



**UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO**

---

---

**CAMPUS IRAPUATO - SALAMANCA  
DIVISIÓN DE INGENIERÍAS**

**Medición de anisotropía dieléctrica de materiales a  
frecuencias de microondas**

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
(INSTRUMENTACIÓN Y SISTEMAS DIGITALES)**

**PRESENTA:**

**Ing. Evelyn L. Vargas López**

**DIRECTORES:**

Dr. José Roberto Reyes Ayona  
Dr. Alonso Corona Chávez

Salamanca, GTO.

Mayo del 2017.

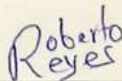
Salamanca, Gto., a 16 de mayo del 2018.

M. en I. HERIBERTO GUTIÉRREZ MARTIN  
JEFE DE LA UNIDAD DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR  
P R E S E N T E.-

Por medio de la presente, se otorga autorización para proceder a los trámites de impresión, empastado de tesis y titulación al alumno(a) Evelyn Lizeth Vargas López del *Programa de Maestría en Ingeniería eléctrica* y cuyo número de *NUA* es: 145748 del cual soy director. El título de la tesis es: *Medición de Anisotropía dieléctrica de materiales a frecuencias de microondas.*


Hago constar que he revisado dicho trabajo y he tenido comunicación con los sinodales asignados para la revisión de la tesis, por lo que no hay impedimento alguno para fijar la fecha de examen de titulación.

ATENTAMENTE

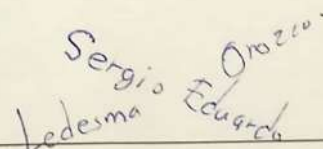


Dr. José Roberto Reyes Ayona.  
DIRECTOR DE TESIS  
SECRETARIO

Dr. Alonso Corona Chávez.  
CODIRECTOR DE TESIS



Dr. Edgar Alvarado Méndez.  
PRESIDENTE



Dr. Sergio Eduardo Ledesma Orozco.  
VOCAL

---

# *Tabla de contenido*

---

Capítulo 1.....	1
INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 ANTECEDENTES.....	1
1.2 OBJETIVOS .....	2
1.2.1 Objetivo General.....	2
1.2.2 Objetivos Particulares.....	2
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	2
1.4 ESTRUCTURA DEL TRABAJO .....	3
Capítulo 2.....	4
MARCO TEÓRICO.....	4
2.1 LINEAS DE TRANSMISIÓN.....	4
2.1.1 Propagación de la onda en una línea de transmisión .....	5
2.1.2 Sin pérdidas en la línea.....	7
2.1.3 Terminación de una línea de transmisión sin pérdidas .....	7
2.1.4 Casos especiales de terminaciones de líneas sin pérdida.....	10
2.2 TECNOLOGIA DE CINTA EMPOTRADA.....	11
2.2.1 Fórmulas para la constante de propagación e impedancia característica en una cinta empotrada .....	12
2.3 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (parámetros S) .....	13
Entonces, los parámetros S para esta red vienen determinados como.....	15
2.4 RESONADORES.....	15
2.4.1 Pérdidas considerables en resonadores de microcinta.....	17
2.5 MODO PAR E IMPAR .....	17
2.5.1 Capacitancias de modo par e impar .....	18
2.6 ANISOTROPÍA.....	20
Capítulo 3.....	22
SENSOR PARA MEDICIÓN DE ANISOTROPÍA.....	22
3.1 ESTADO DEL ARTE.....	22
3.2 DISEÑO DEL DISPOSITIVO DE MEDICIÓN.....	23

3.3 CONSTRUCCIÓN DEL DISPOSITIVO .....	25
3.4 MEDICIÓN .....	26
3.5 OBTENCIÓN ANISOTRÓPICA DEL DISPOSITIVO DE MEDICIÓN .....	28
Capítulo 4.....	37
MEDICIÓN DE ALGUNOS MATERIALES.....	37
4.1 SUSTRATO RO 6010 .....	37
4.2. CARTÓN SECO.....	45
4.3 CARTÓN MOJADO.....	52
Capítulo 5.....	59
SENSADO DE GRADIENTE DE HUMEDAD .....	59
5.1 ESTADO DEL ARTE .....	59
5.2 MEDICIONES .....	60
5.3 RESULTADOS .....	66
Capítulo 6.....	69
CONCLUSIONES.....	69
6.1. CONCLUSIONES .....	69
6.2 TRABAJOS FUTUROS .....	70
Referencias Bibliográficas.....	71

