$  del material usado como sustrato dieléctrico [46, 6].

Partiendo de lo anterior, se proponen dos antenas de microcinta de parche rectangular para la caracterización de estas como sensores de deformación. Una de ellas, nombrada de aquí en adelante como Rectangular 1, se construyó en un material de fibra de vidrio conocido comercialmente como FR4; el cual tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 4,3$  y una altura de sustrato  $h = 1,6 \text{ mm}$ . La otra antena, nombrada de aquí en adelante como Rectangular 2, se construyó en un sustrato dieléctrico Duroid LM6010 (fabricado por Rogers Corporation), el cual tiene una constante dieléctrica de 10.2 y una altura de sustrato  $h = 1,27 \text{ mm}$ . Además, el espesor de las capas de cobre  $t$ , en las dos laminas de sustratos dieléctricos, es igual a  $0,035 \text{ mm}$ . La frecuencia de operación fue definida como  $2,41 \text{ GHz}$ , para la antena Rectangular 1 y  $2,61 \text{ GHz}$  para la antena Rectangular 2. Tomando en cuenta lo anterior, se usó el modelo de líneas de transmisión para el cálculo de las dimensiones físicas  $W$  y  $L$  de las antenas, usando las ecuaciones 2-22 - 2-25 [46, 6].

Como criterio de operabilidad de las antenas se tiene que la respuesta en frecuencia tenga un



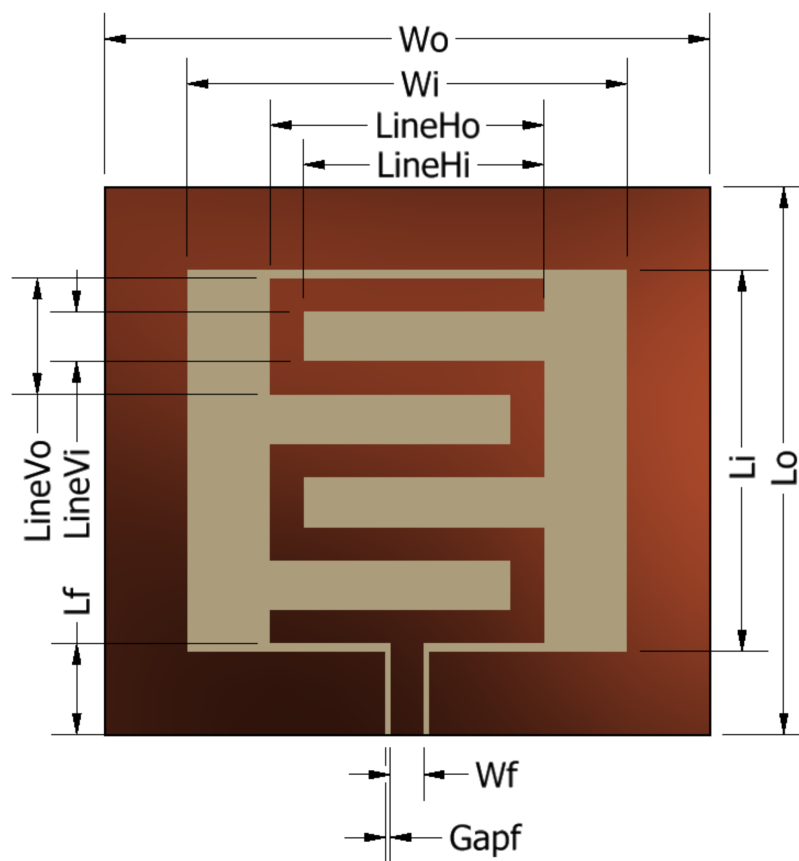
**Figura 3-9:** Figura esquemática de los diseños de las antenas rectangulares. a) Antena Rectangular 1 (FR4), con parámetros:  $L=29.83$ ,  $W=38.23$ ,  $L_{subs}=91.99$ ,  $W_{subs}=70.43$ ,  $L_{fhi}=33.28$ ,  $L_{fho}=33.71$ ,  $L_{fvi}=8.73$ ,  $L_{fvo}=9.16$ ,  $W_f=3$ ,  $L_{stub}=27.73$ ,  $W_{stub}=3$ . b) Antena Rectangular 2 (LM6010), con parámetros:  $L=17.2$ ,  $W=17.7$ ,  $L_{subs}=34.4$ ,  $W_{subs}=35.4$ ,  $L_f=8.6$ ,  $W_f=0.7$ ,  $x_0=1.65$ ,  $y_0=8$ . Todas las medidas en (mm).

parámetro  $S_{11}$  o coeficiente de reflexión inferior a  $-10\text{ dB}$ , lo cual conduce a que haya, como máximo, un voltaje reflejado del 30 %, es decir, que el 70 % del voltaje incidente efectivamente ingrese a la antena. Dado lo anterior, se hizo necesario aplicar técnicas de acoplamiento de impedancias para garantizar mínimas reflexiones en la interfaz entre la línea de alimentación y la antena. La técnica de equilibrador reactivo (stub) fue usada para la antena Rectangular 1, y la técnica de punto de inserción de la línea de alimentación en el parche (inset-feed, de la escritura anglosajona) fue usada para la antena Rectangular 2. El procedimiento para las implementaciones de estas dos y otras técnicas de acoplamiento se pueden consultar en la referencia [46]. En la figura 3-9, son mostradas las antenas de geometría rectangular propuestas, así como las dimensiones de cada uno de sus diseños.



### Antena de meandros

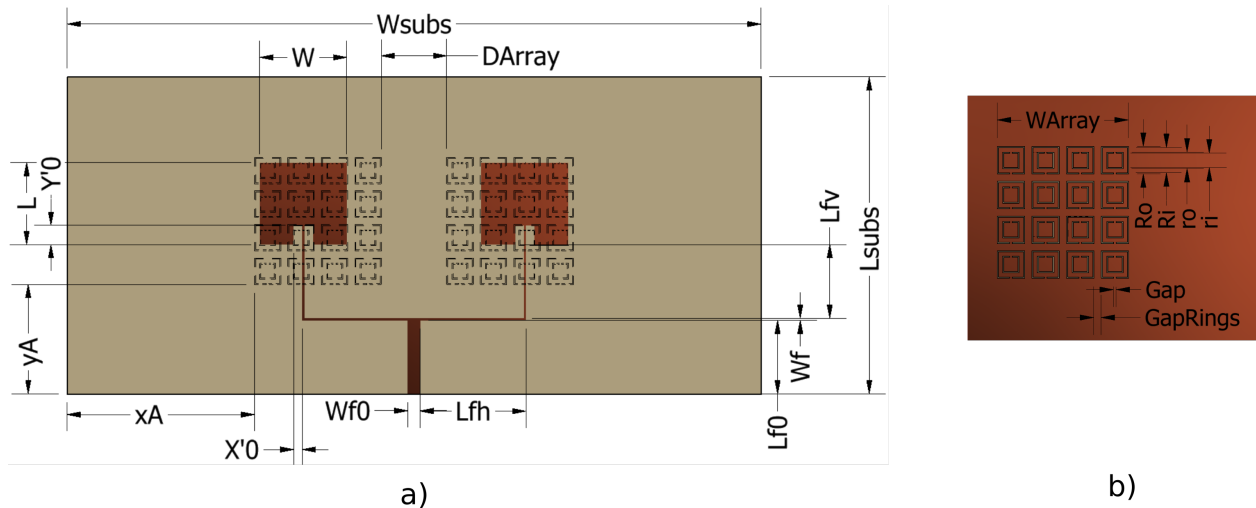
Las antenas tipo meandros son una versión de bajo perfil de las antenas tipo hélice (NMHA, de su nombre en inglés) que se pueden configurar como monopolo o dipolo, y su diseño se caracterizan por tener elementos horizontales y verticales que forman un camino en forma de meandro; de estos elementos solo los verticales son fuentes de radiación [47]. El diseño propuesto consta de una estructura tipo meandros con 5 elementos horizontales y 3 verticales, conectados a una línea de alimentación con impedancia característica de  $50 \Omega$ , la cual ha sido ubicada en el mismo plano de la antena, es decir, la antena tiene una forma de alimentación co-planar. La antena se construyó sobre un sustrato dieléctrico FR4 con una constante dieléctrica de 4.3, una altura de  $1.6 \text{ mm}$  y una sola capa de cobre de  $0.035 \text{ mm}$  de espesor. En la figura 3-10 se muestra el diseño esquemático de la antena con cada uno de los valores de los parámetros geométricos. De aquí en adelante, se hará referencia a este diseño de antena como antena Meandros.



**Figura 3-10:** Antena de meandros con dos componentes verticales y 5 horizontales. Parámetros:  $L_i=46$ ,  $L_o=66$ ,  $W_i=53$ ,  $W_o=73$ ,  $LineHo=33$ ,  $LineHi=29$ ,  $LineVo=14$ ,  $LineVi=6$ ,  $L_f=10$ ,  $W_f=4$ ,  $Gapf=0.6$ . Todas las medidas están en (mm).

### Arreglo de antenas rectangulares con resonadores

Este diseño es una combinación de un arreglo de dos dos parches rectangulares en la parte superior del sustrato dieléctrico y un arreglo de resonadores del tipo anillo rectangulares cortados (SSRR, de sus siglas en ingles) que fueron puestos en el plano a tierra. Los arreglos de resonadores fueron puestos justo debajo de cada uno de los parches radiantes de la antenna con el fin de confinar mejor el campo eléctrico de la misma y mejorar su desempeño. Este diseño resulta de una modificación propuesta para mejorar la antenna tanto en nivel de acople, como en el numero de bandas de una antenna previamente estudiada. Nuevamente, la antenna fue construida usando un sustrato FR4 con constante dieléctrica de 4.3, y un espesor de 1.6 mm. El diseño de los resonadores consiste en dos anillos concéntricos, separados una determinada distancia y orientados de tal forma que las aperturas (gap) estén opuestas. Este diseño se fundamenta que los SSRR representan un circuito LC con una frecuencia de operación determinada por la geometría de los mismos [48, 33, 49]. En la figura 3-11 se muestra la antenna de microcinta con SSRR propuesta, la cual será llamada de aquí en adelante como antenna SSRR.



**Figura 3-11:** a) Arreglo de 2 antenas de microcinta rectangular con un plano a tierra ranurado con dos arreglos de 4x4 anillos resonadores SSRR. Parámetros:  $L_{subs}=60$ ,  $W_{subs}=131.5$ ,  $L=15.50$ ,  $W=16.50$ ,  $Y'0=3.6$ ,  $X'0=1.63$ ,  $Lf0=7.6$ ,  $Wf0=2.40$ ,  $Lfv=13.9$ ,  $Lfh=20$ ,  $Wf=0.4$ ,  $x_A=35.5$ ,  $y_A=20.7$ . b) Enfoque en uno de los arreglos de resonadores. Parámetros:  $W_{Array}=24$ ,  $R_o=5$ ,  $R_i=4.6$ ,  $r_o=3$ ,  $r_i=2.6$ ,  $Gap=0.5$ ,  $GapRings=1.35$ . Todas las medidas están en (mm).

### 3.2.2. Evaluación experimental

Con el fin de evaluar la relación existente entre los efectos mecánicos en las antenas y el desplazamiento en su frecuencia de resonancia, se propusieron una serie de experimentos

para evaluar el desempeño de los diferentes diseños anteriormente descritos. Así, el primer experimento llevado a cabo consiste en la deformación a través de curvatura aplicada a la antena Rectangular 2. Esta primera prueba fue empleada para evidenciar cómo diferentes curvaturas pueden cambiar la frecuencia resonancia de la antena. Vale resaltar que el material LM6010 es un material plástico, por ende, la estructura de la antena se adapta fácilmente a una curvatura específica y mantiene esta forma constante. Para llevar a cabo esto de forma experimental, se curvó la antena usando unas secciones de cilindros fabricadas en PLA (poliácido láctico), con curvaturas de  $0\text{ m}^{-1}$ ,  $25\text{ m}^{-1}$ ,  $28\text{ m}^{-1}$ ,  $33\text{ m}^{-1}$  y  $40\text{ m}^{-1}$ ; los cuales corresponden a radios de curvatura de infinito (antena plana),  $40\text{ mm}$ ,  $35\text{ mm}$ ,  $30\text{ mm}$  y  $25\text{ mm}$ . El esquema del primer experimento es ilustrado en la Figura **3-12**.

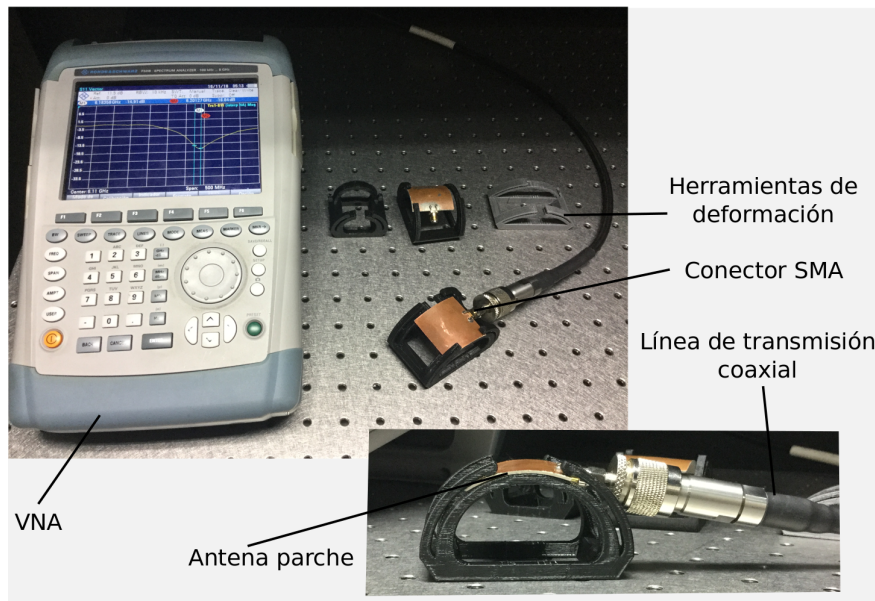
Adicionalmente, se llevó a cabo una segunda prueba experimental. Esta consistió en la deformación por flexión en tres puntos y fue aplicada a las antenas tipo meandros y el arreglo de parches rectangulares con resonadores SSRR en plano a tierra. Para este fin, se utilizó la máquina de tracción AGS-X fabricada por la compañía Shimadzu. La máquina de tracción fue configurada para ejercer una fuerza máxima de  $50\text{ N}$  en pasos de  $10\text{ N}$ . En la Figura **3-13** (a) y **3-13** (b), se muestra, respectivamente, la configuración del experimento para las antenas Meandros y la antena SSRR.

Finalmente, la antena Rectangular 1 fue evaluada mediante una prueba de tensión. Aquí, al igual que en la prueba 2, se utilizó la máquina de tracción AGS-X para realizar la deformación a la antena. Sin embargo, en esta ocasión, se consideró aplicar una fuerza máxima de  $12\text{ KN}$  con pasos  $2\text{ KN}$  (un total de 6 pasos); y para cada valor de fuerza, se tomaron 9 medidas del coeficiente de reflexión en un intervalo de tiempo de un minuto. La configuración experimental de la prueba de tensión es mostrada en la figura **3-14**.

Por otro lado, todas las medidas del coeficiente de reflexión fueron tomadas con el analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz FSH8, el cual tiene un rango de operación de  $100\text{ kHz}$  hasta  $8\text{ GHz}$ . Este equipo fue calibrado usando el kit Rohde & Schwarz FSH-Z28.03, de acuerdo a los parámetros de frecuencia y amplitud del S11 requeridos por cada antena. Las conexiones entre el VNA y las antenas se realizaron a través de cables de prueba de  $50\ \Omega$  de alta precisión y conectores tipo N y SMA.

### 3.2.3. Resultados

Al realizar la prueba 1 sobre la antena microcinta Rectangular 2, se observa un incremento en la frecuencia de resonancia a medida que la antena es curvada, tal como se muestra en Fig. **3-15** a). Lo anterior responde, teniendo en cuenta la ecuación 2-25, al hecho de que la curvatura hace que la longitud eléctrica de la antena disminuya, y en consecuencia, la frecuencia de resonancia incrementa. Además, el procedimiento experimental (Fig. **3-12**) permite inferir que la curvatura ejerce cierta contracción en el parche de la antena, lo que se suma al argumento de que la longitud del parche disminuye. Por otro lado, mientras la antena adquiere una curvatura mayor, la magnitud del coeficiente de reflexión tiende



**Figura 3-12:** Configuración experimental para la deformación de la antena rectangular 2 (LM6010).



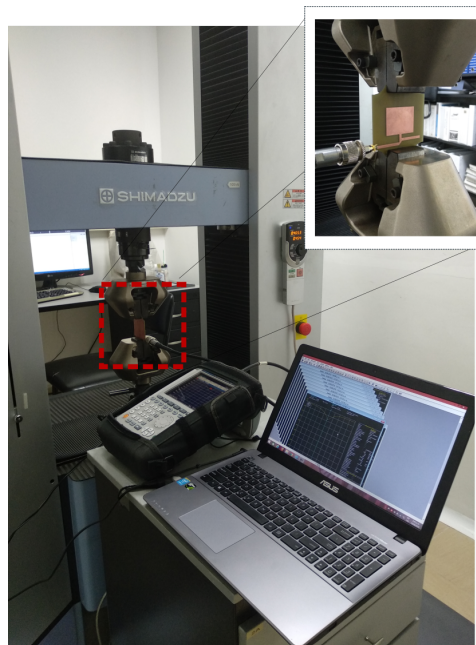
a)



b)

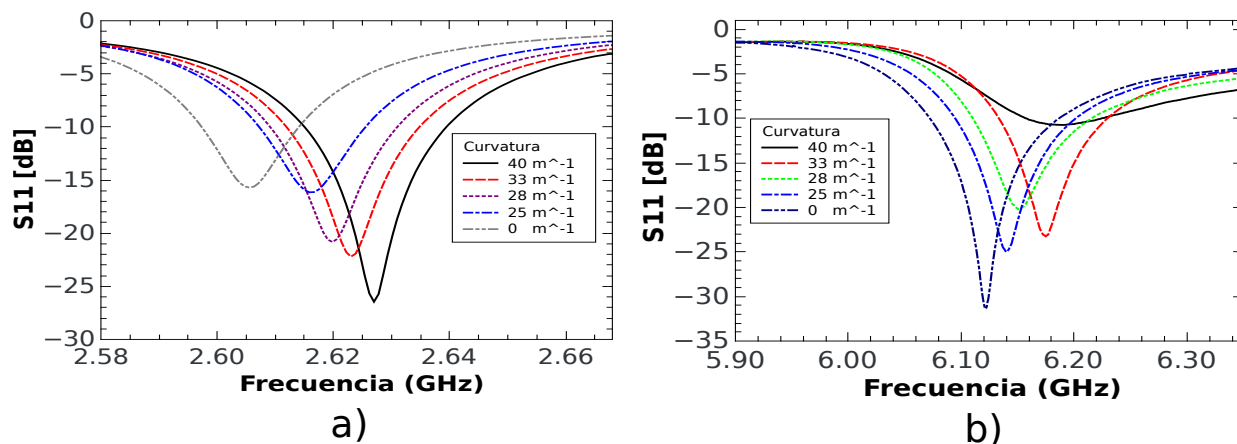
**Figura 3-13:** Montaje experimental para la prueba de flexión de tres puntos, realizada a la antena de meandros y antena con SSRR. a) Antena de meandros sometida a flexión, donde: 1 maquina de tracción, 2 VNA, 3 antena en prueba, 4 cable de prueba acoplado a  $50 \Omega$  y computador y software para la extracción de los datos. b) Antena SSRR sometida a prueba de flexión.

a valores menores; lo cual creemos que obedece a una posible variación de la impedancia de la antena al ser curvada. Por ende, hay un mejor acople entre la línea de transmisión y la antena de microcinta. Adicionalmente, la antena Rectangular 2 mostró una segunda

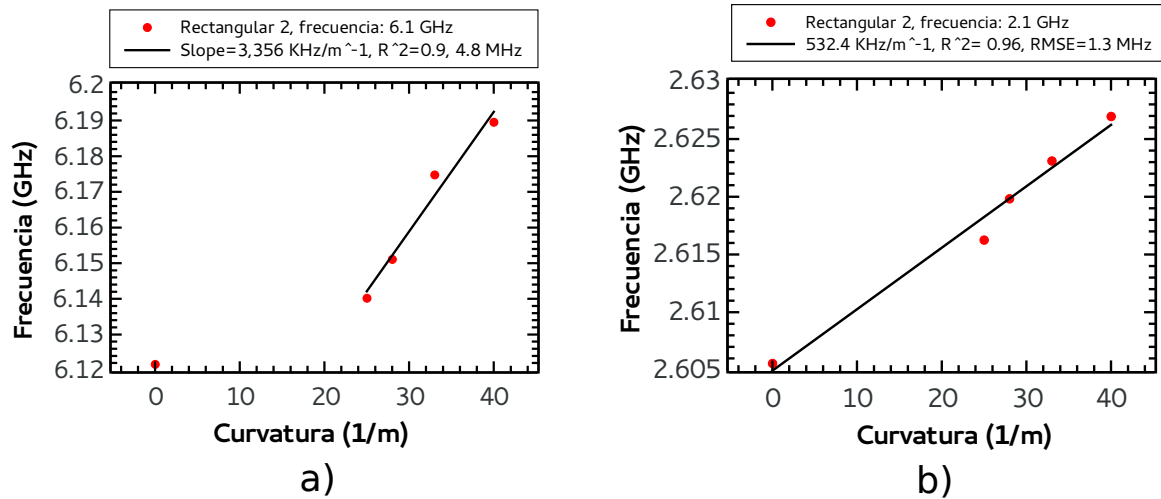


**Figura 3-14:** Prueba de deformación por tensión para antena rectangular 1 (FR4).

frecuencia de operación, correspondiente a un modo de orden superior gobernado por la longitud del parche, el cual responde también a la deformación aplicada. En la figura 3-15 b), se describe cómo cambia el coeficiente de reflexión en la nueva frecuencia de operación (alrededor de los 6.1 GHz). Esta frecuencia se desplaza hacia valores mayores, al igual que sucede en la frecuencia de 2.6 GHz, de donde se infiere que los corrimientos de la nueva frecuencia obedecen también al hecho de que el parche de la antena obtiene una longitud eléctrica menor debido a la curvatura.