## ÍNDICE DE FIGURA

<b>Figura 2.1.</b> (a) Definición de voltaje y corriente, (b) Circuito equivalente con elementos concentrados [9].	4
<b>Figura 2.2.</b> Línea de transmisión terminada en una impedancia de carga [9].	8
<b>Figura 2.3.</b> Línea de transmisión terminada en corto circuito [9].	10
<b>Figura 2.4.</b> Línea de transmisión terminada en circuito abierto [9].	11
<b>Figura 2.5.</b> línea de transmisión cinta empotrada, (a) Geometría y (b) líneas de campo eléctrico y magnético [9].	11
<b>Figura 2.6.</b> Red arbitraria en microondas de N puertos [9].	13
<b>Figura 2.7.</b> Parámetros de dispersión vistos en una red de dos puertos [10].	14
<b>Figura 2.8.</b> Algunas configuraciones comunes de resonadores ,a) elementos concentrados, b) elementos cuasi-concentrados, c) resonador de línea $\lambda g/4$ (derivación de resonancia serie), d) resonador de línea $\lambda g/4$ (derivación de resonancia paralelo), e) resonador de línea $\lambda g/2$ , f) resonador de anillo, g) resonador de parche circular, y h) resonador de parche triangular [11].	16
<b>Figura 2.9.</b> Modos de dos líneas de microcinta acopladas. a) modo par y b) modo impar [11].	17
<b>Figura 2.10.</b> Cinta empotrada con dos líneas de transmisión simétricas [13].	19
<b>Figura 2.11.</b> Ejemplo de un material anisotrópico [16].	20
<b>Figura 3.1.</b> a) Diseño en SONNET, b) fabricación del resonador y c) resonador completo [6].	23
<b>Figura 3.2.</b> a) Campo eléctrico en modo par y b) Campo eléctrico en modo impar [7].	23
<b>Figura 3.3.</b> Diseño del dispositivo de medición: a) diseño de líneas de resonancia y b) Diseño en el sustrato.	24
<b>Figura 3.4.</b> Simulación del diseño en SONNET.	25
<b>Figura 3.5.</b> Implementación completa del diseño del sensor.	25
<b>Figura 3.6.</b> Vista del sensor: a) Interna y b) externa.	26
<b>Figura 3.7.</b> a) analizador vectorial de red, b) conexión del dispositivo.	27
<b>Figura 3.8.</b> Subcircuito generado de los datos de la medición.	27
<b>Figura 3.9.</b> Esquema para la obtención del modo común (par) y diferencial (impar).	27
<b>Figura 3.10.</b> Diagrama para la obtención del delta de frecuencia experimental.	28
<b>Figura 3.11.</b> Datos experimentales graficados en software AWR.	28
<b>Figura 3.12.</b> (a) Esquemático para la conexión del subcircuito con el híbrido de $180^\circ$ , y (b) matriz de transferencia del divisor de potencia híbrido a $180^\circ$ .	29
<b>Figura 3.13.</b> Gráfica de modo común (par) y modo diferencial (impar) de los datos medidos.	30
<b>Figura 3.14.</b> Diagrama para la obtención del delta de frecuencia simulado.	31
<b>Figura 3.15.</b> Gráfica $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f_2$ del segundo par de frecuencias.	33
<b>Figura 3.16.</b> Gráfica de modo común (par) y diferencial (impar) obtenidas de simulación.	34
<b>Figura 3.17.</b> Gráfica de modo común (par) experimental y simulada.	34

<b>Figura 3.18.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) experimental y simulada.....	35
<b>Figura 4.1.</b> Muestra RO6010. ....	37
<b>Figura 4.2.</b> Estructura de implementación para medición del R O6010.....	38
<b>Figura 4.3.</b> Simulación en SONNET con la muestra RO 6010. ....	38
<b>Figura 4.4.</b> Muestra del sustrato RO 6010 en el dispositivo de medición. ....	39
<b>Figura 4.5.</b> Datos medidos del sustrato RO 6010 graficados en el software AWR.....	39
<b>Figura 4.6.</b> Gráficas de modo común (par) y diferencial (impar) de la muestra RO 6010. .....	40
<b>Figura 4.7.</b> Gráfica $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f_1$ del primer par de frecuencias. ....	41
<b>Figura 4.8.</b> Gráfica $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f_2$ del segundo par de frecuencias. ....	42
<b>Figura 4.9.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) y modo común (par) obtenidas de simulación.....	43
<b>Figura 4.10.</b> Gráfica de modo común (par) simulado y experimental. ....	43
<b>Figura 4.11.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) simulado y experimental.....	44
<b>Figura 4.12.</b> Muestra de cartón. ....	45
<b>Figura 4.13.</b> Estructura de implementación para medición del cartón.....	45
<b>Figura 4.14.</b> Muestra de cartón en el dispositivo de medición. ....	46
<b>Figura 4.15.</b> Datos medidos de catón graficados en el software AWR.....	46
<b>Figura 4.16.</b> Simulación en SONNET con la permitividad encontrada del cartón.....	47
<b>Figura 4.17.</b> Gráficas de modo común (par) y diferencial (diferencial) de la muestra de cartón.....	47
<b>Figura 4.18.</b> Gráfica $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f_1$ del primer par de frecuencias. ....	48
<b>Figura 4.19.</b> Gráfica $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f_2$ del segundo par de frecuencias. ....	49
<b>Figura 4.20.</b> Gráfica de modo común (par) y modo diferencial (impar) obtenidas de simulación.....	50
<b>Figura 4.21.</b> Gráfica de modo común (par) simulada y experimental. ....	50
<b>Figura 4.22.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) simulada y experimental. ....	51
<b>Figura 4.23.</b> Muestra de cartón mojado.....	52
<b>Figura 4.24.</b> Estructura para la medición del cartón mojado.....	52
<b>Figura 4.25.</b> Muestra en el dispositivo de medición. ....	53
<b>Figura 4.26.</b> Datos medidos del cartón mojado graficados en el software AWR.....	53
<b>Figura 4.27.</b> Simulación en SONNET con la permitividad encontrada del cartón mojado. .....	54
<b>Figura 4.28.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) y común (par) de la muestra de cartón mojado.....	54
<b>Figura 4.29.</b> Gráfica obtenida de $\Delta\epsilon$ vs $\Delta f$ .....	55
<b>Figura 4.30.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) y modo común (par) obtenidas de simulación.....	56
<b>Figura 4.31.</b> Gráfica de modo común (par) experimental y simulada. ....	57
<b>Figura 4.32.</b> Gráfica de modo diferencial (impar) experimental y simulada. ....	57
<b>Figura 5.1.</b> a) esquema de resonador de guía de onda coplanar en un anillo de ranura y b) esquema de antena tipo parche [40]. ....	60
<b>Figura 5.2.</b> Esquema para la medición del gradiente de Humedad.....	60

<b>Figura 5.3.</b> Muestras de cartón para la prueba 1.....	61
<b>Figura 5.4.</b> Balanza usada para el peso de las muestras.....	61
<b>Figura 5.5.</b> Pasos de ubicación de las muestras dentro del sensor, a) Sensor y muestras (mojada y seca), b) capa 1 (muestra seca) puesta en el sustrato que contiene las líneas de resonancia, c) vista superior y lateral de la capa 2 (muestra mojada) sobre la capa 1, d) vista superior y lateral del sensor con las muestras en él y e) sensor finalmente cerrado.....	62
<b>Figura 5.6.</b> Muestras de cartón para la prueba 2.....	64
<b>Figura 5.7.</b> Resultados de la Prueba 1.....	67
<b>Figura 5.8.</b> Resultados de la Prueba 2.....	67
<b>Figura 5.9.</b> Resultados de la Prueba 3. ....	68