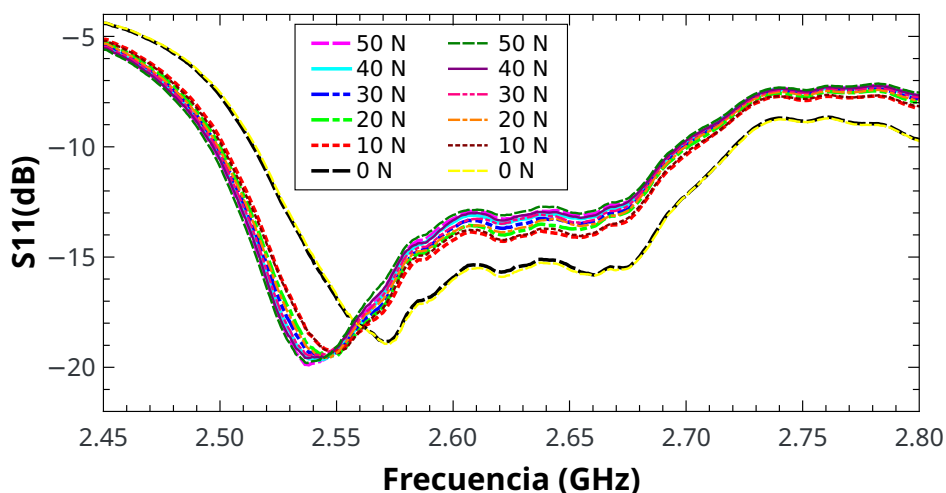
**Figura 3-15:** Cambios en el coeficiente de reflexión de la antena rectangular. a) Frecuencia de operación de 2.6 GHz y b) frecuencia de operación de 6.1 GHz.



**Figura 3-16:** Puntos de dispersión de los desplazamiento de la frecuencia de resonancia debido a la curvatura de la antena rectangular 2, a los cuales se les aplicó una regresión lineal (trazo negro).

En la figura 3-16, se muestran los modelos que relacionan los corrimientos de la frecuencia de resonancia, de los dos modos de operación de la antena Rectangular 2 ( 2,6 y 6,1 GHz) a medida que la antena toma diferentes valores de curvatura. Dada la dispersión de los datos en la frecuencia de 6,1 GHz, se delimitó el rango de funcionamiento del sensor entre los valores de curvatura de 23 a 40  $m^{-1}$ ; sin tomar en cuenta el valor para la curvatura 0. La razón de cambio de la frecuencia de resonancia por una unidad de curvatura, tomada de una regresión lineal de los datos de dispersión, fue de 532.4  $\text{kHz}/m^{-1}$  para la frecuencia de operación de 2.6 GHz, y 3356  $\text{kHz}/m^{-1}$  para la frecuencia de 6.1 GHz. Esta diferencia se atribuye principalmente a que una frecuencia de resonancia mayor es más susceptible a variaciones debido al pequeñas modificaciones en el diseño. Adicionalmente, ambas frecuencias de operación obtuvieron un coeficiente de determinación  $R^2$  con un error no superior 10 %, y los valores del error cuadrático medio (RMSE, de sus siglas en ingles) fueron de 1.3 MHz y 4.8 MHz para las frecuencias de 2.6 y 6.1 GHz, respectivamente.

En los resultados de la prueba 2 mostrados en la figura 3-17, se observa que hay un evidente corrimiento en la frecuencia de resonancia de la antena Meandros a medida que la fuerza aplicada aumenta. En este caso, la flexión en la antena genera que la frecuencia se desplace a valores inferiores, dando a entender que la longitud eléctrica disminuye debido a la deformación de la antena; mientras que el coeficiente de reflexión varía levemente alrededor de los -18 dB. Por otro lado, una característica particular de esta antena es que existe un corrimiento inicial (offset) de la frecuencia de resonancia para la antena sin ninguna carga (fuerza igual a 0 y antena dentro de la máquina de tracción) y el primer valor de fuerza (10 N). Esto da a entender que la antena Meandros es más susceptible a la interacción con campos externos, en este caso, al contacto con el entorno y con la cavidad de la máquina de tracción.



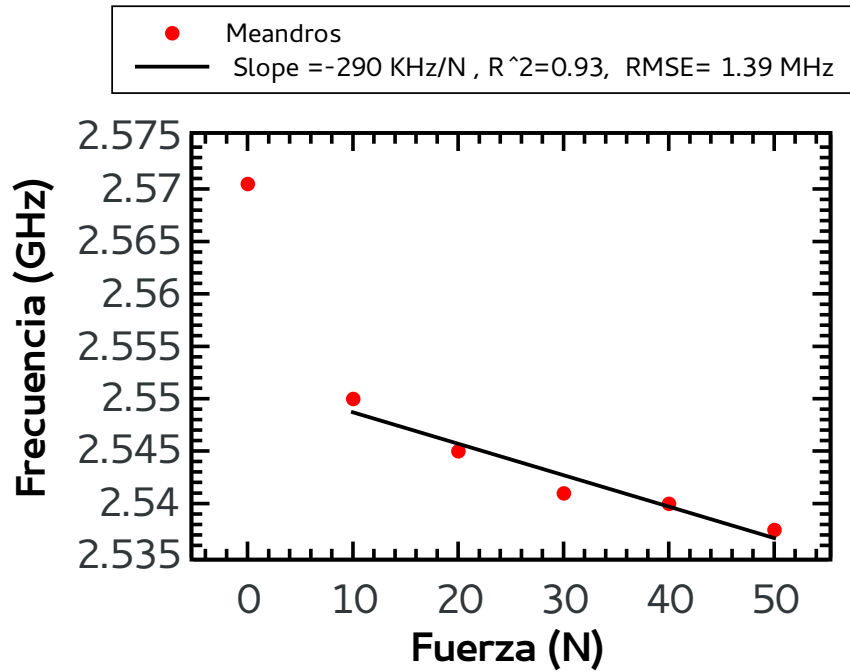
**Figura 3-17:** Cambios en el coeficiente de reflexión de la antena Meandros, debido a la flexión aplicada en las pruebas experimentales (dos pruebas experimentales fueron realizadas).

Siguiendo un procedimiento similar a que se realizó para la antena Rectangular 2, los corrimientos de la frecuencia de resonancia debido a la deformación por flexión de las antenas Meandros fueron ajustados a un modelo lineal. En la figura 3-18, se describe la linealidad del sensor para un rango de fuerza desde 10 hasta 50 N; dejando por fuera la frecuencia de resonancia inicial (0 N). Entre las características del modelo se tiene una razón de cambio de la frecuencia de resonancia debido a la fuerza aplicada igual a  $-290 \text{ kHz/N}$ , un coeficiente de determinación  $R^2$  con un error aproximado al 7% y un RMSE de 1.3 MHz.

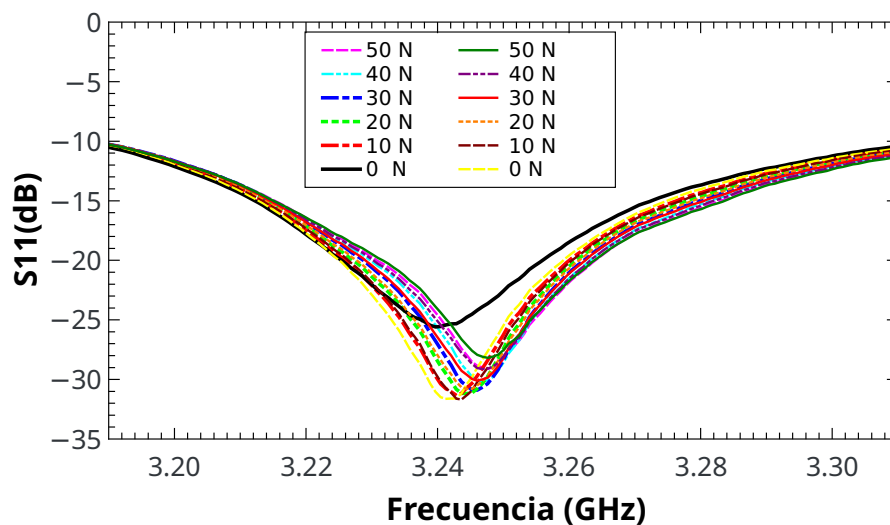
Siguiendo con los resultados de la prueba experimental 2, las deformaciones realizadas a la antena SSRR mostraron que la frecuencia de resonancia tiende a valores mayores a medida de que la antena toma una flexión mayor, y que el coeficiente de reflexión tiende a gradualmente disminuir a medida de que la frecuencia aumenta; tal como se muestra en la figura 3-19.

En la figura 3-20 se muestra los puntos de los corrimientos en la frecuencia de resonancia debido a la deformación de la antena SSRR. Los resultados del ajuste de un modelo lineal mostraron una razón de cambio de  $152.57 \text{ kHz/N}$ , un error en el coeficiente de determinación  $R^2$  igual al 3% y un RMSE de 0.54 MHz. Adicionalmente, a diferencia de los casos anteriores este sensor presentó una alta linealidad en todo el rango de fuerzas aplicado.

Finalmente, en la figura 3-21 se muestran los resultados obtenidos de la prueba 3. Allí se presenta el corrimiento en la frecuencia de resonancia de la antena Rectangular 1 sometida a la prueba de tensión. En este resultado es evidente que al incrementar la tensión en la antena, se presenta un corrimiento en la frecuencia de resonancia hacia valores más bajos; lo que concuerda con los modelos analíticos planteado en la ecuación 2-42. Lo mostrado en la figura, corresponde a una medida de nueve tomadas, sin embargo, en el análisis de la

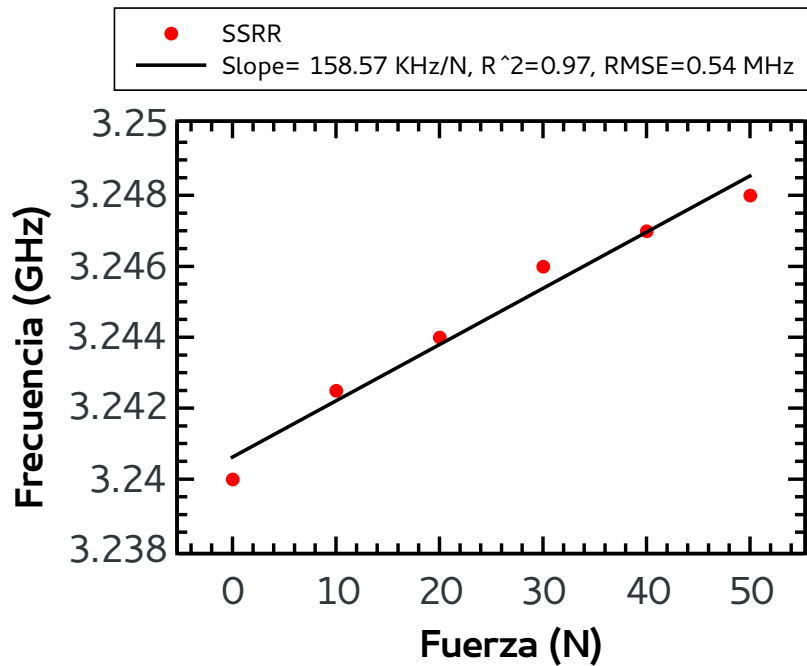


**Figura 3-18:** Ajuste a un modelo lineal de los puntos de dispersión que representan a los desplazamiento de la frecuencia de resonancia debido a fuerza aplicada en flexión tipo meandros.



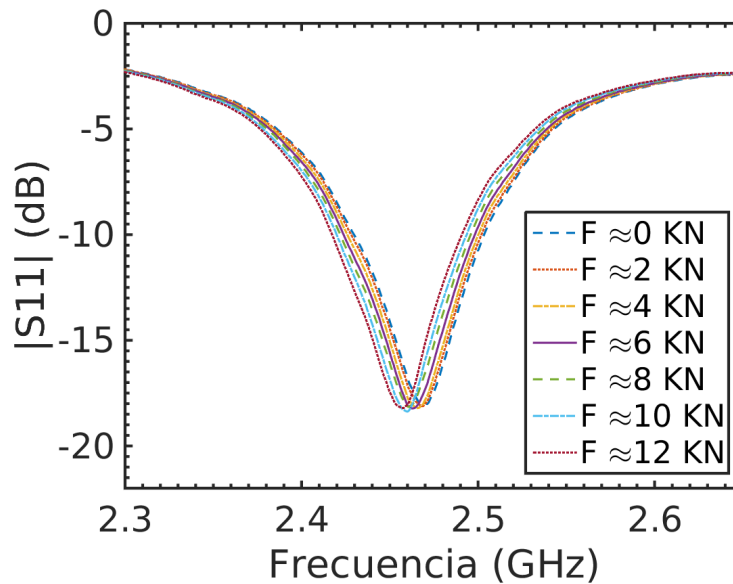
**Figura 3-19:** Cambios en el coeficiente de reflexión de la antena SSRR debido a la deformación aplicada en las pruebas de flexión (dos pruebas experimentales).



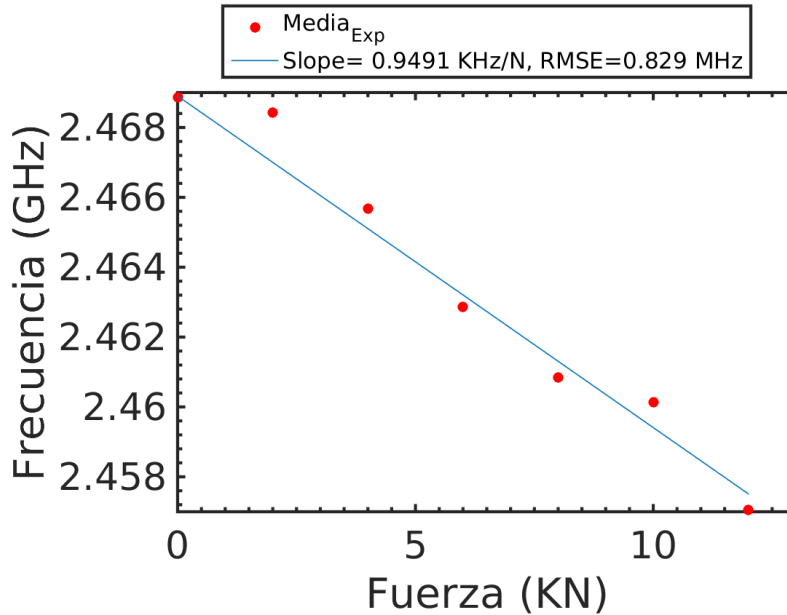


**Figura 3-20:** Ajuste a un modelo lineal de los puntos de dispersión que representan a los desplazamiento de la frecuencia de resonancia debido a fuerza aplicada en flexión al arreglo de antenas con SSRR en el plano a tierra.

curva de calibración del sensor sí se considera todas las medidas para con el fin de evaluar la repetibilidad del sensor.



**Figura 3-21:** Cambios en el coeficiente de reflexión de antena rectangular 1.

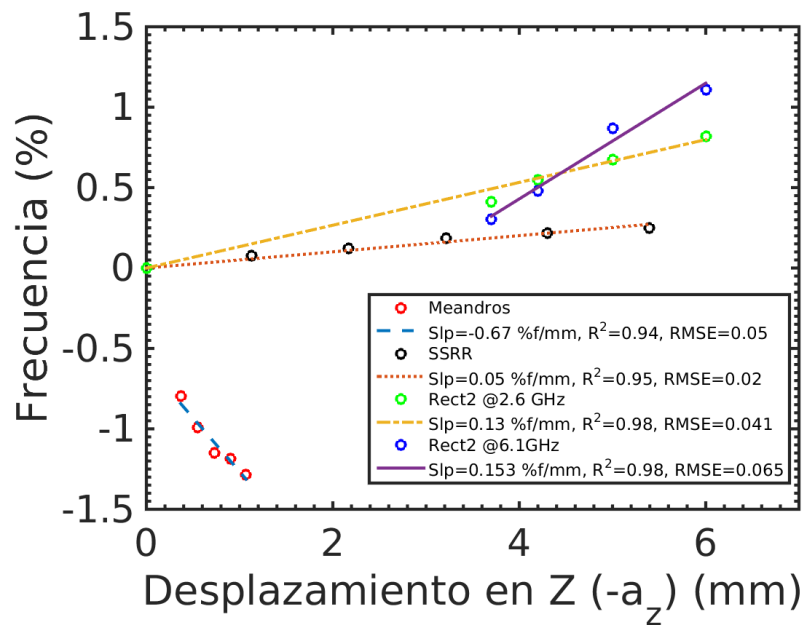


**Figura 3-22:** Ajuste a un modelo lineal de los puntos de dispersión que representan a los desplazamiento de la frecuencia de resonancia debido a fuerza en tensión aplicada a la antena rectangular 1.

La curva de calibración de la antena Rectangular 1 es mostrada en la figura **3-22**, donde los círculos rojos representan la media de las 9 mediciones tomadas. En cuanto a las características del modelo lineal ajustado a los datos de dispersión, se encontró un razón de cambio igual a  $-0.9491 \text{ kHz/N}$  que corresponde a las variaciones en la frecuencia de resonancia debido a la fuerza aplicada, un  $R^2$  con un error del 3% y un RMSE igual 0.829 MHz.

### Comparación entre los sensores de deformados por curvatura y flexión

Las deformaciones por curvatura realizadas a la antena rectangular 2 y las pruebas de flexión realizadas a las antenas tipo meandro y al arreglo con resonadores SSRR, generan que la antena tenga un desplazamiento en la dirección normal al parche y en el sentido negativo. Con el objetivo de realizar una comparación entre el funcionamiento de los sensores evaluados se escogió el desplazamiento en la dirección normal al parche ( $-z$ ) como el parámetro en común para comparar el desempeño de los dos diseños de sensores. Los corrimientos en la frecuencia de resonancia para cada antena fueron normalizados y presentados como porcentaje, mientras que el desplazamiento en  $z$  fue tomado en milímetros. La figura **3-23** muestra la comparación del corrimiento frecuencia (en porcentaje) a medida que las antenas debido a la curvatura sufren una deformación en la dirección negativa del eje  $z$ . Con el objetivo de relacionar los corrimientos en la frecuencia de resonancia con el desplazamiento en  $z$ , se realizó un ajuste a un modelo lineal a los datos para cada una de las antenas.



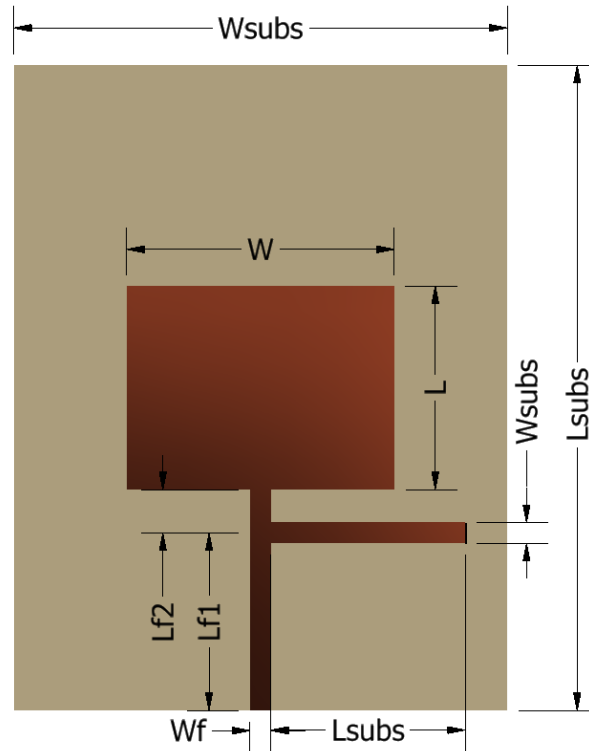
**Figura 3-23:** Corrimiento de la frecuencia de resonancia debido al desplazamiento en el eje  $z$  debido a la curvatura en las antenas.

## 4 Evaluación numérica del sensor de deformación

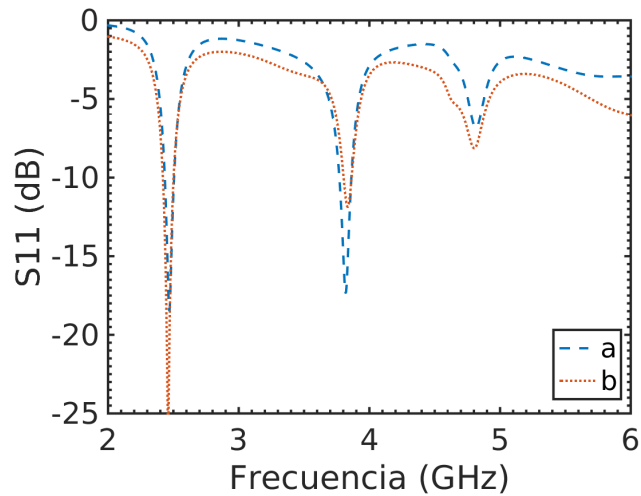
En este capítulo se presenta un modelo computacional que permite simular el comportamiento del sensor de deformación propuesto. El modelo computacional se implementa en el software comercial CST STUDIO, utilizando los módulos para el análisis en altas frecuencias y efectos estructurales. La segunda parte de la sección se enfoca en determinar cómo la geometría de la antena afecta el desempeño del sensor de deformación. Por lo tanto, se implementan simulaciones para determinar la forma en que una modificación simple, tal como una ranura rectangular sobre la capa radiante de una antena convencional, puede generar cambios en los parámetros característicos de la antena. Finalmente, diferentes antenas de microcinta modificadas son evaluadas en simulaciones numéricas para encontrar el modelo que presente mejoras en el funcionamiento del sensor de deformación.

### 4.1. Simulación del principio de funcionamiento del sensor

La simulación del principio de funcionamiento del sensor bajo estudio se llevó a cabo empleando la herramienta computacional CST. Esta herramienta fue empleada para entender el porqué se inducen corrimientos espectrales cuando la estructura del sensor es deformada; este mecanismo corresponde al principio de funcionamiento de nuestro sensor de deformación. Las simulaciones se realizaron siguiendo dos metodologías diferentes en esta herramienta computacional: la primera de ellas es una metodología basada en una simulación multi-física, que integra el problema mecánico y el electromagnético. La segunda metodología, solo emplea el módulo de simulación de altas frecuencias (electromagnético), y toma en cuenta el modelo de deformación axial. En la figura 4-1, se muestra el diseño esquemático del sensor de deformación tomado para evaluar en el software CST con la configuración de la simulación mecánica y electromagnética. Este diseño corresponde a la antena Rectangular 1, la cual fue evaluada experimentalmente en el anterior capítulo (ver figura 3-9); sin embargo, el diseño presenta un cambio en la posición de la línea de alimentación debido a una limitación del tipo de solución empleada en CST, la cual no admite que el campo de deformación actúe sobre el puerto de alimentación (el puerto debe estar inmóvil). En la figura 4-2, se muestra el parámetro S11 de la simulación de los sensores con los dos tipos de línea de alimentación dentro del rango de frecuencias desde 2 hasta 6 GHz.



**Figura 4-1:** Antena rectangular 1 (FR4), con parámetros:  $L=29.83$ ,  $W=38.23$ ,  $L_{\text{subs}}=91.99$ ,  $W_{\text{subs}}=70.43$ ,  $L_{\text{fhi}}=33.28$ ,  $L_{\text{fho}}=33.71$ ,  $L_{\text{fvi}}=8.73$ ,  $L_{\text{fvo}}=9.16$ ,  $W_{\text{f}}=3$ ,  $L_{\text{stub}}=27.73$ ,  $W_{\text{stub}}=3$ .



**Figura 4-2:** Coeficiente de reflexión del sensor de deformación simulado. a) Diseño con el cambio en la posición de la línea de alimentación (figura 4-1). b) Antena sin cambio en la posición de la línea de alimentación (figura 3-9).

### Simulación mecánica y electromagnética

En este método de análisis se utilizó los módulos CST Multiphysics Studio (MPH) y CST Microwave Studio (MWS), los cuales están diseñados para la solución de problemas térmicos y mecánicos, y problemas electromagnéticos en altas frecuencias; respectivamente. Entre las propiedades mecánicas de los materiales, se configuró un módulo de Young de  $120 \text{ GPa}$  para el cobre y  $24.5 \text{ GPa}$  para el FR4. Dado que es una condición que requiere el software CST, la superficie que coincide con el plano del puerto de alimentación fue configurada para permanecer inmóvil mientras se realiza la prueba mecánica. El borde contrario a la línea de alimentación, se configuró para aplicar esfuerzos con valores de  $Esf = 0, 17,43, 34,85, 52,28, 69,71, 87,13, 104,5 \text{ MPa}$ . Este esfuerzo fue aplicado en una sola dirección (tensión), buscando que la deformación de la estructura fuera axial. Después, el campo deformado resultante de la tensión aplicada fue importado en el modulo MWS, donde se realizó la evaluación electromagnética a altas frecuencias. Este proceso se repitió para cada esfuerzo aplicado. Los corrimientos en la frecuencia de resonancia y el promedio de la deformación (strain) en el parche de la antena, para cada valor de esfuerzo, fueron recopilados y se presentan, más adelante, como los resultados.

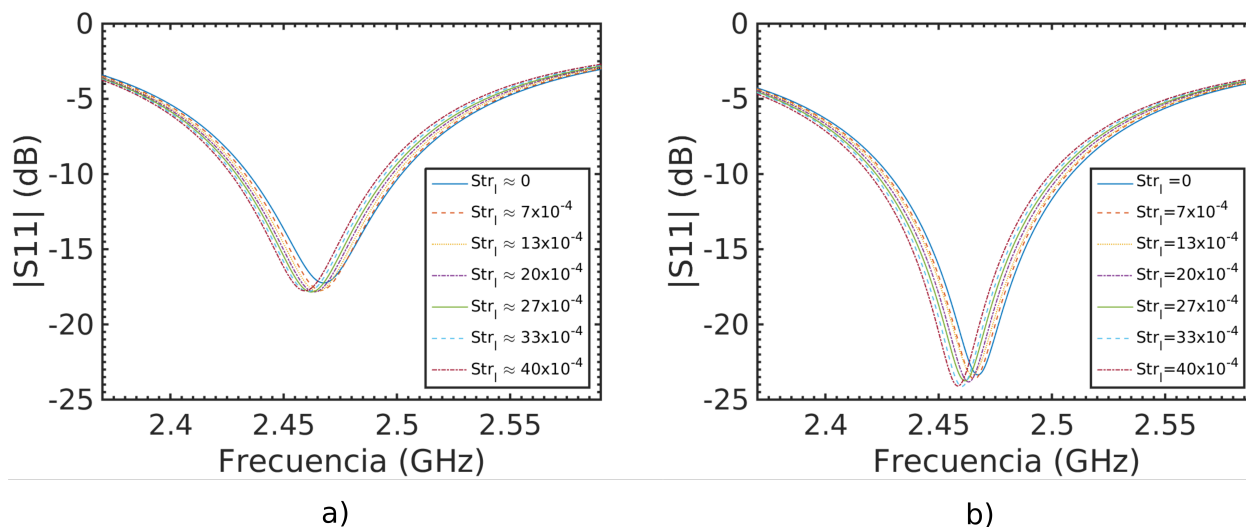
### Simulación electromagnética tomando en cuenta el modelo de deformación axial

Este método de análisis solamente emplea el módulo MWS. Con base en la ecuación (2-29), que describe cómo cambian las dimensiones del parche de la antena debido a la deformación aplicada, se adecuó el diseño del sensor en CST, de tal forma que al asignar valores positivos al parámetros de deformación ( $\varepsilon_l$ ), se perciba un aumento en las dimensiones de la estructura de la antena. En consecuencia, luego de varias simulaciones se obtuvo como cambia el coeficiente de reflexión de la antena debido a la deformación.

En la figura 4-3 se describen los cambios en el coeficiente de reflexión de la antena simulada bajo las dos métodos de simulación. Estos resultados muestran cualitativamente, para los dos modelos, que la frecuencia de resonancia tiende a disminuir a medida que aumenta la deformación ( $Str_l$ ); lo cual coincide con los resultados experimentales expuestos en el anterior capítulo.

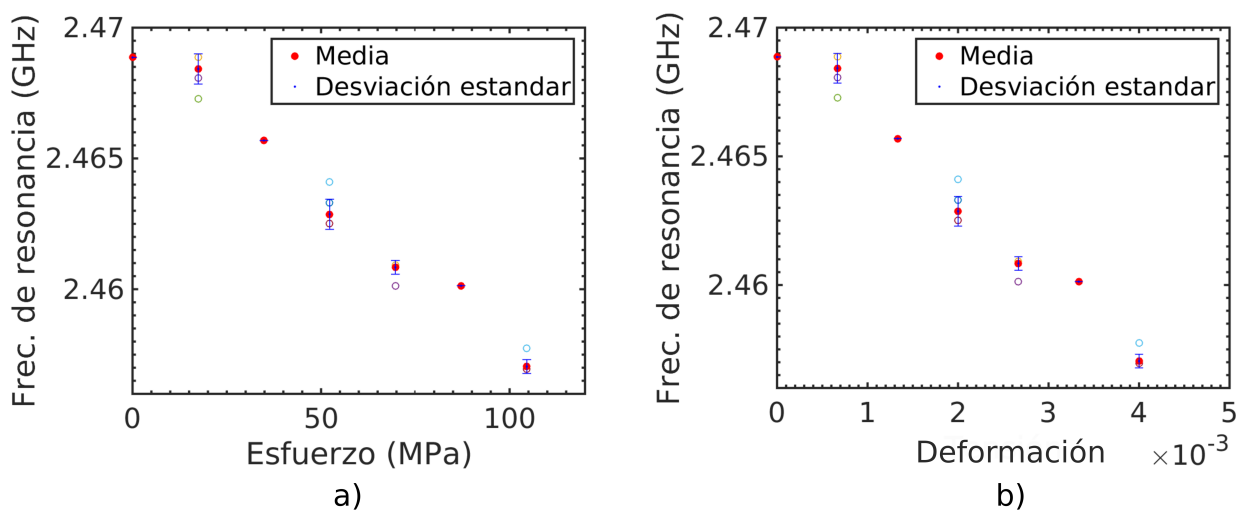
#### 4.1.1. Comparación entre los resultados experimentales y simulados

Para realizar la comparación de los resultados simulados y experimentales de la antena Rectangular 1, primero presentamos una nueva descripción de los corrimientos en la frecuencia de resonancia de los resultados experimentales. En la figura 4-4, tanto el estrés como la deformación se han obtenido con base en el área transversal y el módulo de elasticidad de las pruebas de tensión realizadas en el anterior capítulo. Cabe señalar que las comparaciones se harán considerando únicamente la deformación. Esto basado en el hecho de que



**Figura 4-3:** Cambio en el coeficiente de reflexión debido a la deformación. a) simulación mecánica y electromagnética. b) simulación electromagnética tomando en cuenta el modelo de deformación axial.

este parámetro es el que normalmente se reporta en la literatura en este tipo de sensores; además de permitir hacer una comparación directa. En la figura 4-4, se muestran los cambios de la frecuencia de resonancia de la antena rectangular 1 (FR4) en función del esfuerzo y deformación aplicada, respectivamente.



**Figura 4-4:** Resultados experimentales de los corrimientos en la frecuencia de resonancia de la antena Rectangular 1, en función del esfuerzo y deformación aplicada.

La comparación entre los resultados simulados y experimentales son mostrados en la figura 4-5.

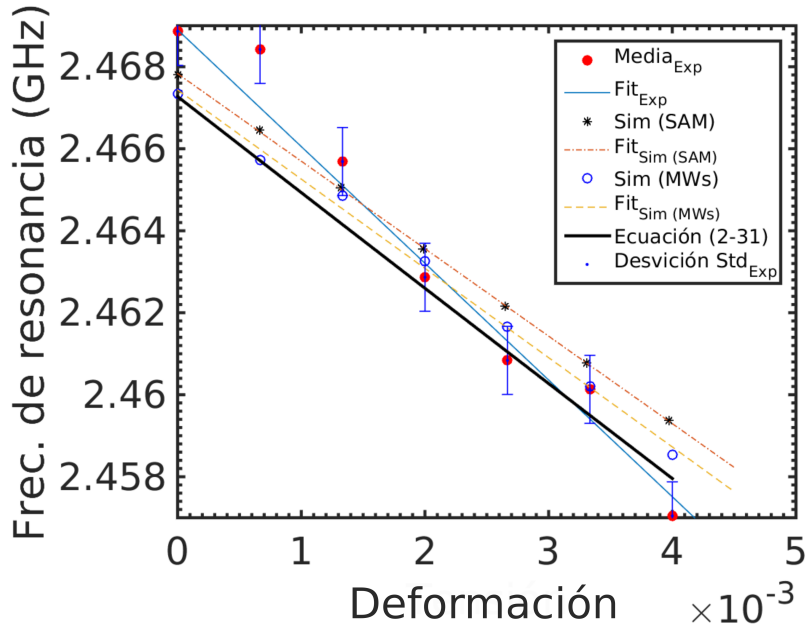


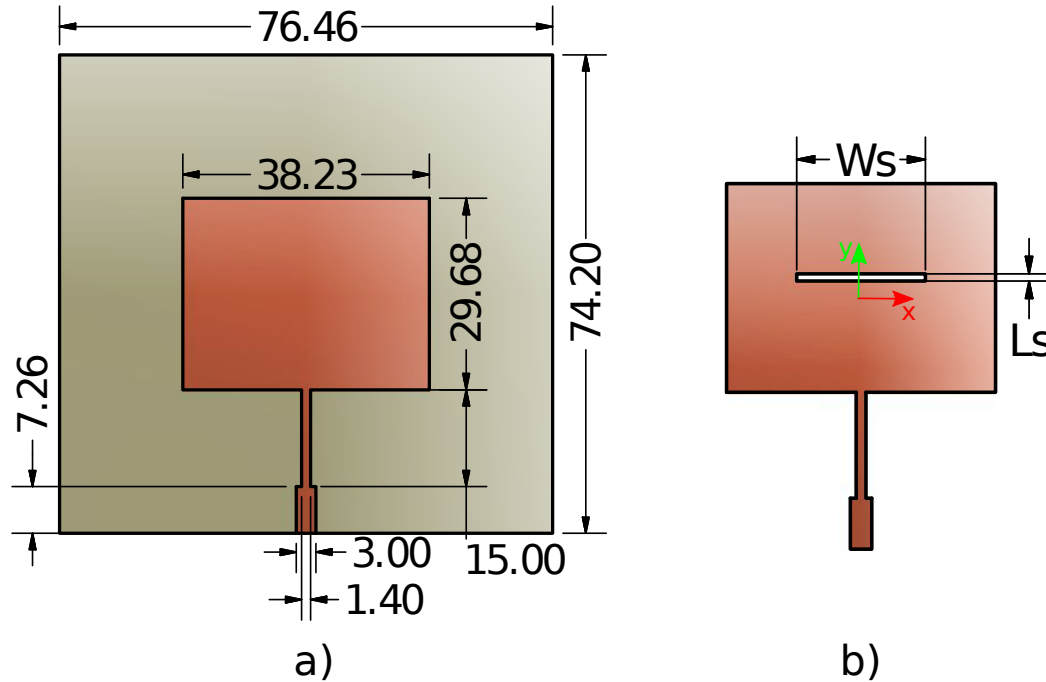
Figura 4-5: Comparación entre los resultados teóricos y simulados.

## 4.2. Análisis de las modificaciones de una antena de microcinta mediante una ranura sobre la capa radiante

Las ranuras, al igual que otros sistemas resonantes, son utilizadas ampliamente para la mejora de las características de dispositivos de microondas. En este apartado se describe cómo una ranura sobre la capa radiante de la antena microcinta puede generar cambios en sus características eléctricas. Dichos cambios podrían ser utilizados para mejorar el desempeño del sensor de deformación propuesto en esta tesis. La modificación mediante la ranura corresponde a un corte rectangular sobre la capa radiante de la antena, tal como lo muestran las figuras 4-6 y 4-12. Los análisis realizados en esta sección se enfocan en las variaciones del coeficiente de reflexión de la antena a medida que se generan cambios geométricos en el diseño de la ranura, como lo son la posición relativa en el parche ( $y_s, x_s$ ), el ancho  $W_s$  y el largo  $L_s$  de la ranura. Dichos parámetros se analizarán con el fin de observar la influencia que tiene dicha modificación en la respuesta eléctrica de la antena.

En primer lugar, se estudió una antena microcinta con parche rectangular, la cual fue diseñada usando un sustrato dieléctrico de fibra de vidrio FR4. Este material posee una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 4,3$  y el espesor del sustrato dieléctrico es de  $h = 1,6$  mm. En la figura 4-6 se muestra el diseño de la primera antena propuesta para este análisis.



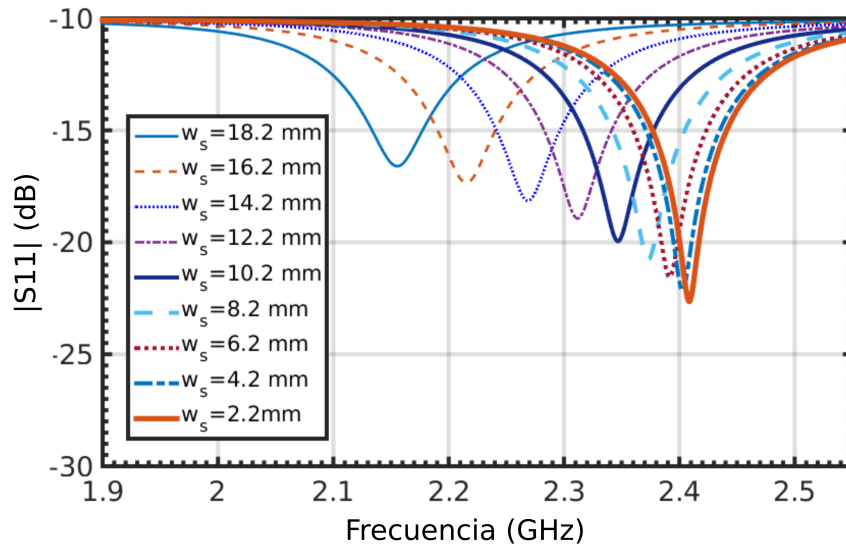


**Figura 4-6:** Diseño propuesto para el análisis de la ranura sobre la capa radiante de la antena.

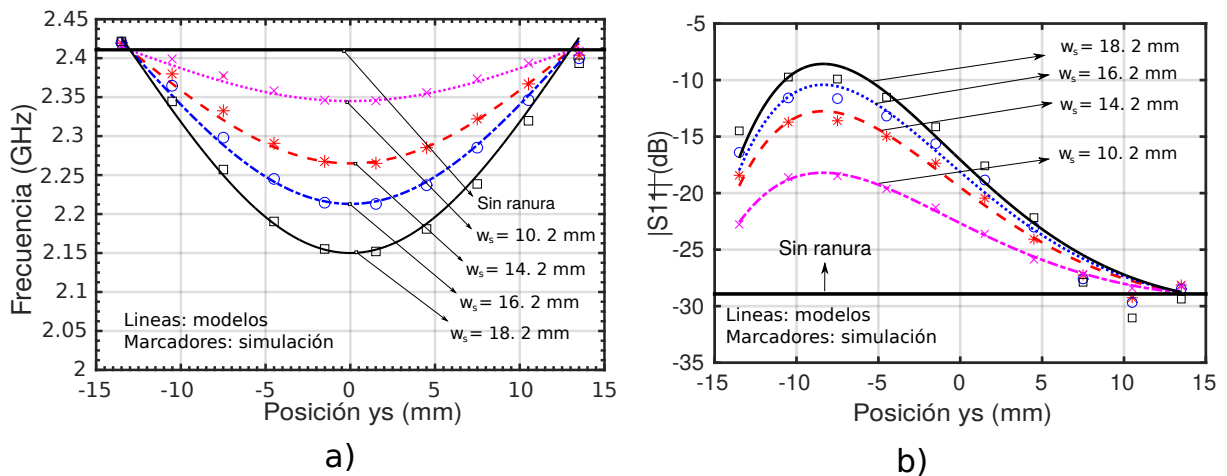
El modelo de la antena fue solucionado de forma iterativa mediante un barrido paramétrico que da diferentes valores al ancho de la ranura ( $W_s$ ). Al parámetro  $W_s$  se le asignó valores dentro del rango 2.2 mm a 18.2 mm, con pasos de 2 mm. Para cada valor de  $W_s$  se evaluó el coeficiente de reflexión de la antena. Por otro lado, al largo de la ranura ( $L_s$ ) se le asignó un valor fijo igual a 1 mm. Los resultados de este primer análisis son mostrados en la figura 4-7. De estos resultados se puede notar que a medida que  $W_s$  toma valores mayores, tanto la frecuencia de resonancia de la antena como la magnitud del coeficiente de reflexión tienden a decrecer.