## INDICE DE TABLAS

<b>Tabla 3.1.</b> Frecuencias de resonancia de la Figura 3.11. ....	29
<b>Tabla 3.2.</b> Registro de frecuencias de la Figura 3.13. ....	30
<b>Tabla 3.3.</b> Datos obtenidos de la variación del delta de permitividad. ....	32
<b>Tabla 3.4.</b> Datos finales de las permitividades encontradas del sensor. ....	33
<b>Tabla 3.5.</b> Resultados finales. ....	35
<b>Tabla 4.1.</b> Características de la muestra RO 6010. ....	37
<b>Tabla 4.2.</b> Frecuencias de resonancia de la Figura 4.5. ....	39
<b>Tabla 4.3.</b> Frecuencias obtenidas de las gráficas común y diferencial de la Figura 4.6. ....	40
<b>Tabla 4.4.</b> Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad. ....	41
<b>Tabla 4.5.</b> Datos finales de las permitividades encontradas del sustrato. ....	42
<b>Tabla 4.6.</b> Resultados finales. ....	44
<b>Tabla 4.7.</b> Características físicas de la muestra de cartón, ....	45
<b>Tabla 4.8.</b> Frecuencias de resonancia obtenidas en la Figura 4.20. ....	46
<b>Tabla 4.9.</b> Frecuencias obtenidas de las gráficas común y diferencial de la Figura 4.22. ....	48
<b>Tabla 4.10.</b> Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad. ....	48
<b>Tabla 4.11.</b> Frecuencias obtenidas del delta de permitividad encontrado. ....	49
<b>Tabla 4.12.</b> Datos finales de las permitividades encontradas del cartón. ....	49
<b>Tabla 4.13.</b> Resultados finales. ....	51
<b>Tabla 4.14.</b> Características físicas de la muestra de cartón mojado. ....	52
<b>Tabla 4.15.</b> Frecuencias de resonancia de la Figura 4.31. ....	53
<b>Tabla 4.16.</b> Frecuencias de resonancia de la Figura 4.33, ....	55
<b>Tabla 4.17.</b> Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad. ....	55
<b>Tabla 4.18.</b> Datos finales de las permitividades encontradas del cartón mojado. ....	56
<b>Tabla 4.19.</b> Resultados finales. ....	57
<b>Tabla 5.1.</b> Medidas iniciales de las muestras de la Figura 5.2. ....	61
<b>Tabla 5.2.</b> Peso de la capa 2 después de ser mojada. ....	62
<b>Tabla 5.3.</b> Registro de los datos de medición (prueba 1). ....	63
<b>Tabla 5.4.</b> Permitividades medidas en cada toma de datos de la primera prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2. ....	63
<b>Tabla 5.5.</b> Peso de la capa 2 después de ser mojada. ....	64
<b>Tabla 5.6.</b> Registro de los datos de medición (prueba 2). ....	65
<b>Tabla 5.7.</b> Permitividades medidas en cada toma de datos de la segunda prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2. ....	65
<b>Tabla 5.8.</b> Medidas iniciales de las muestras para la prueba 3. ....	65
<b>Tabla 5.9.</b> Peso de la capa 2 después de ser mojada. ....	65
<b>Tabla 5.10.</b> Registro de los datos de medición (prueba 3). ....	66
<b>Tabla 5.11.</b> Permitividades medidas en cada toma de datos de la Tercera prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2. ....	66



# RESÚMEN

La finalidad de este proyecto de tesis fue la de caracterizar y así poder conocer la calidad de algunos materiales a los que usualmente se les considera que cuentan con una constante dieléctrica ( $\epsilon$ ) isotrópica. Para poder realizar esto, se tuvo que diseñar un dispositivo de medición de permitividad dieléctrica que permita conocer que tan anisotrópico es un material en lo que respecta a su permitividad o si por el contrario no lo es. Además, bajo este concepto de anisotropía, se propone implementar a este dispositivo de medición como un sensor de gradiente de humedad.

El dispositivo de medición diseñado cuenta con la tecnología de microcinta empotrada, la cual permitió realizar mediciones de algunas muestras como lo fueron: el sustrato RO6010 y cartón (en diferentes condiciones mojado y seco) obteniendo de esta manera su anisotropía.

El diseño del dispositivo está basado en un resonador de microcinta de modo dual el cual es implementado en el sustrato FR4. Este resonador de modo dual tiene una frecuencia de resonancia de 1.198 GHz. Bajo el concepto de modo par (común) e impar (diferencial) se genera un delta de frecuencia, este delta de frecuencia se debe a la diferencia de las frecuencias de resonancia de cada uno de estos modos. Y en base a los diferentes valores de las frecuencias de resonancia se determinó la anisotropía dieléctrica del dispositivo de medición, así como la de los diferentes materiales medidos.

Cada uno de los modos (par e impar) aportan una distribución de campo eléctrico en diferentes direcciones. Es decir, estos modos crean ya sea un campo horizontal (el cual es paralelo a la superficie del sustrato) o un campo vertical (que es perpendicular a la superficie del sustrato). Por lo que se considera a la anisotropía dieléctrica en dos direcciones ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ ).

Una vez que fue validado el dispositivo de medición, se realizaron pruebas que permitieran implementar este dispositivo como sensor de gradiente de humedad. Estas pruebas consisten en dos muestras de cartón, una mojada y otra seca, las cuales son puestas dentro del sensor con la finalidad de que la muestra mojada le transfiriera humedad a la muestra seca en determinados intervalos de tiempo.