En el siguiente análisis, el ancho y la posición la ranura relativa al parche, fueron tomados en cuenta para las simulaciones mediante un barrido paramétrico. El ancho de la ranura tomó 4 valores entre 10.2 mm y 18.2 mm. Para cada valor de  $W_s$ , la ranura tomó diferentes posiciones,  $y_s$ , a lo largo del parche. Es decir, en el sentido de la longitud  $L$  del parche de la antena. Los valores de la posición  $y_s$  empleados se tomaron desde -13.5 mm hasta 13.5 mm, empezando en -13.5 mm y aumenta con un paso de 3 mm. La frecuencia de resonancia y la magnitud del coeficiente de reflexión fueron registrados para cada valor del conjunto de parámetros ( $W_s, y_s$ ); estos resultados son mostrados en las figuras 4-8 a) y 4-8 b), respectivamente.

Los trazos de líneas siguen los puntos de dispersión en las figuras 4-8 a) y 4-8 b), corres-



**Figura 4-7:** Variaciones del coeficiente de reflexión de la antena de FR4 dados los diferentes valores de  $W_s$ .



**Figura 4-8:** Cambios en la frecuencia de resonancia y la magnitud del coeficiente de reflexión de la antena construida en FR4 con una ranura en la capa radiante (figura 4-6).

ponden a modelos analíticos encontrados por medio de técnicas de ajuste por regresión. La expresión analítica general del modelo para la frecuencia de resonancia se muestra en la ecuación 4-1, y la expresión del modelo general para el coeficiente de reflexión se muestra en la ecuación 4-2. Los correspondientes parámetros de estos dos modelos, según el valor del ancho de la ranura, están consignados en las tablas 4-1 y 4-2, respectivamente. Por otro lado, las líneas rectas en las figuras 4-8 a) y 4-8 b) representan la frecuencia de resonancia y la magnitud del coeficiente de reflexión antes de realizar la modificación con la ranura. Esto sirve como referencia para evidenciar los cambios en el comportamiento de la antena debido

a la ranura.

$$fr_s = -a_{fr} * \cos(b_{fr}x) + c_{fr} \quad (4-1)$$

$$|\Gamma| = c_\Gamma - a_\Gamma (\sin(x + 15,84) b_\Gamma) e^{-x b_\Gamma} \quad (4-2)$$

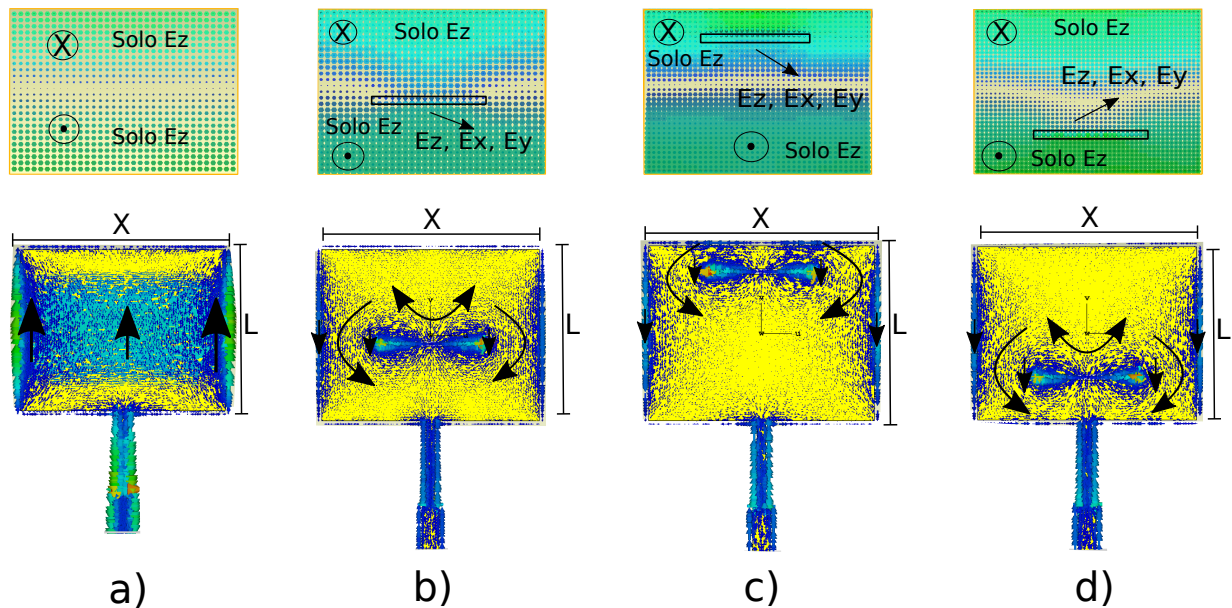
**Tabla 4-1:** Parámetros del modelo de las variaciones de la frecuencia de resonancia

Modelo	Ancho de la ranura	$a_{fr}$	$b_{fr}$	$c_{fr}$	RMSE (MHz)
$Fr_s$	$w_s = 10,2 \text{ mm}$	0,06044	0,116	2,41	5,38
	$w_s = 14,2 \text{ mm}$	0,1387	0,116	2,41	8,98
	$w_s = 16,2 \text{ mm}$	0,197	0,116	2,41	10,76
	$w_s = 18,2 \text{ mm}$	0,26	0,116	2,41	11,49

**Tabla 4-2:** Parámetros del modelo de las variaciones de la amplitud del coeficiente de reflexión

Modelo	Ancho de la ranura	$a_{\Gamma_s}$	$b_{\Gamma_s}$	$c_{\Gamma_s}$	RMSE
$ \Gamma_s $	$w_s = 10,2 \text{ mm}$	6,28	0,1052	-28,92	0,28 dB
	$w_s = 14,2 \text{ mm}$	9,47	0,1052	-28,92	0,79 dB
	$w_s = 16,2 \text{ mm}$	10,85	0,1052	-28,92	1,2 dB
	$w_s = 18,2 \text{ mm}$	11,92	0,1052	-28,92	1,79 dB

Un apreciación adicional de las modificaciones que la ranura genera en la antena, se encontraron al revisar la distribución de corriente superficial y el campo eléctrico. Para la antena sin ninguna modificación (figura 4-9 a)) la distribución de la corriente es la correspondiente al modo  $TM_{010}$  del modelo de cavidades resonantes. Para este modo, la dirección de la corriente es únicamente en el sentido longitudinal  $L$  del parche, lo que corresponde a dirección  $y$ ; además, el campo eléctrico solo tiene componentes en la dirección  $z$ , y el campo magnético solo tiene componente en la dirección  $x$ . Por otro lado, al incluir la ranura se presenta una distorsión en la distribución de la corriente en el parche de la antena, haciendo que la magnitud de la corriente sea alta en los bordes de la ranura, generando cambios en la distribución del campo eléctrico y magnético dentro la antena. Debido a la ranura, nuevas componentes de campo eléctrico aparecen, tal como se observa en las figuras 4-9 b), 4-9 c) y 4-9 d).



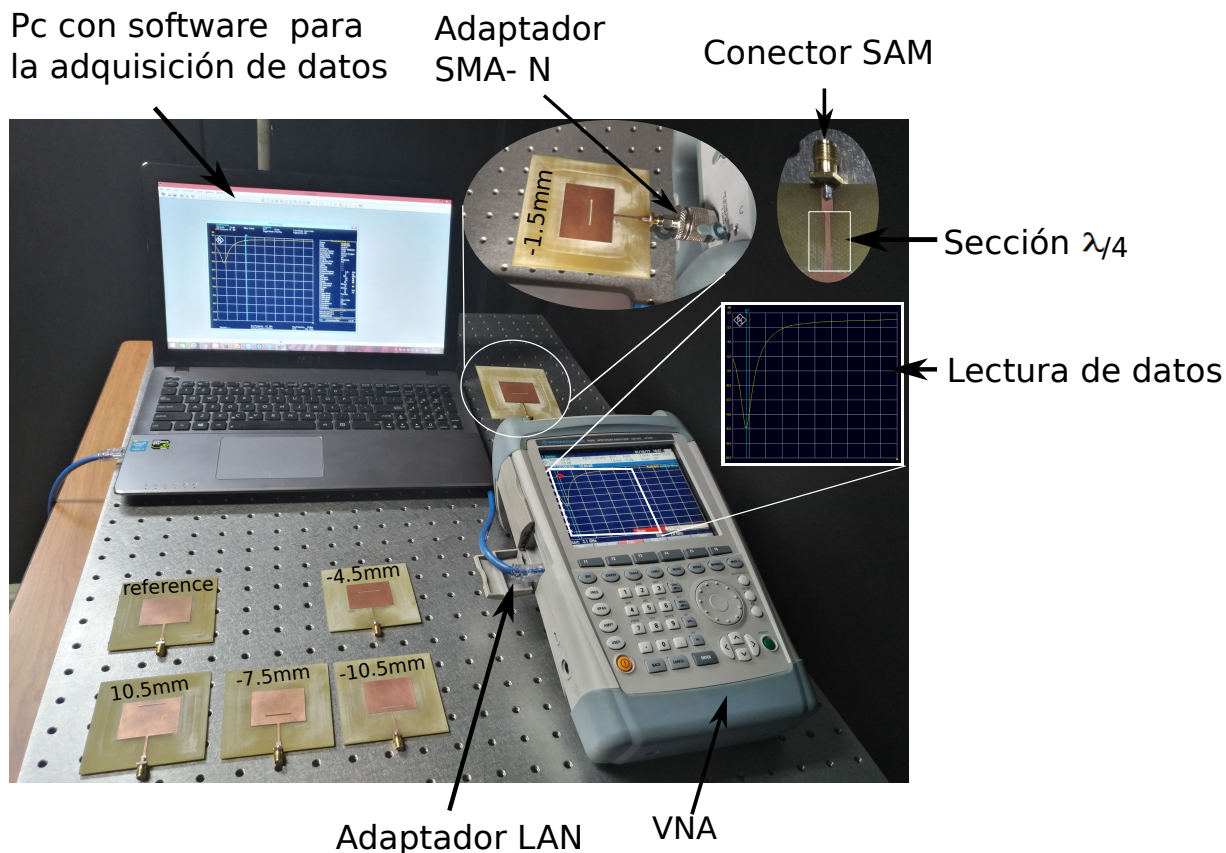
**Figura 4-9:** Distribución de corriente superficial y campo eléctrico de la antena con la ranura en diferentes posiciones.

### 4.2.1. Validación experimental

Adicionalmente, el análisis realizado para la antena en FR4 fue validado experimentalmente. Se eligió el modelo de antena con un ancho de ranura igual a 18.2 mm, y 5 antenas fueron construidas; cada una con diferente posición de la ranura. Para ello se fabricó la antena usando una máquina CNC (LPKF ProtoMat D104, LPKF Láser and Electronics AG, Hannover, Germany). Las posiciones de las ranuras consideradas para las construcciones fueron -10.5 mm, -7.5 mm, -1.5 mm, -4.5 mm, 10.5 mm; Estas posiciones relativas son tomadas con respecto al centro del parche de la antena. Las antenas fueron conectadas directamente al analizador de redes vectorial FSH8 (VNA, Rhode and Schwartz, Munich, Germany) y los datos fueron adquiridos con ayuda de un software proporcionado por el fabricante. Con el objetivo de realizar comparaciones, el diseño de la antena original (sin ranura) fue también construido. En la figura 4-11 se muestra una comparación entre los resultados experimentales y simulados del análisis de la ranura con ancho  $W_s = 18$  mm en la antena de FR4.

### 4.2.2. Antena ranurada construida sobre el sustrato RO4350B

Un segundo análisis se realizó empleando una antena rectangular con una ranura sobre la capa radiante, pero, a diferencia de la anterior, construida sobre la lámina dieléctrica RO4350B. Este material tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r$  igual a 3.48 y un espesor de dieléctrico  $h$  de 0.51 mm. La frecuencia de resonancia del modo dominante de esta antena fue definida alrededor de los 2.4 GHz, inicialmente (antes de añadir la ranura). El diseño se

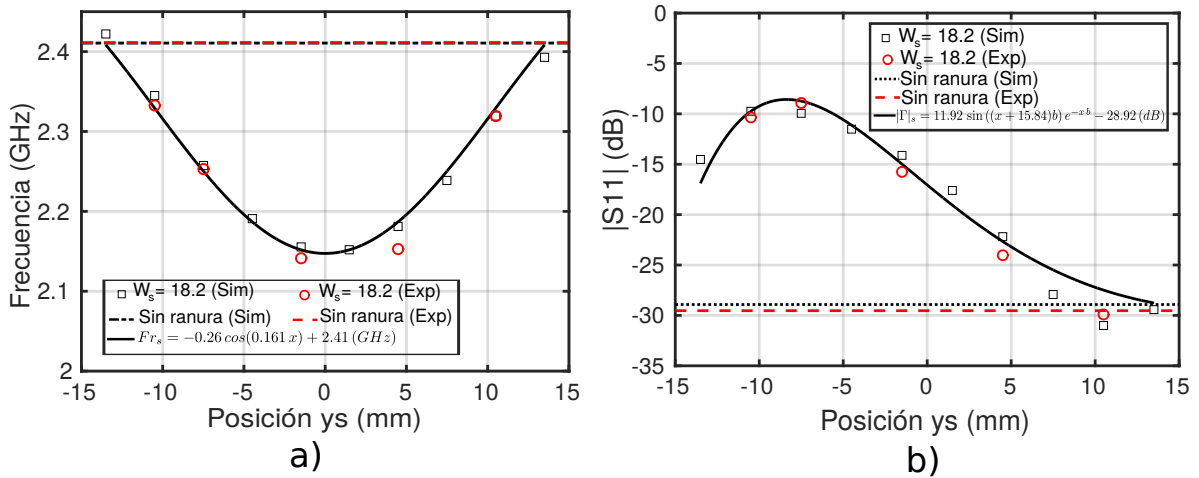


**Figura 4-10:** Montaje experimental para la validación de las afectaciones de la ranura sobre las características de la antena.

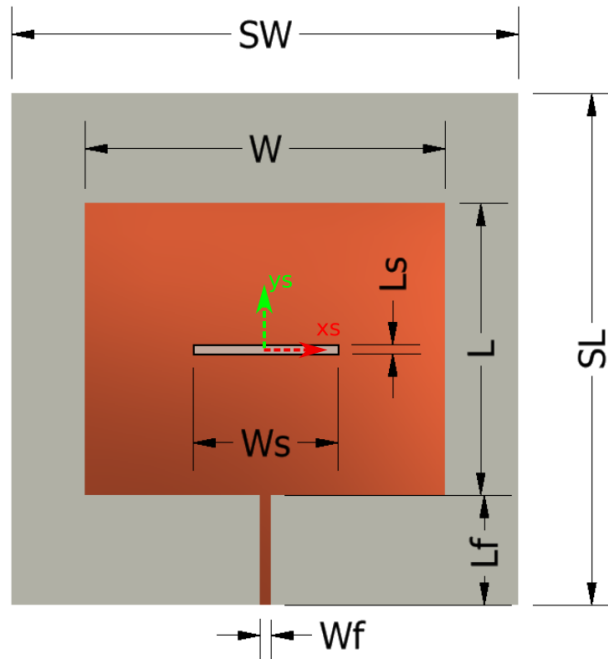
logró siguiendo el modelo de cavidades resonantes. El diseño de la segunda antena propuesta para el análisis de la ranura es mostrado en la figura 4-12.

Siguiendo el mismo procedimiento realizado para la antena en FR4, se hizo un barrido paramétrico del ancho de la ranura ( $W_s$ ), mientras que el largo de la ranura ( $L_s$ ) se mantuvo en un valor fijo e igual a 1 mm. Al parámetro  $W_s$  se le asignó valores cada vez mayores dentro del rango 3 mm y 39 mm, con pasos de 3 mm. Los resultados de este primer análisis son mostrados en la figura 4-13. Estos resultados coinciden con lo encontrado para la antena de FR4, es decir, a medida que aumenta  $W_s$  la frecuencia de resonancia y la amplitud del coeficiente de reflexión tienden a decrecer.

En el siguiente análisis, la posición y el ancho de la ranura fueron tomados en cuenta. Al ancho de la ranura se dio 7 valores entre 3 mm y 21 mm. Para cada valor de  $W_s$ , se realizó un barrido paramétrico de la posición de la ranura en la dirección  $ys$ . Los valores de la posición de la ranura estuvieron entre -15 mm a 15 mm, empezando en -15 mm y aumenta en pasos de 5 mm. La frecuencia de resonancia y el la magnitud del coeficiente de reflexión fueron registrados para las variaciones de los parámetros descritas anteriormente. En la figura 4-14

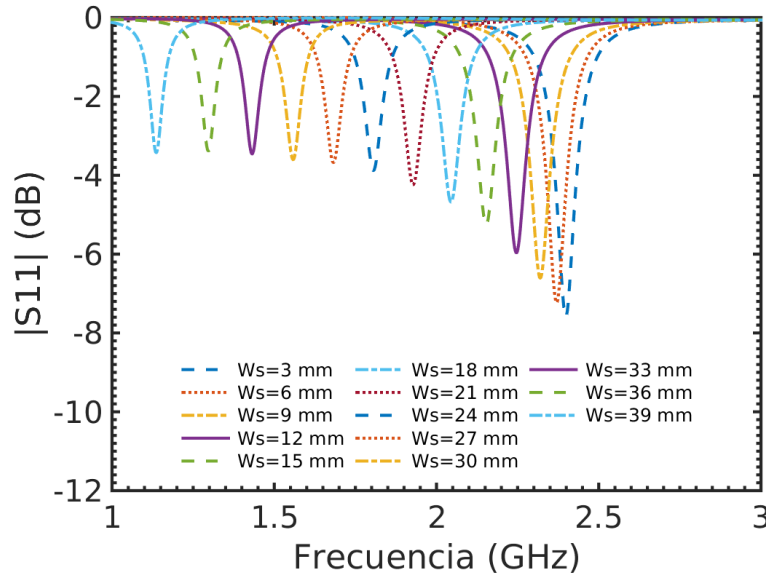


**Figura 4-11:** Comparación entre resultados simulados y experimentales de las variaciones de la posición de la ranura ( $y_s$ ) con un ancho  $W_s = 18\text{mm}$ . Resultados del análisis realizado a la antena de FR4.

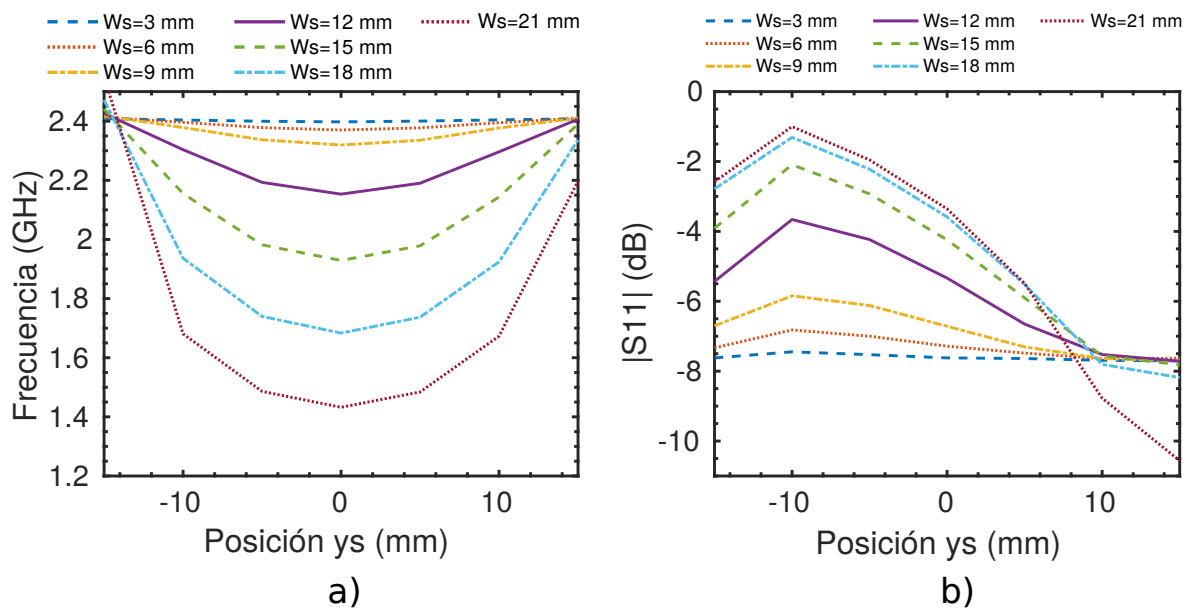


**Figura 4-12:** Antena con modificación en su capa radiante por medio de una ranura rectangular.

a) y 4-8 b), se describe el comportamiento de la frecuencia de resonancia y la magnitud del coeficiente de reflexión, respectivamente, para cada valor de  $W_s$  y  $y_s$ .



**Figura 4-13:** Coeficiente de reflexión para los diferentes valores de  $W_s$ . Análisis realizado a la antena de parche rectangular con una ranura y construida sobre el sustrato RO4350B.



**Figura 4-14:** Frecuencia de resonancia para los diferentes valores de  $W_s$  y variando la posición  $y_s$  de la ranura.

### 4.2.3. Análisis de resultados

Como se puede observar en el conjunto de figuras 4-7, 4-8 ,4-11, 4-13 y 4-14, la ranura tiene una influencia significativa tanto en la frecuencia de resonancia como en la magnitud del coeficiente de reflexión. Estos parámetros son características esenciales del funcionamiento de la antena, y tener un control de ellos favorece al procedimiento de diseño de este tipo de estructuras. Las variaciones resultantes en los dos parámetros pueden ser modeladas matemáticamente y permite predecir la frecuencia de resonancia y el nivel de acople de una antena de microcinta por medio de la geometría de una ranura ubicada sobre la capa radiante, lo que conduce a un modelo que permite conocer la respuesta en frecuencia de la antena sin la necesidad de utilizar software especializado. Por otra parte, Se conoce que las variaciones en el diseño de la antena mediante ranuras aumenta la longitud eléctrica que sigue la corriente, lo que conduce a una disminución en la frecuencia de resonancia. Los resultados encontrados en análisis anterior evidencian que la posición y ancho de la ranura son determinantes para establecer qué cantidad de frecuencia se quiere variar con referencia a la frecuencia inicial. Además, de los resultados se aprecia que la ranura perturba más el funcionamiento inicial de la antena, cuando está ubicada cerca del centro del parche. Esto se puede atribuir a que, para el modo dominante, la densidad de corriente superficial es mayor justo en el centro del parche y la ranura genera una mayor obstrucción a la corriente. En consecuencia, la configuración del campo eléctrico y magnético, dentro de la antena, tienen una mayor variación en comparación con los casos de otras posiciones de la ranura.

## 4.3. Evaluación numérica de diferentes diseños de sensores

En esta sección se proponen varios diseños de antenas de microcinta para ser evaluadas como sensores de deformación. Los diseños son el resultado de modificaciones realizadas a un diseño de antena de parche rectangular convencional. La evaluación de cada sensor se realizó por medio de la simulación mecánica y electromagnética del principio de funcionamiento ya mostrado en la sección 2.5.2 y 4.1 .Al final, se escogió el sensor con mejor desempeño según las características de funcionamiento del mismo.

### 4.3.1. Diseños

El primer diseño a evaluar corresponde a una antena de parche rectangular convencional, a la cual se hará referencia como antena Original. Esta antena fue diseñada para operar en una frecuencia de resonancia alrededor de los 2,4 GHz. De acuerdo al coeficiente de reflexión de la antena, además de su frecuencia fundamental (2,406 GHz), se escogieron las frecuencias de resonancia 4.778 GHz y 7,195 GHz para realizar el análisis del sensor.

El siguiente diseño es una modificación realizada a la anterior antena,la cual consiste en la



adición de una ranura en su capa radiante. Esta antena será nombrada como antena Ranura-1. La ranura fue ubicada en la posición  $y_s = 0$  mm, y el ancho de ranura fue configurado en  $W_s = 18$  mm. Las frecuencias de interés para el análisis de este sensor son 2,044 GHz, 4,825 GHz y 5,90 GHz.

El tercer modelo corresponde a una antena de microcinta con dos ranuras equidistantes en el parche radiante, las cuales fueron realizadas sobre el diseño de la antena original. Esta antena será referida de aquí en adelante como antena Ranura-2. Las dos ranuras tienen la misma geometría, con un ancho  $W_s$  de 18 mm y un largo  $L_s$  de 1 mm. Una de las ranuras está ubicada en  $y_s = 5$  mm, y la otra está ubicada en  $y_s = -5$  mm. Las frecuencias de interés para esta antena son 1,960 GHz y 3,381 GHz.

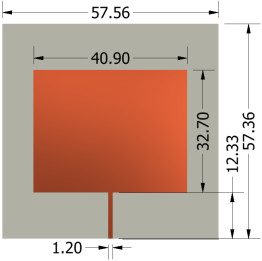
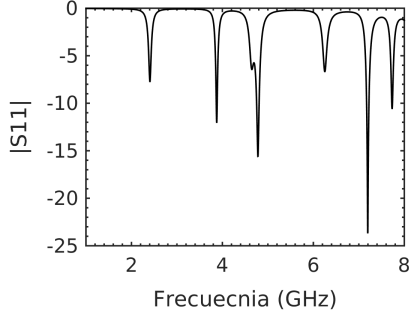
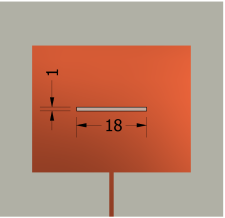
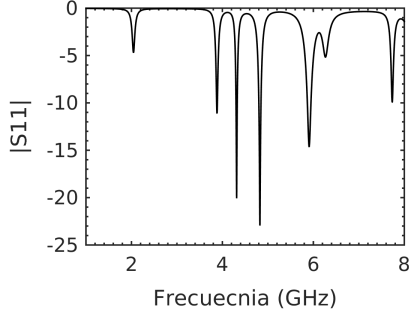
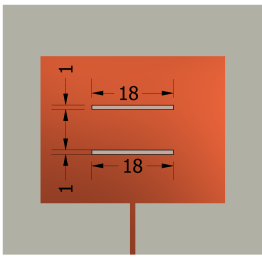
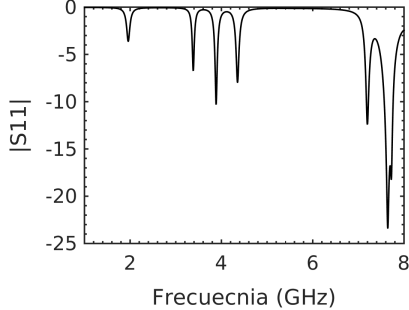
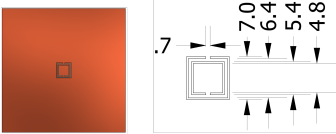
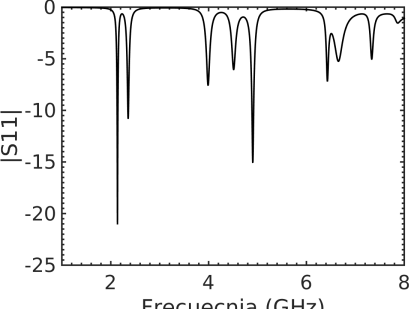
Los tres siguientes diseños corresponden a la modificación de la antena original por medio de la adición de anillos resonadores en el plano a tierra de la antena. La antena con un solo anillo resonador (nombrada como SRR1X1GND) tiene como frecuencias de interés a 2,355 GHz y 4,902 GHz. La antena con un arreglo  $2 \times 2$  de anillos resonadores (nombrada como SRR2X2GND) tiene como frecuencia de interés a 2,428 GHz. Finalmente, el tercer diseño corresponde a una antena con un arreglo de  $3 \times 3$  anillos resonadores (nombrada como SRR3X3GND) que tiene como frecuencia de interés a 1,632 GHz, 1,973 GHz, 3,620 GHz y 5,60 GHz.

Otro diseño de antena se consiste en una modificación mucho más significativa realizada a la antena original. Se diseñó una ranura rectangular en el interior del parche de la antena, de forma que se obtuviera un anillo cerrado (loop). En el centro del loop, fueron añadidos tres elementos de cobre separados de forma equidistante. En lo que sigue de esta sección, a este diseño se le llamará antena Mender. Esta antena tiene una sola frecuencia de resonancia en el rango estudiado, que corresponde a 5,72 GHz. El siguiente diseño de antena es una modificación de la antena Mender, a la cual se le realizó un cambio en la orientación de la línea de alimentación, conservando todos los otros parámetros del diseño. A esta antena se le llamará antena Mender-lateral. La alimentación lateral de la nueva antena Mender es intencionada para evidenciar si la deformación en el sentido ortogonal genera variaciones en las características de funcionamiento de la antena. La frecuencia de resonancia de la antena Mender-Lateral es 5,717 GHz.

Finalmente, se propone un diseño de antena de microcinta de parche rectangular, con un parche de medidas exactamente iguales a la antena original, y la cual se le ha añadido un arreglo de ranuras en la parte superior de la antena. A esta antena se hará referencia como antena Arreglo de ranuras. Las frecuencias de resonancia de este último diseño son 2,253 GHz, 3,682 GHz y 6,560 GHz.

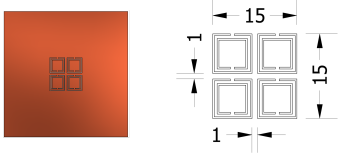
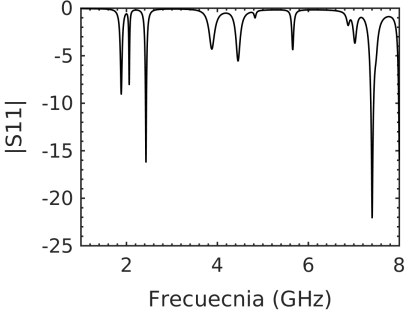
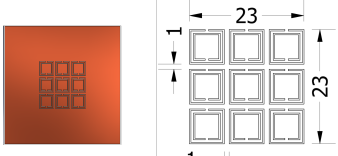
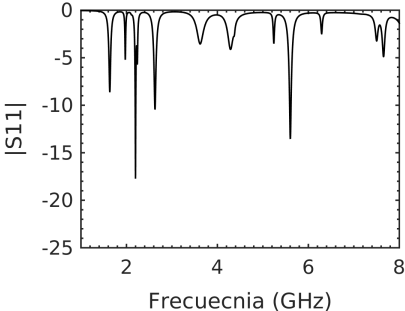
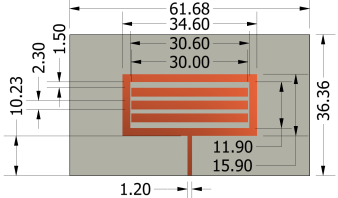
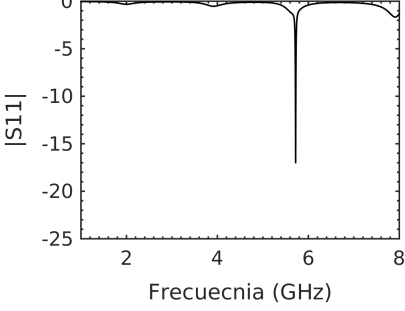
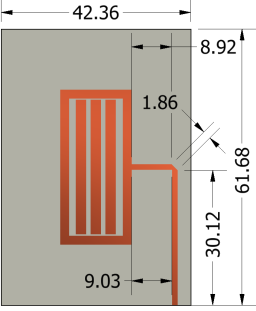
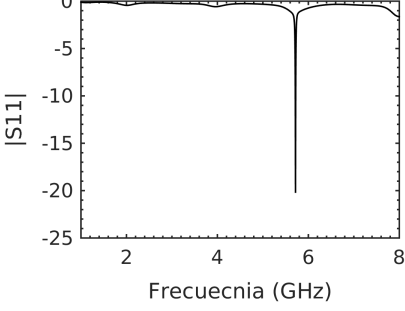
En la tabla 4-3, se muestra los diseños de los sensores propuestos, el coeficiente de reflexión de cada uno y las frecuencias de resonancia que interesan para el análisis del funcionamiento del sensor.

**Tabla 4-3:** Diferentes diseños de sensores de deformación

Diseño	$S_{11}$	Frecuencias de interés
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 2.406 GHz</li> <li>■ 4.778 GHz</li> <li>■ 7.195 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 2.044 GHz</li> <li>■ 4.825 GHz</li> <li>■ 5.900 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 1.960 GHz</li> <li>■ 3.381 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 2.355 GHz</li> <li>■ 4.902 GHz</li> </ul>

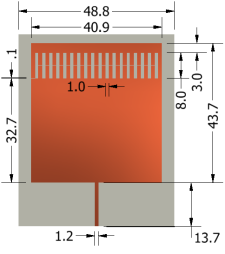
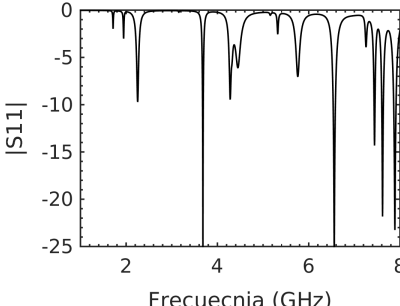
Continúa en la próxima página

Tabla 4-3 – continuación de página anterior

Diseño	$S_{11}$	Frecuencias de interés
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 2.428 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 1.632 GHz</li> <li>■ 1.973 GHz</li> <li>■ 3.620 GHz</li> <li>■ 5.600 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 5.72 GHz</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 5.717 GHz</li> </ul>

Continúa en la próxima página

Tabla 4-3 – continuación de página anterior

Diseño	S11	Frecuencias de interés
		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 2.253 GHz</li> <li>■ 3.682 GHz</li> <li>■ 6.560 GHz</li> </ul>

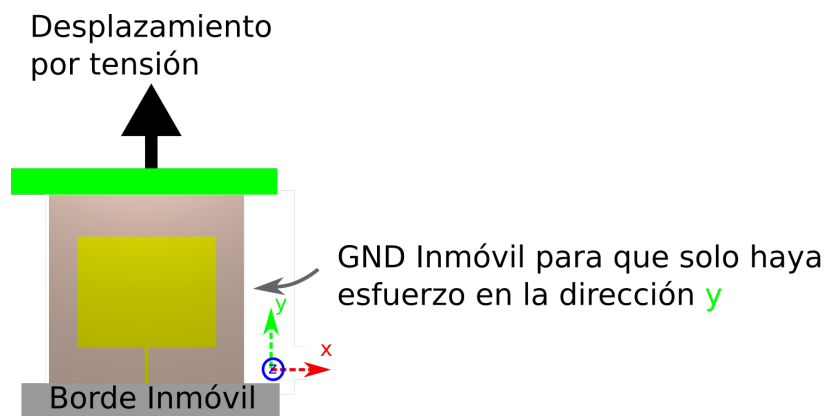
### 4.3.2. Evaluación del principio de operación

Los diseños anteriormente descritos fueron evaluados utilizando el software CST y el procedimiento descrito en la sección 2.5.2 y la figura 4-15. Algo importante de resaltar es que como una condición de frontera, se definió que el borde por donde está ubicada la línea de alimentación (borde 1) permaneciera fijo ( $Displacement = 0$ ) en las tres componentes del sistema de coordenadas. En la cara exterior del plano a tierra de la antenna se estableció la condición de que la antenna no se desplazara en la dirección  $z$ ; esto para que no se generen esfuerzos cortantes o perpendiculares al esfuerzo normal. Finalmente, en el borde 2 de la antenna (al otro extremo del borde 1) se configuró una condición de desplazamiento solo en la dirección  $y$ , mientras que en la dirección  $x$  y  $z$  no se ejerce ningún movimiento. El parámetro para el desplazamiento aplicado en las simulaciones fue **Displa**, y los valores que tomó fueron  $1 \times 10^{-5}$  mm 0,05 mm, 0,15 mm, 0,2 mm y 0,230 mm. La figura 4-15 muestra cómo se realizaron las deformaciones de los diseños de sensores propuestos. Después de terminado un análisis estructural para un valor del parámetro **Displa** dado, la antenna deformada fue importada en el modulo de altas frecuencias para ser evaluada y obtener su respectivo coeficiente de reflexión. Este procedimiento se realizó hasta completar todos los valores de deformación asignados al parámetro **Displa**.

### 4.3.3. Resultados

A continuación se presentan los cambios en el coeficiente de reflexión debidos a las deformaciones anteriormente descritas, ejercidas sobre los diferentes diseños de sensores.

Para la antenna Original (Sin acople), los resultados evidenciaron que la frecuencia que mejor responde a una deformación es la correspondiente a 7,2 GHz, con un valor de máximo corrimiento de frecuencia de 5,2805 MHz; mientras que las frecuencias en 2,4 y 4,8 GHz tuvieron cambios menores ante la deformación aplicada, correspondientes a 2,083 MHz y 4,130 MHz, respectivamente. Los cambios en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de esta antenna son mostrados en la figura 4-16.



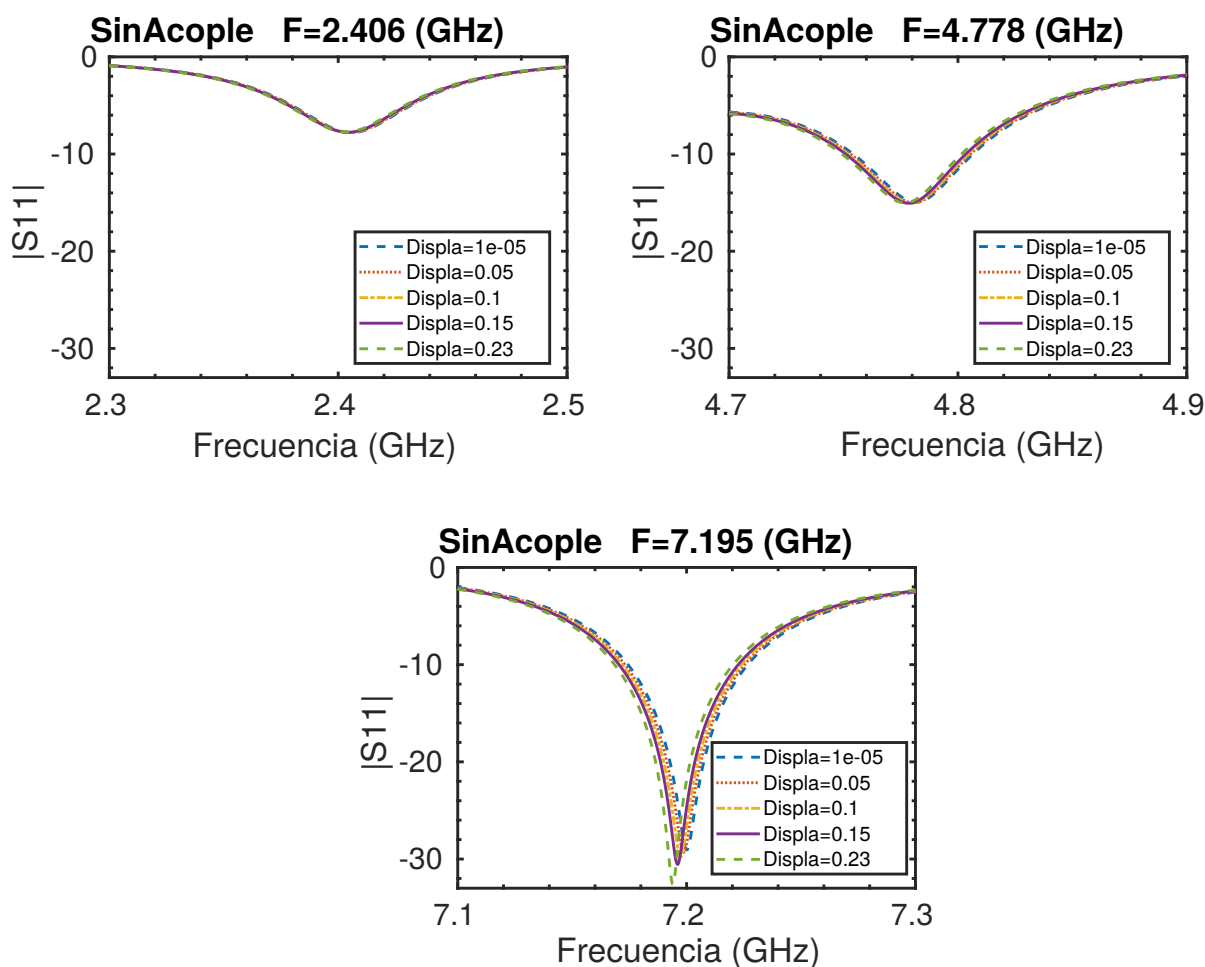
**Figura 4-15:** Diagrama de deformación de las antenas para el análisis mecánico.

Para la antena Ranura-1, los mayores corrimientos en la frecuencia de resonancia ocurrieron para la frecuencia de 4,825 GHz, con un corrimiento máximo de 15,123 MHz. Mientras que para las frecuencias de 2,044 GHz y 5,90 GHz los corrimientos máximos corresponden a 6 MHz y 14,703 MHz, respectivamente. Los cambios en el coeficiente de reflexión de esta antena son mostrados en la figura 4-17

Para la antena con doble ranura sobre la capa radiante (Ranura-2), los resultados mostraron que en los dos puntos de frecuencia de interés los cambios en el coeficiente de reflexión, debido a la deformación aplicada, son pequeños; tal como lo muestra la figura 4-18. Para la frecuencia de 1,960 GHz hubo un máximo corrimiento de frecuencia de 6 MHz, y para la frecuencia de 3,381, el máximo corrimiento de frecuencia fue de 1,040 MHz.