Como resultado de esta investigación, se obtuvieron las anisotropías dieléctricas del sensor y de diferentes materiales medidos. De la misma forma, se logró observar el comportamiento del delta de frecuencia al transferirse humedad entre las dos muestras de cartón en las pruebas realizadas para el sensor de gradiente de humedad.

# Capítulo 1

---

## INTRODUCCIÓN

---

La implementación de un sensor para la medición de anisotropía dieléctrica se desarrolla con la finalidad de poder tener una caracterización más precisa de algún material de interés particular. También, se desea que este sensor funcione en el rango de las microondas, ya que existen sustratos que a pesar de que son considerados isotrópicos la realidad es que su fabricación está basada en la composición de dos o más materiales. Esto hace que dichos sustratos no sean homogéneos, lo cual influye notablemente en el comportamiento de los campos eléctricos dentro de dicho material [1], haciendo que los sustratos tengan anisotropía. La constante dieléctrica relativa es una de las características que cambian cuando un material es anisotrópico,

El sensor, busca establecer conceptos conocidos como lo es modo par e impar en los resonadores, ya que son base de la estrategia para el desarrollo del proyecto. Así, con la implementación de un resonador dual como sensor, se logró realizar mediciones a algunos materiales para conocimiento de su anisotropía dieléctrica, a partir de las frecuencias generadas por los modos: par e impar, los cuales se encuentran generados por los campos eléctricos verticales (perpendicular a la superficie del sustrato) y horizontales (paralelos a la superficie del sustrato) [1] respectivamente.

Por otro lado, este proyecto busca que el sensor pueda usarse como sensor de gradiente de humedad bajo el mismo concepto de anisotropía dieléctrica, como se observará en más adelante.

### 1.1 ANTECEDENTES

Muchos de los materiales utilizados como sustratos para circuitos de microondas o antenas de circuito impreso presentan una anisotropía dieléctrica, que se produce naturalmente en el material o se introduce durante el proceso de manufactura [2-5]. El desarrollo de métodos precisos y técnicas de optimización para el diseño de circuitos de microondas requiere un conocimiento preciso de la constante dieléctrica del material de sustrato. Es bien reconocido que las variaciones en el valor de la constante dieléctrica del material del sustrato, así como las posibles variaciones del valor de  $\epsilon$  para diferentes lotes de material, introducen errores en el diseño de circuitos integrados y reduce la repetibilidad de los circuitos integrados [6-7]. Por estas razones,

es fundamental el conocimiento a fondo de la anisotropía. Además, para el diseño de ciertos circuitos, la presencia de anisotropía ha servido para mejorar el rendimiento de los circuitos, tal es el caso de acopladores híbridos [8].

## **1.2 OBJETIVOS**

### **1.2.1 Objetivo General**

Proponer una metodología y diseñar un dispositivo para medir la anisotropía dieléctrica de materiales y sustratos planos a frecuencias de microondas.

### **1.2.2 Objetivos Particulares**

- Investigar sobre diversas metodologías para la medición de anisotropía dieléctrica en materiales a frecuencias de microondas.
- Diseñar y construir un dispositivo de laboratorio para la medición de la anisotropía
- Validación experimental con mediciones de anisotropía de diferentes materiales tales como sustratos planos de FR4 y Duroid.
- Proponer como aplicación del dispositivo, el sensado de gradiente de humedad bajo el concepto de anisotropía.

## **1.3 JUSTIFICACIÓN**

Para la mejora del desempeño de los circuitos de microondas es necesario conocer a fondo las características de los materiales y sustratos que se utilizan en el diseño. Por ello, es prioritario saber las características anisotrópicas de los materiales que se utilizan, ya que la mayoría de estos son considerados isotrópicos sin serlo. Por lo tanto, en este trabajo se desarrollará una metodología y se diseñará un dispositivo capaz de realizar mediciones en laboratorio de anisotropía de diferentes materiales a frecuencias de microondas.