Para los diseños de antena con anillos resonadores en el plano a tierra se obtuvieron también pequeñas variaciones del coeficiente de reflexión ante la deformación aplicada a la antena, tal como se muestra en las figuras 4-19, 4-20 y 4-21. Para el diseño con un resonador en el plano a tierra (SRR1X1GND), el mayor corrimiento en la frecuencia de resonancia se dio para el punto de frecuencia ubicado en 4,902 GHz, con un corrimiento máximo de 5,3 MHz. Mientras que para la frecuencia de 2,366 GHz, el corrimiento máximo fue tan solo de 2,437 MHz. Para el diseño con un arreglo de 2X2 anillos resonadores en el plano a tierra (SRR2X2GND), el corrimiento máximo en la frecuencia de resonancia fue de 1.8 MHz. Y, para la antena con una arreglo 3X3 de anillos resonadores en el plano a tierra (SRR3X3GND), los mayores corrimientos de frecuencia se dieron en el punto de resonancia de 5,60 GHz, con un corrimiento máximo de 5 MHz; mientras que en las frecuencias de 1,632 GHz, 1,973 GHz y 3,62 GHz; los corrimientos máximos fueron de 3,45 MHz, 1,5 Mhz, y 0,125 MHz, respectivamente.

Para la antena Mender y Mender-Lateral los cambios en el coeficiente de reflexión, debido a la deformación aplicada, fueron pequeños. De estas antenas, la primera tuvo un corrimiento en su frecuencia de resonancia con un máximo de 2,1 MHz, mientras que la segunda obtuvo



**Figura 4-16:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño Antena Original (sin acoplar).

un corrimiento de frecuencia con un máximo de 1,1 MHz . En la figura 4-22 y 4-23 se muestra los resultados para la antenna Mender y Mender-Lateral, respectivamente.

Finalmente, los cambios en el coeficiente de reflexión de la antenna Arreglo de Ranuras son presentados en la figura 4-24. Como se puede apreciar de estos resultados, hay una variación mayor del coeficiente de reflexión para las frecuencias de 3,682 GHz y 6,560 GHz, los cuales corresponde a un corrimiento máximo de 8,813 MHz y 15,172 MHz, respectivamente. Mientras que para la frecuencia de 2,253 GHz, el corrimiento máximo es de 2,654 MHz.

En la figura 4-25 se muestra una comparación del desempeño de cada uno de los sensores en función del máximo corrimiento en la frecuencia de resonancia debido a la deformación aplicada. En esta figura, el corrimiento se toma como valor absoluto con el fin de hacer notar mejor la diferencia entre cada sensor.

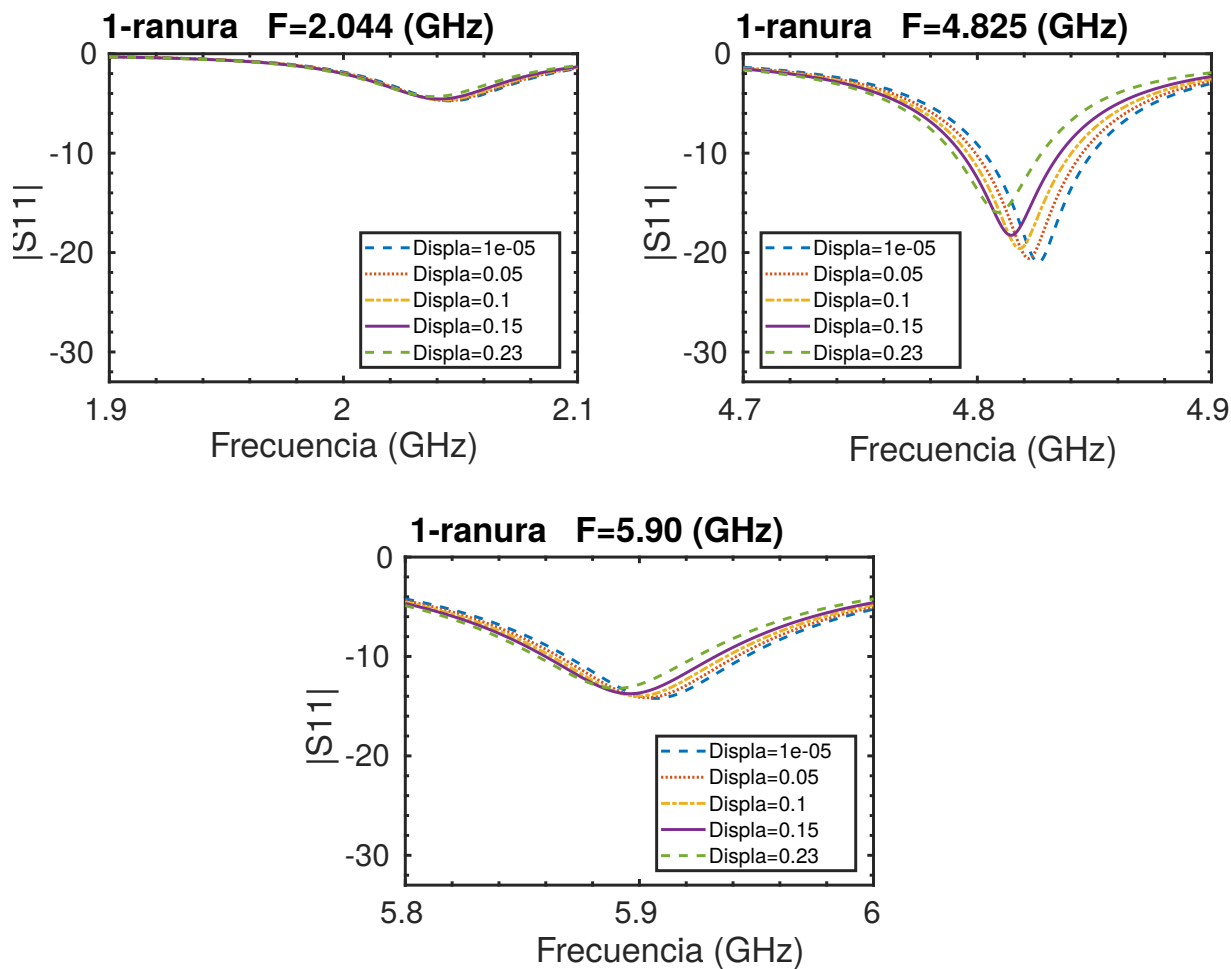


Figura 4-17: Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño Antera con una ranura.

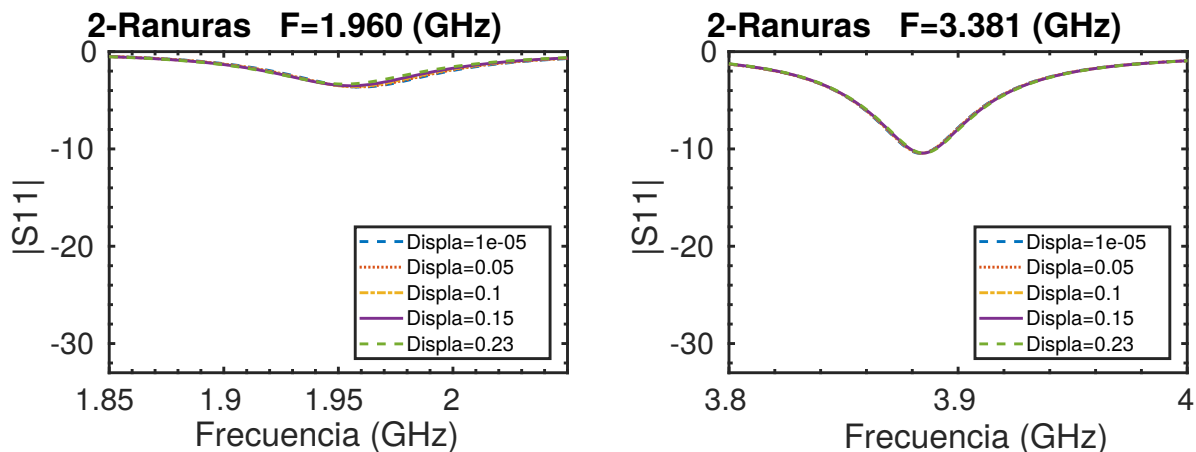
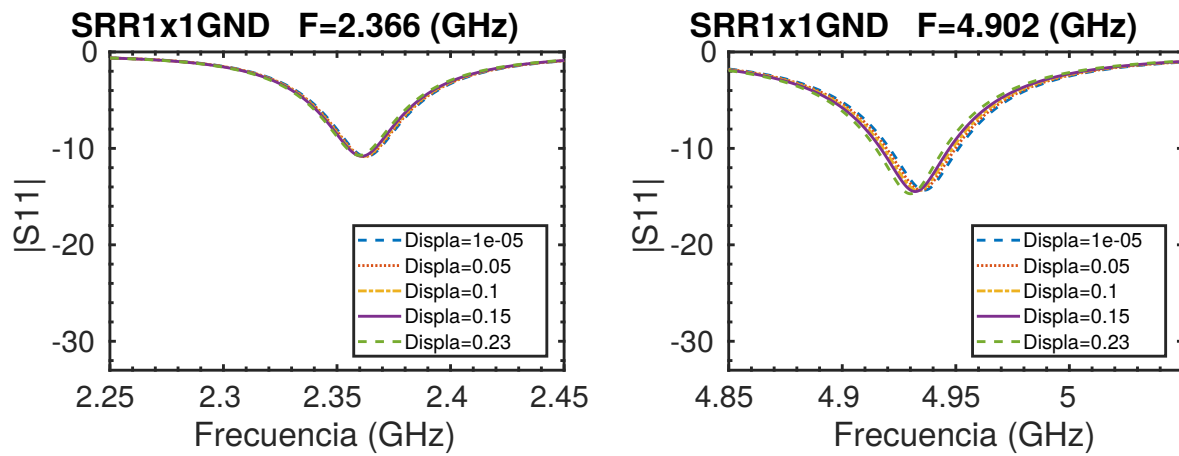
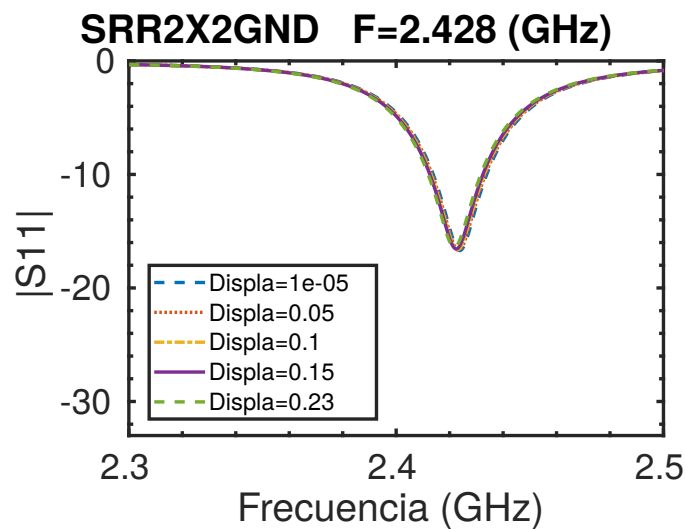


Figura 4-18: Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño antena con doble ranura

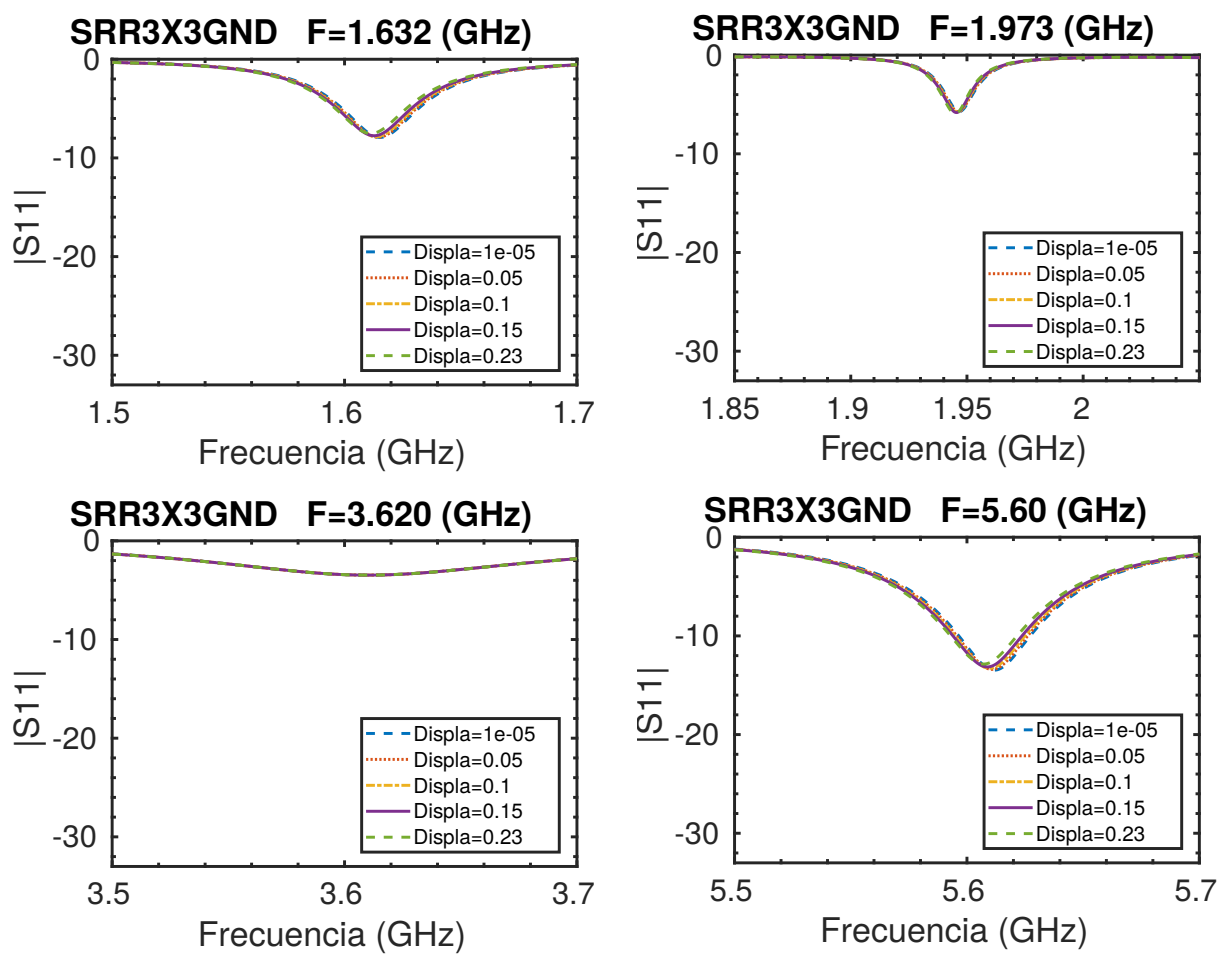


**Figura 4-19:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño antenna con un anillo resonador en el plano a tierra.

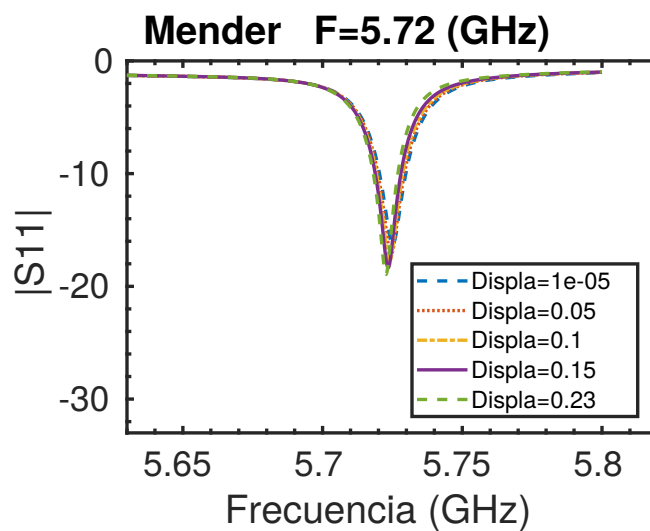


**Figura 4-20:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño antenna con arreglo  $2 \times 2$  de anillos resonadores en el plano a tierra.

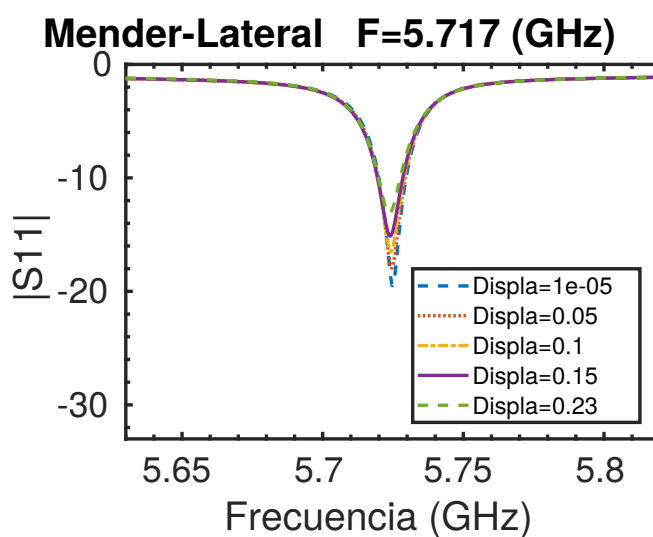




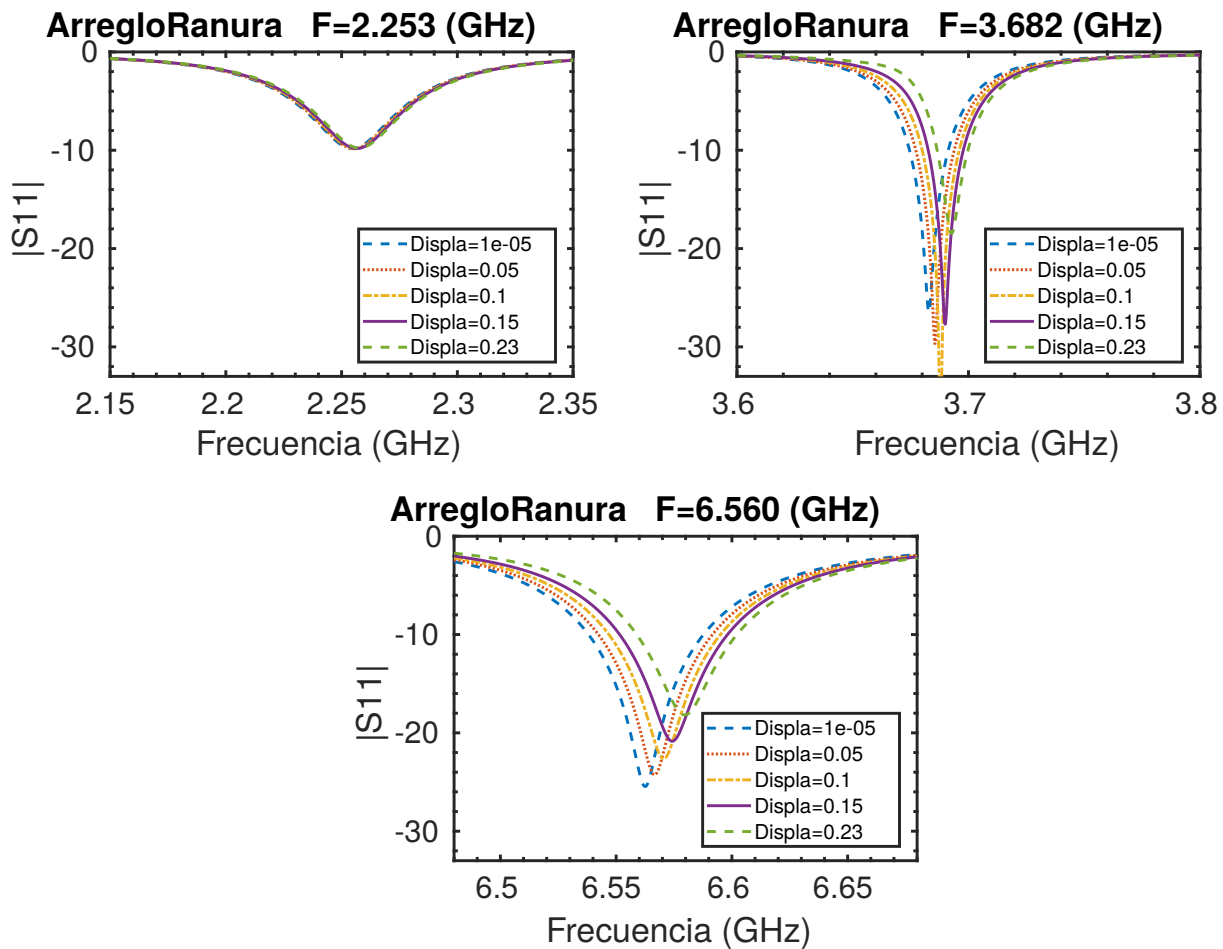
**Figura 4-21:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antena. Diseño antena con arreglo  $3 \times 3$  de anillos resonadores en el plano a tierra.



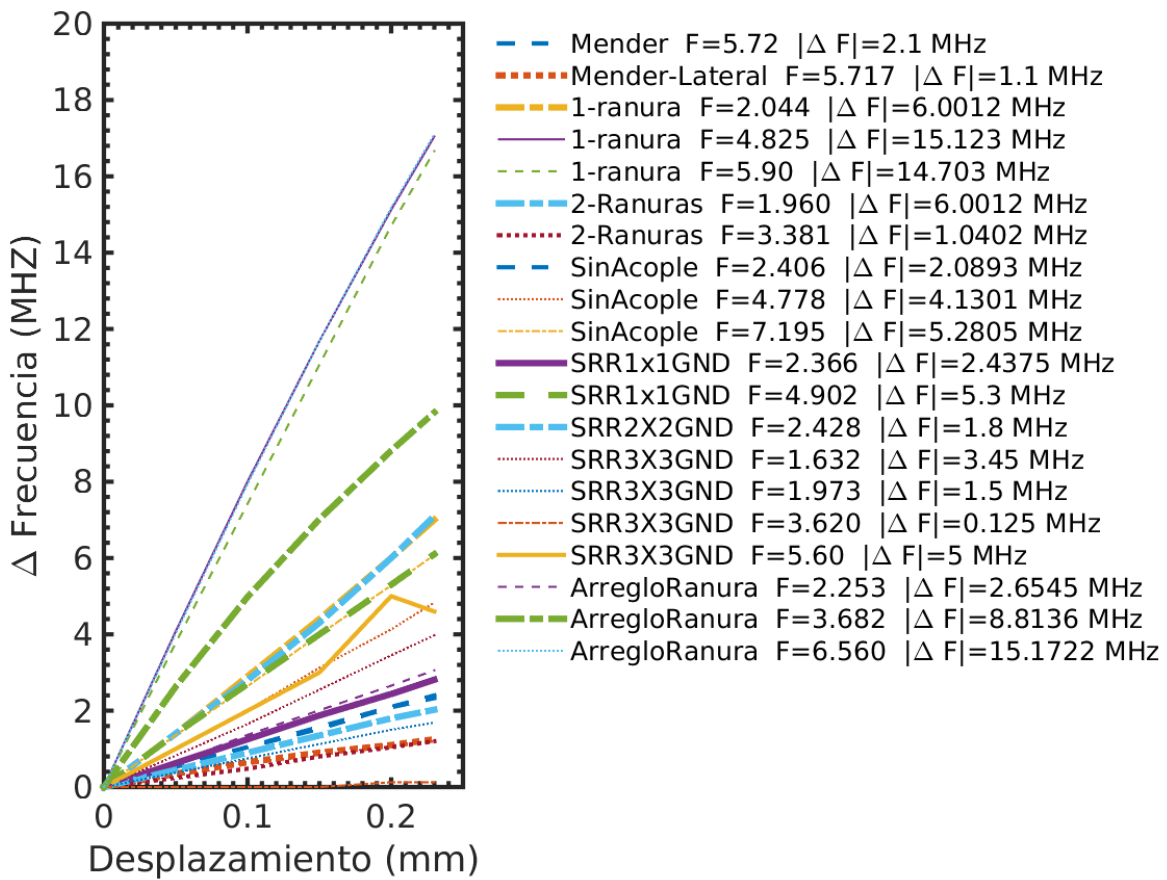
**Figura 4-22:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño antenna de tres elementos metálicos.



**Figura 4-23:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antenna. Diseño antenna con elementos metálicos puerto lateral.



**Figura 4-24:** Variación en el coeficiente de reflexión debido a la deformación de la antena. Diseño de antena de parche rectangular con un arreglo de ranuras en la parte superior.



**Figura 4-25:** Comparación del desempeño de los sensores propuestos en función del corrimiento máximo de frecuencia debido a la deformación.  $\Delta F = |F_{(Displa=1e-5)} - F_{(Displa=0,23)}|$ .

# 5 Optimización

En los resultados de la anterior sección se encontró que el diseño del sensor con mejor desempeño, desde el punto de vista de la sensibilidad, fue el correspondiente a la antena de parche rectangular con un arreglo de ranuras en la parte superior. En esta sección se propone realizar algunas modificaciones adicionales al diseño de la antena, mediante un proceso de optimización, con el objetivo de mejorar el funcionamiento del sensor.

## 5.1. Objetivo

Uno de los objetivos planteados para resolver con la optimización es disminuir el nivel de acople de los picos no deseados, tratando de conservar al máximo el nivel de acople de la frecuencia de operación del sensor. El segundo objetivo, es garantizar que el ancho de banda del pico a -10 dB no supere el valor de 1 MHz, lo que contribuirá a mejorar la resolución del sensor. La modificación del diseño de la antena consiste en un casamiento de impedancias por medio de la técnica de equilibrador reactivo (stub). Los parámetros de diseño del equilibrador son el factor de longitud del stub  $L_s$  y el factor de distancia de colocación desde la carga  $l_a$ . Estos parámetros están relacionados con la longitud y distancia de colocación del stub mediante las expresiones  $Le_s = L_s \times \lambda_g$  y  $P_s = l_a \times \lambda_g$ ; donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda teniendo en cuenta la permitividad del sustrato dieléctrico con el que se construyó la antena. En la tabla 5.1 se muestran los objetivos del proceso de optimización, el espacio de búsqueda y las restricciones. El algoritmo utilizado para lograr la optimización fue el Enjambre de Partículas (PSO, de sus siglas en inglés). CST cuenta con un asistente de optimización que implementa y ejecuta el algoritmo PSO, el cual fue utilizado en esta sección. Un aspecto positivo de usar el asistente es que el tiempo de ejecución del proceso de optimización disminuye comparado con un método que implementa la interfaz de CST con un algoritmo implementado en Matlab o Python. En la tabla 5-2 se muestra la configuración del algoritmo PSO implementado en CST.

## 5.2. Resultados

Los objetivos de la optimización se lograron en un total de 79 evaluaciones del algoritmo, para lo que se requirió un tiempo de ejecución de 28 horas y 6 minutos. En la figura 5-1, se muestra la distancia de cada uno de los objetivos a su respectivo valor óptimo, en función

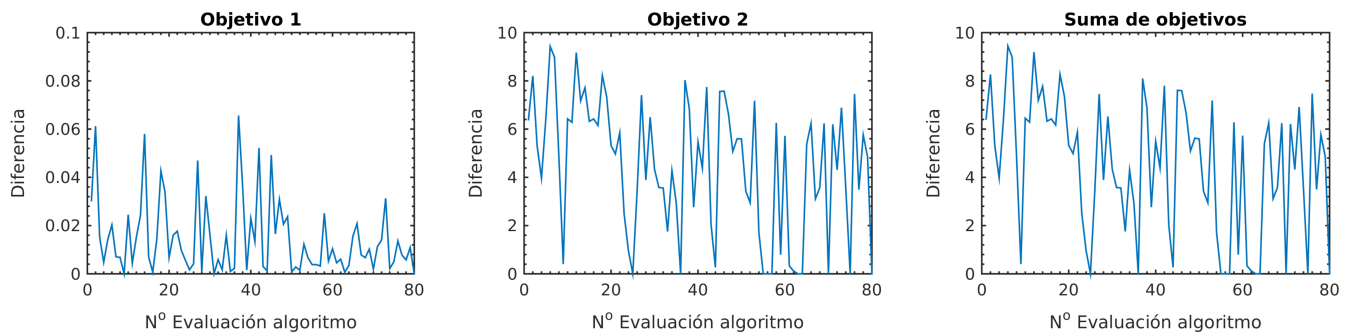
**Tabla 5-1:** Objetivos, espacio de búsqueda y restricciones de la optimización.

<b>Objetivo 1</b>	$BW_{10dB} < 1MHz$ , Peso: 0.4
<b>Objetivo 2</b>	$ S_{11}  < -25$ , Peso: 0.6
<b>Region de búsqueda</b>	$L_s$ (factor de la longitud del acoplador)
	$l_a$ (factor de la posición del acoplador)
<b>Restricciones</b>	$0,3 \leq L_s \leq 0,38$
	$0,15 \leq l_a \leq 0,18$

**Tabla 5-2:** Configuración del algoritmo de optimización.

<b>Tipo de algoritmo</b>	Enjambre de partículas
<b>Tamaño del enjambre</b>	30
<b>Máximo número iteraciones</b>	15
<b>Máximo número evaluaciones</b>	451
<b>Distribución inicial</b>	Hipercubo Latino

del número de evaluación algoritmo. El valor optimo de los parámetros fueron  $L_s = 0,35$  y  $l_a = 0,1691$ . Lo que resulta en una longitud del stub  $L_{e_s} = 14,23$  mm y una posición del stub desde la carga de  $P_s = 6,87$  mm.

**Figura 5-1:** Distancia en los objetivos de optimización para cada una de las evaluaciones del algoritmo.

En la figura 5-2, se muestra un esquemático del diseño resultante del proceso de optimización, y en la figura 5-3, se muestra una comparación del coeficiente de reflexión de la antena antes y después de la optimización. Como se puede observar el proceso de optimización ha cumplido los objetivos planteados, pues ha contribuido a la eliminación de picos de resonancia secundarios, y ha disminuido el coeficiente de reflexión y el ancho de banda a 10 dB. Estos resultados permiten a una mejora en la resolución del sensor y menos posibilidades ruido cuando el sensor sea interrogado de forma inalámbrica.

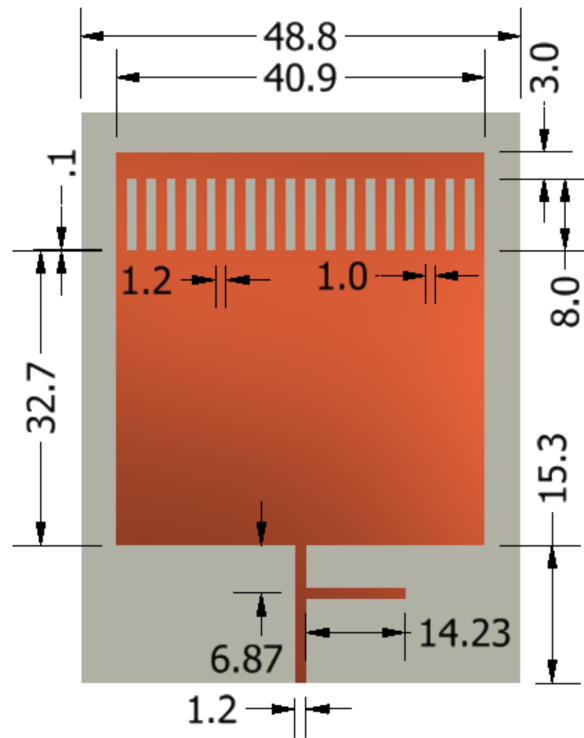


Figura 5-2: Diseño de sensor optimizado.

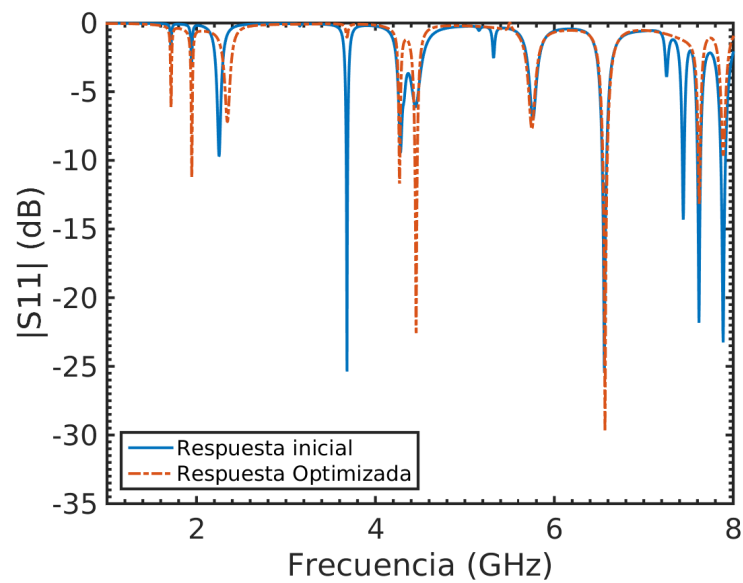


Figura 5-3: Comparación del coeficiente de reflexión de la antena antes y después de la optimización.

# 6 Validación Experimental

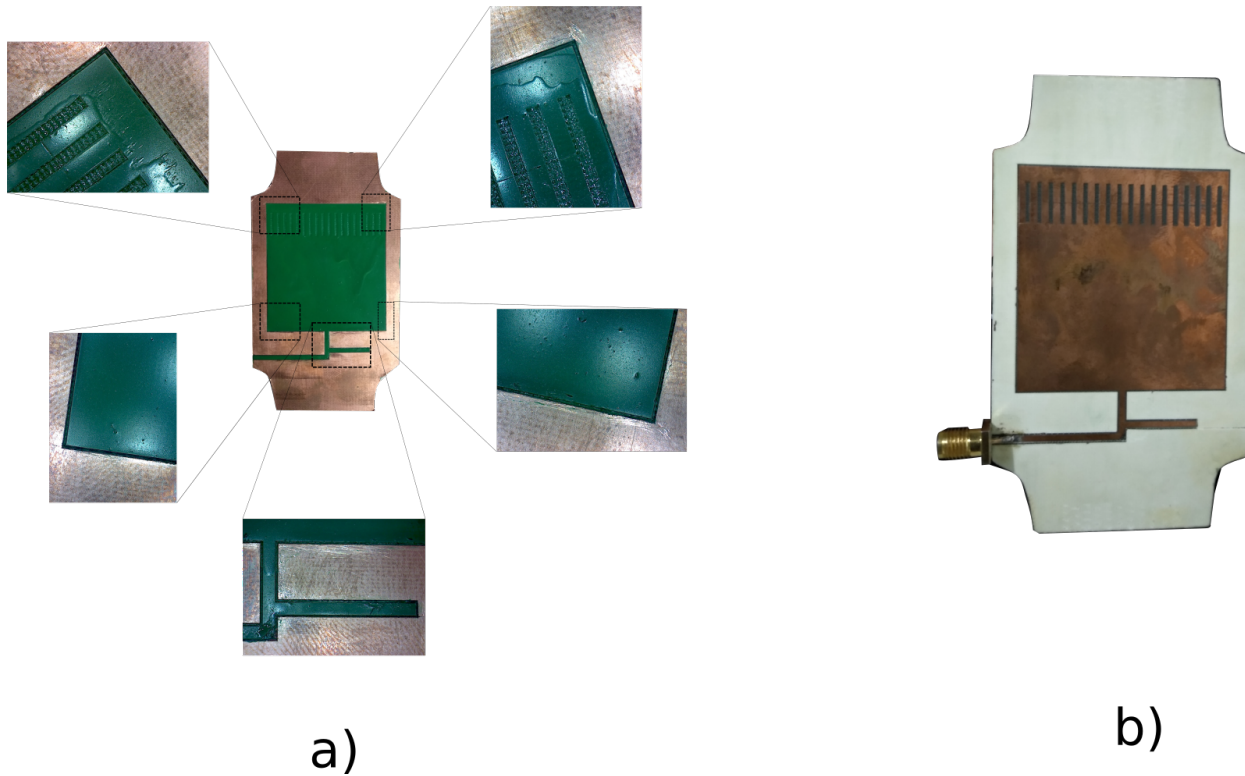
## 6.1. Construcción del sensor

El diseño resultante del proceso de optimización fue el indicado para la construcción del sensor y la validación su desempeño. La construcción del sensor se llevó a cabo usando dos procesos ampliamente conocidos en área de diseño y construcción de dispositivos RF. El primero de estos fue un proceso de fabricación empleando una máquina CNC láser para la remoción del cobre en las zonas más pequeñas y el contorno del parche radiante de la antena. Fue necesario utilizar este equipo, en lugar de un CNC con remoción mecánica (fresas), debido a las pequeñas dimensiones de las ranuras en la capa radiante de la antena. El equipo láser utilizado fue la LPKF ProtoMat D104, el cual tiene una resolución de 0,3  $\mu\text{m}$  debido a que el maquinado lo realiza con un láser; lo que fue suficiente para garantizar un correcto acabado del diseño propuesto. El proceso láser se utilizó solo para retirar el cobre de las ranuras de la antena y los contornos de la misma. Esto permitió realizar un aislamiento de la capa radiante de la antena por un valor de 0,3 mm. El segundo proceso fue la serigrafía y reacción química de una solución de ácido férrico y el cobre sobrante del proceso con la máquina CNC. En la figura **6-1** se muestra el diseño de la antena después del proceso realizado con la CNC láser, y el acabado final después de remover el cobre por la reacción química.

## 6.2. Prueba de deformación

La prueba de deformación de la antena para la validación experimental del funcionamiento del sensor se llevó a cabo en el laboratorio de Materiales Poliméricos del Instituto Tecnológico Metropolitano, con la asistencia de personal especializado en pruebas de tracción usando máquinas universales, pertenecientes al grupo de investigación MATyER. El equipo utilizado para la deformación del sensor fue la máquina de tracción AGS-X, fabricada por la compañía Shimadzu. El ensayo consistió en una prueba de deformación por tensión, utilizando una celda con capacidad de 10 kN. Se configuró un método de aplicación de carga en pasos de 250 N hasta un valor máximo de 1250 N. La velocidad de deformación fue 5 mm/s. Una galga extensiométrica fue utilizada para verificar la cantidad de deformación aplicada. Este dispositivo fue adherido a el plano a tierra de la antena, utilizando un pegamento epoxi. El tipo de La galga extensiométrica utilizada se caracteriza por un factor de galga



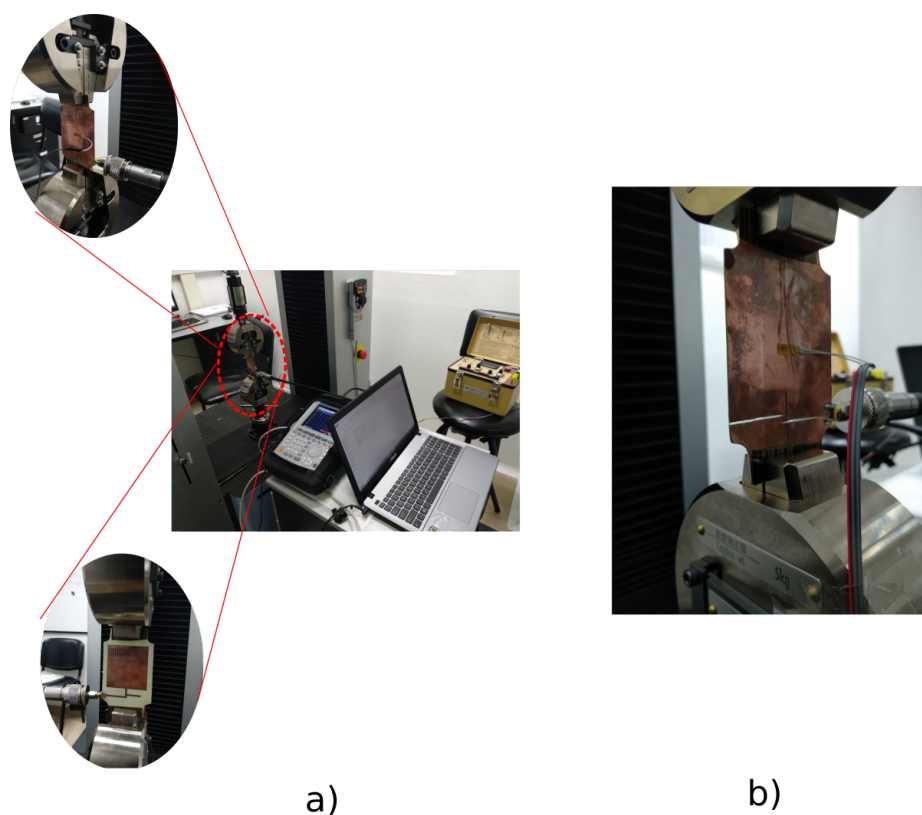


**Figura 6-1:** Prototipo de la antena construida. a) antenas después del aislamiento con el proceso CNC láser. b) Acabado final de la antena prototipo.

de  $2,04 \pm 1,0\%$  y una resistencia de  $351,2 \Omega$ . Los datos de deformación entregados por la galga fueron adquiridos con la ayuda un Puente de Wheatstone en configuración 1/4. Los resultados fueron observados en una pantalla digital y registrados para cada valor de carga. El montaje experimental de la prueba de deformación de la antena es el mostrado en la figura 6-2.

### 6.3. Resultados

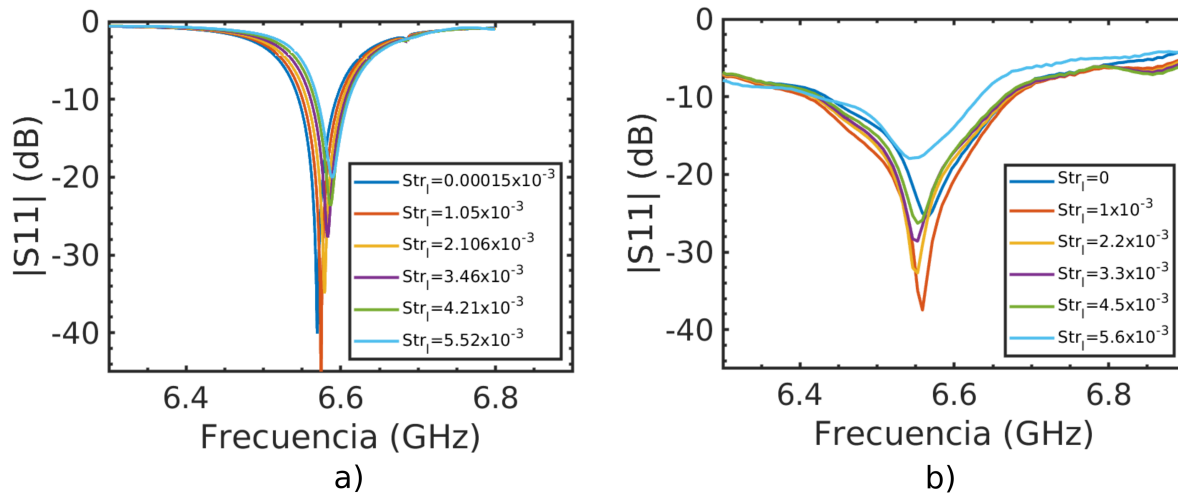
El ensayo de deformación realizado a las antenas mostró que se generan considerables cambios en el coeficiente de reflexión debido a la carga aplicada. Los valores de deformación axial  $Str_l$  aplicados a la antena experimentalmente fueron obtenidos usando la ecuación 2-36 y están comprendidos entre 0 y  $5,6 \times 10^{-2}$ . El modelo simulado de la antena fue evaluado en una rango de deformación de forma que se pudiera realizar la comparación de las dos antenas. Para la antena simulada, los valores de deformación fueron obtenidos del módulo de análisis estructural. Las variaciones del coeficiente de reflexión de los resultados experimentales y simulados son mostradas en la figura 6-3. Además, no solo se presentan corrimientos en la frecuencia de resonancia debido a la deformación, también el nivel de acople o magnitud



**Figura 6-2:** Montaje experimental de la prueba de deformación de la antena. a) Antena en sujeta a las mordazas de la maquina de tracción. b) antena en el momento de la ruptura.

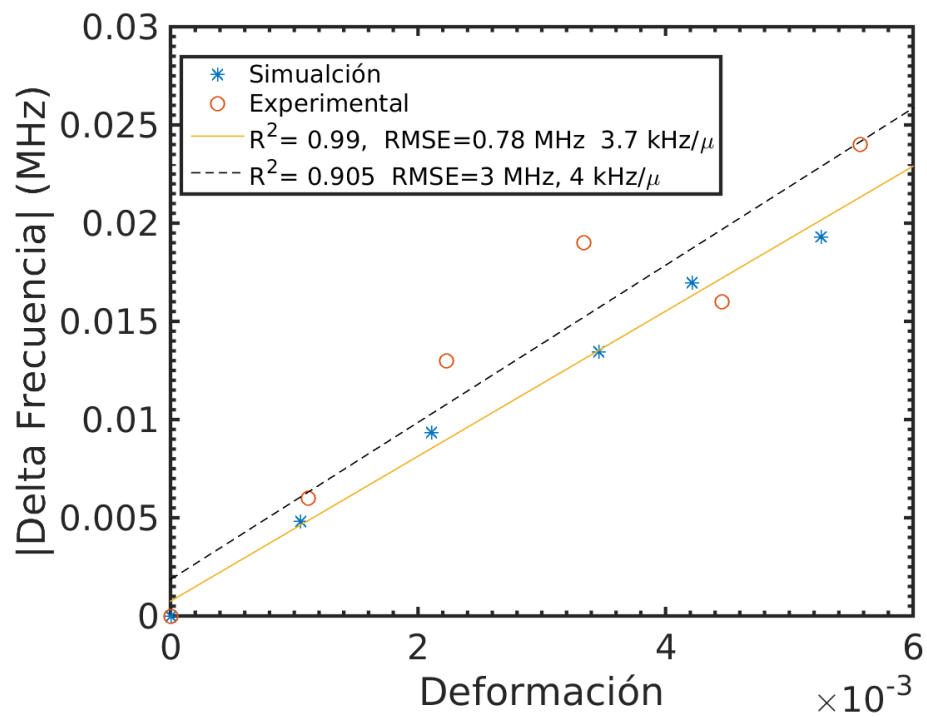
del coeficiente de reflexión toma un valor diferente para cada valor de carga aplicada. De estos resultados se puede apreciar que el pico de resonancia de la antena experimental tiene un ancho de banda de impedancia considerable, aunque este cambia con la deformación, es mucho mayor que su contraparte computacional. Esto evidencia que el diseño del sensor es muy susceptible a pequeños errores en su geometría.

En la figura 6-4, se muestra una comparación, entre los resultados experimentales y simulados, de los corrimientos de la frecuencia de resonancia de la antena propuesta. Para los resultados computacionales se obtuvo un corrimiento máximo de 19,3 MHz mientras que para las medidas experimentales el corrimiento máximo de la frecuencia fue de 24,25 MHz. Para cada caso, se ajustó un polinomio de grado uno con el fin de observar el comportamiento lineal de los datos y determinar la sensibilidad en cada caso. Los resultados del ajuste lineal de los datos computacionales, fueron una pendiente de 3,7 MHz, un coeficiente de determinación  $R^2 = 0,99$  y un error RMSE=0.78 MHz. El ajuste lineal de los datos experimentales obtuvo como resultado, una pendiente de 4 MHz, un  $R^2 = 0,905$  y un RMSE = 3 MHz. El porcentaje de error entre la pendiente de los resultados computacionales y experimentales fue de 7,5 %.



**Figura 6-3:** variaciones en el coeficiente de reflexión debido a la deformación aplicada.

Los resultados encontrados describen a un sensor de alta sensibilidad entre los propuestos en la literatura (ver tabla **2-1**). Cabe mencionar que aunque el proceso de diseño y construcción del sensor propuesto son simples, su sensibilidad es significativa. Por otro lado, la característica de ductilidad de material con el que se construyó este sensor permite que el rango de deformación lineal, y por ende de correcto funcionamiento, sea mayor ( $\approx 5000 \mu\varepsilon$ ) comparado con otras propuestas de sensores.



**Figura 6-4:** Comparación entre los resultados experimentales y simulados de los corrimientos en frecuencia del sensor de deformación propuesto.

# 7 Conclusiones y trabajo a futuro

## 7.1. Conclusiones

En este trabajo se diseñaron y construyeron sensores de deformación basados en antenas microcinta. Se utilizaron dos enfoques para el análisis de las estructuras. El primero de ellos es un enfoque experimental en el cual se realizaron pruebas de deformación (tensión y curvatura) usando una máquina de tracción, y con la ayuda de equipos de medición, como el VNA, se realizó la caracterización eléctrica de los sensores de deformación basados en antenas microcinta con diferentes geometrías. El segundo enfoque es computacional, en el cual se desarrollaron simulaciones numéricas y se construyó un modelo general que permitiera evaluar sensores de cualquier forma geométrica; modelo que tiene un valor agregado en comparación con los modelos analíticos revisados en la literatura. Los resultados permitieron identificar una geometría con mejor desempeño en función de la sensibilidad; geometría que fue optimizada y posteriormente validada de forma experimental, encontrando buena coherencia entre los resultados experimentales y numéricos.

Para cualquier diseño de la antena, las variaciones del coeficiente de reflexión define que el principio de funcionamiento del sensor de deformación se dé correctamente, es por eso que este se considera como una de las características más importantes. También, el  $S_{11}$  describe otras características como la frecuencia de operación, el nivel de acoplamiento del sensor, el rango de operación y la sensibilidad; todas estas relacionadas con la geometría y los tipos de materiales usados para la construcción de la antena. Por otro lado, las propiedades mecánicas de los materiales definen otras características del sensor como la deformación máxima antes de la ruptura, la resistencia a la deformación, y el rango de deformación elástica.

Las evaluaciones experimentales de los diferentes sensores de deformación permitieron aclarar la relación entre el funcionamiento del sensor y los parámetros de diseño de la antena. Los resultados hicieron evidente que, tanto los materiales usados para la construcción como geometría de la antena, definen las características de funcionamiento del sensor. El anterior análisis se puede evidenciar en el capítulo 3. Adicionalmente, lo anterior respondió a la hipótesis de que un diseño específico de la antena de microcinta puede generar mejoras en el funcionamiento del sensor de deformación, lo cual fue reiterado por medio de simulaciones numéricas en la sección 4.3.

Cambios significativos en las características de funcionamiento de una antena de microcinta se pueden lograr con la modificación de la antena por medio de una estructura simple como la ranura rectangular. Utilizando esta geometría y otras variaciones más complejas, como los anillos resonadores, se evidenció que se puede cambiar y mejorar los parámetros del sensor de deformación, tales como la sensibilidad, la frecuencia de operación y el nivel de acoplamiento. Lo anterior puede ser evidenciado en el capítulo 4.

Las diferentes modificaciones en el diseño de la antena constituyen un modelo del sensor con mejores características de funcionamiento. Dichas modificaciones están sujetas a limitaciones o requerimientos que garantizan la viabilidad en el diseño y la construcción del sensor, tales como una frecuencia de operación no mayor a 8 GHz, un tamaño de elemento del orden de cientos de micrómetros o superior y propiedades eléctricas y mecánicas disponibles en las láminas de sustratos dieléctricos. Desde el enfoque computacional, al trabajar en altas frecuencias, los elementos con dimensiones muy pequeñas y la forma geométrica de la antena son limitaciones del moldeamiento del sistema, las cuales pueden contribuir a la discrepancia entre los resultados experimentales y simulados.

La mejora del funcionamiento de un sensor de deformación basado en una antena de microcinta se puede conseguir por medio de la optimización de los parámetros geométricos. Por medio de este procedimiento, descrito en el capítulo 5, se logró encontrar los parámetros óptimos que mejoran el coeficiente de reflexión en la frecuencia de interés y la operación de la antena como sensor de deformación.

Se identificaron las características funcionales más importantes de los diferentes diseños de sensores de deformación, además se esclareció cómo estas se relacionan con los parámetros de diseño de la antena. Se realizaron evaluaciones computacionales de diferentes diseños de antenas, y se logró identificar un modelo con mejores características. Se obtuvo una mejora de este modelo por medio de un proceso de optimización de los parámetros geométricos de la antena. Y finalmente, se validó de forma experimental el sensor de deformación propuesto. Lo anterior da cuenta del cumplimiento de cada uno de los objetivos propuestos en esta tesis.

## 7.2. Trabajo a futuro

Como un trabajo a futuro se propone en primer lugar la exploración del diseño, el análisis y la construcción de sensores de deformación usando diferentes materiales comerciales, como otras láminas de sustratos dieléctricos que no se estudiaron en este trabajo, así como el uso de materiales con características interesantes como los son el grafito y grafeno.

El siguiente trabajo a futuro es abordar la optimización del sensor desde la exploración de arreglos de antenas, dado que es bien conocido que los arreglos se utilizan para alcanzar

características que con un solo elemento no es posible. Este principio se podría aplicar a los sensores de deformación basados en antena de microcinta para lograr mejoras que con un sensor de un solo elemento no son posibles.

Finalmente, sería interesante la exploración de diferentes técnicas de interrogación del sensor. Técnicas inalámbricas y cableadas que permitan una buena acogida del sensor en ambiente industriales.

# Bibliografía

- [1] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, R. Plana, M. M. Tentzeris, and G. R. DeJean, “A newly developed radio frequency wireless passive highly sensitive strain transducer,” in *Sensors, 2011 IEEE*, pp. 211–214, Oct 2011.
- [2] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, G. DeJean, M. M. Tentzeris, and R. Plana, “Novel design of a highly sensitive rf strain transducer for passive and remote sensing in two dimensions,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 1385–1396, March 2013.
- [3] A. Vena, K. Koski, E. Moradi, A. A. Babar, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, and M. M. Tentzeris, “An embroidered two-dimensional chipless strain sensor for wireless structural deformation monitoring,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, pp. 4627–4637, Dec 2013.
- [4] S. Kanaparthi, V. R. Sekhar, and S. Badhulika, “Flexible, eco-friendly and highly sensitive paper antenna based electromechanical sensor for wireless human motion detection and structural health monitoring,” *Extreme Mechanics Letters*, pp.–, 2016.
- [5] A. Daliri, A. Galehdar, W. S. Rowe, S. John, C. H. Wang, and K. Ghorbani, “Quality factor effect on the wireless range of microstrip patch antenna strain sensors,” *Sensors*, vol. 14, no. 1, pp. 595–605, 2014.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [7] J. R. Artunduaga, *Antenas: Conceptos básicos simplificados de funcionamiento y diseño*. Universidad de San Buenaventura de Bogotá, 2010.
- [8] J. Carr and G. Hippiusley, *Practical Antenna Handbook 5/e*. McGraw-Hill/TAB Electronics, 2011.
- [9] D. Fleisch, *A Student’s guide to Maxwell’s equations*. Cambridge University Press, 2008.
- [10] J. C. Maxwell, *A treatise on electricity and magnetism*, vol. 1. Clarendon press, 1881.
- [11] S. Silver, *Microwave antenna theory and design*. No. 19, Iet, 1949.
- [12] R. N. Vela, *Líneas de transmisión*. McGraw-Hill, 1999.
- [13] W. S. Levine, *The control handbook*. CRC press, 1996.



- 
- [14] D. Meschede, *Gerthsen physik*. Springer-Verlag, 2015.
- [15] P. Ferdinand and E. R. Johnston, *Mecánica de materiales*. McGraw-Hill, 1993.
- [16] R. C. Hibbeler, *Mecánica de materiales*. Pearson educación, 2006.
- [17] J. Yao, S. Tjuatja, and H. Huang, “Real-time vibratory strain sensing using passive wireless antenna sensor,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 8, pp. 4338–4345, 2015.
- [18] C. Cho, X. Yi, D. Li, Y. Wang, and M. M. Tentzeris, “Passive wireless frequency doubling antenna sensor for strain and crack sensing,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 14, pp. 5725–5733, 2016.
- [19] H. Lee, G. Shaker, V. Lakafosis, R. Vyas, T. Thai, S. Kim, X. Yi, Y. Wang, and M. Tentzeris, “Antenna-based “smart skin” sensors for sustainable, wireless sensor networks,” in *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 189–193, IEEE, 2012.
- [20] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, G. DeJean, M. M. Tentzeris, and R. Plana, “Novel design of a highly sensitive rf strain transducer for passive and remote sensing in two dimensions,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1385–1396, 2013.
- [21] X. Yi, T. Wu, Y. Wang, and M. M. Tentzeris, “Sensitivity modeling of an rfid-based strain-sensing antenna with dielectric constant change,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 11, pp. 6147–6155, 2015.
- [22] D. Ahbe, S. Beer, T. Zwick, Y. Wang, and M. M. Tentzeris, “Dual-band antennas for frequency-doubler-based wireless strain sensing,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 216–219, 2012.
- [23] A. Vena, K. Koski, E. Moradi, A. A. Babar, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and M. M. Tentzeris, “An Embroidered Two-Dimensional Chipless Strain Sensor for Wireless Structural Deformation Monitoring,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, pp. 4627–4637, dec 2013.
- [24] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, G. Dejean, M. Mtentzeris, and R. Plana, “Novel design of a highly sensitive RF strain transducer for passive and remote sensing in two dimensions,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1385–1396, 2013.
- [25] U. Tata, H. Huang, R. Carter, and J. Chiao, “Exploiting a patch antenna for strain measurements,” *Measurement Science and Technology*, vol. 20, no. 1, p. 015201, 2008.
- [26] P. Lopato and M. Herbko, “A circular microstrip antenna sensor for direction sensitive strain evaluation,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, p. 310, jan 2018.

- [27] L. Pei, C. Liu, J. Li, J. Zheng, S. Yu, and L. Wu, “Highly Sensitive Axial Strain Fiber Laser Sensor Based on All-Fiber Acousto-Optic Tunable Filter,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 2430–2433, dec 2014.
- [28] Q. Liu, T. Tokunaga, K. Mogi, H. Matsui, H. F. Wang, T. Kato, and Z. He, “Ultrahigh Resolution Multiplexed Fiber Bragg Grating Sensor for Crustal Strain Monitoring,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, pp. 996–1003, jun 2012.
- [29] Z. Xu, Q. Sun, J. Wo, R. Liang, and D. Liu, “A fiber volume strain sensor based on Mach-Zehnder interferometer,” in *2012 IEEE Sensors*, pp. 1–4, IEEE, oct 2012.
- [30] P. A. R. Tafulo, P. A. S. Jorge, J. L. Santos, F. M. Araujo, and O. Frazao, “Intrinsic Fabry–Pérot Cavity Sensor Based on Etched Multimode Graded Index Fiber for Strain and Temperature Measurement,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 12, pp. 8–12, jan 2012.
- [31] P. Wang, L. Xian, and H. Li, “Fabrication of Phase-Shifted Long-Period Fiber Grating and Its Application to Strain Measurement,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, pp. 557–560, mar 2015.
- [32] J. Tie, D. Smith, and R. Liu, “Metamaterial: Theory, design, and applications,” 2010.
- [33] T. Chen, S. Li, and H. Sun, “Metamaterials application in sensing,” *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 12, pp. 2742–65, jan 2012.
- [34] R. Melik, E. Unal, N. K. Perkgoz, C. Puttlitz, and H. V. Demir, “Metamaterial-based wireless strain sensors,” *Applied Physics Letters*, vol. 95, no. 1, pp. 137–139, 2009.
- [35] R. Melik, E. Unal, N. Kosku Perkgoz, C. Puttlitz, and H. V. Demir, “Flexible metamaterials for wireless strain sensing,” *Applied Physics Letters*, vol. 95, no. 18, p. 181105, 2009.
- [36] E. Reyes-Vera, D. Senior, J. Luna-Rivera, and F. López-Giraldo, “Advances in electromagnetic applications and communications,” *TecnoLógicas*, vol. 21, pp. 9–13, Sep. 2018.
- [37] U. Kaatzte, “Measuring the dielectric properties of materials. Ninety-year development from low-frequency techniques to broadband spectroscopy and high-frequency imaging,” *Measurement Science and Technology*, vol. 24, p. 012005, jan 2013.
- [38] E. Reyes-Vera, G. Acevedo-Osorio, M. Arias-Correa, and D. E. Senior, “A submersible printed sensor based on a monopole-coupled split ring resonator for permittivity characterization,” *Sensors*, vol. 19, no. 8, 2019.

- [39] C. Valencia-Balvín, S. Pérez-Walton, and J. Osorio-Guillén, “First principles calculations of the electronic and dielectric properties of  $\lambda$ -ta2o5,” *TecnoLógicas*, vol. 21, pp. 43–52, Sep. 2018.
- [40] R. Montoya-Montoya and N. Gaviria-Gómez, “Estimation of relative permittivity of printed circuit board with fiber glass epoxy as dielectric for uhf applications,” *TecnoLógicas*, pp. 555–562, Nov. 2013.
- [41] D. Catano-Ochoa, D. E. Senior, F. Lopez, and E. Reyes-Vera, “Performance analysis of a microstrip patch antenna loaded with an array of metamaterial resonators,” in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 281–282, IEEE, jun 2016.
- [42] E. Reyes-vera, M. Arias-correa, D. Cataño-Ochoa, A. Giraldo-Muñoz, and J. Santa-Marin, “Development of an Improved Response Ultra-wideband Antenna Based on Conductive Adhesive of Carbon Composite,” *PIER C*, vol. x, no. November, 2017.
- [43] O. D. Ossa Molina, A. L. Forero Camen, C. Espinal Ramirez, E. E. Reyes Vera, and F. E. López Giraldo, “Efectos en el coeficiente de reflexión de una antena de microcinta rectangular debidos a las modificaciones de posición de una ranura en la capa radiante,” *Revista EIA*, vol. 14, p. 85, apr 2018.
- [44] S. Jaramillo-Flórez and S. Ramírez-Macías, “A quarter ellipse microstrip resonator for filters in microwave frequencies,” *TecnoLógicas*, pp. 529–541, Nov. 2013.
- [45] S. Jaramillo-Flórez, “Filters at microwaves frequencies with double confocal elliptical ring resonator,” *TecnoLógicas*, pp. 517–528, Nov. 2013.
- [46] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [47] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [48] A. Gangwar and M. Alam, “A ssrr based multiband antenna for mobile phone,” in *Communication (NCC), 2016 Twenty Second National Conference on*, pp. 1–4, IEEE, 2016.
- [49] L. M. Castellanos, F. Lopez, and E. Reyes-Vera, “Metamateriales: principales características y aplicaciones,” *Revista de la Academia Colombiana de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales*, vol. 40, p. 395, oct 2016.