## 1.4 ESTRUCTURA DEL TRABAJO

La tesis está dividida en 6 capítulos, descritos a continuación:

- **Capítulo 1. Introducción.** En este capítulo se encuentra una breve descripción del proyecto, así como la justificación, los objetivos y algunos de los antecedentes del proyecto, permitiendo tener una visión de lo que es el planteamiento y la realización el proyecto.
- **Capítulo 2. Marco teórico.** Así mismo, en este capítulo se expone teoría básica que es base para la implementación y análisis del proyecto.
- **Capítulo 3. Sensor para la medición de anisotropía.** En este capítulo se encuentra un estado del arte de algunos de los trabajos ya realizados, los cuales son bases fundamentales para el desarrollo del proyecto. Además, se describe el desarrollo del dispositivo de medición (diseño, simulación, construcción y medición), la metodología para encontrar su anisotropía dieléctrica y los resultados obtenidos.
- **Capítulo 4. Medición de algunos materiales.** Se presentan las mediciones realizadas a algunos materiales, en las que se encontraron la anisotropía dieléctrica de estas.
- **Capítulo 5. Sensado de gradiente de humedad.** Con el fin de darle aplicación al dispositivo de medición como sensor de gradiente de humedad bajo el concepto de anisotropía dieléctrica, este capítulo describe algunas pruebas realizadas en las que se pudiera medir cambios de humedad.
- **Capítulo 6. Conclusiones y trabajos Futuros.** Finalmente, en este capítulo se darán las conclusiones de este trabajo y las posibles mejoras de este para trabajos futuros.

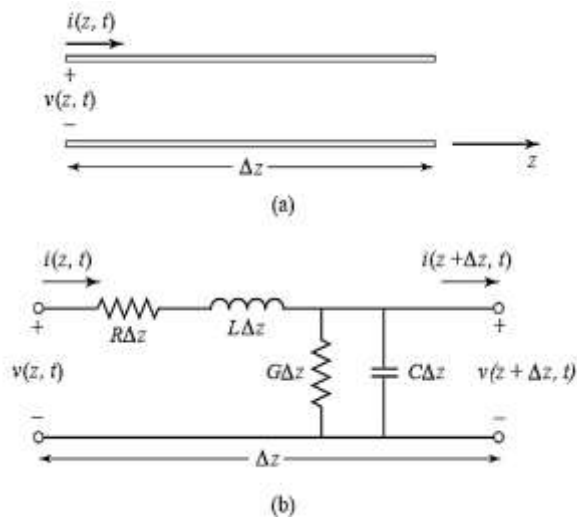
# Capítulo 2

## MARCO TEÓRICO

A continuación, se presenta la información conceptual requerida en el desarrollo del proyecto, la cual es necesaria para la comprensión y análisis de mismo. Donde, las secciones 2.1 y 2.2 son basadas de [9], mientras las demás secciones, además de esta incluyen [10-14], las cuales están allí mencionadas.

### 2.1 LINEAS DE TRANSMISIÓN

La teoría de una línea de transmisión tiene como base la longitud eléctrica a diferencia los circuitos normales, debido a que en líneas de transmisión se consideran con longitudes de onda de ciertos tamaños. Por otro lado, una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos, donde, sobre su longitud pueden estar cambiando la magnitud y fase de corrientes y voltajes. En la Figura 2.1, se observa la representación de una línea de transmisión, la cual contiene dos cables (o hilos), debido a que estas líneas siempre tienen dos conductores. En la figura 2(b), se encuentra el modelo con elementos concentrados para una línea de transmisión de longitud  $\Delta z$ .



**Figura 2.1.** (a) Definición de voltaje y corriente, (b) Circuito equivalente con elementos concentrados [9].

Donde,  $L$  ( $H/m$ ),  $C$  ( $F/m$ ),  $R$  ( $\Omega/m$ ), y  $G$  ( $S/m$ ), vienen dadas por unidad de longitud.

Siendo así, se tiene que la inductancia  $L$  representa la autoinductancia generada entre los dos conductores, mientras que la capacitancia  $C$  se genera por la cercanía de estos.

De igual manera  $R$  y  $G$  representan las pérdidas de la línea, ya que la resistencia  $R$  simboliza individualmente la conductividad de los conductores y la conductancia  $G$  es causada por las pérdidas dieléctricas del material entre estos.

Aplicando la ley de voltaje y de corriente de Kirchhoff en el circuito de la Figura 2.1 (b) se tienen la ecuación (2.1a) y (2.1b) (estas ecuaciones de líneas de transmisión se encuentran en el dominio del tiempo) respectivamente:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1a)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C \Delta z \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0. \quad (2.1b)$$

Entonces, se tienen las ecuaciones diferenciales (2.2a) y (2.2b) haciendo  $\Delta z \rightarrow 0$  y dividiendo (2.1a) y (2.1b) entre  $\Delta z$ .

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.2a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.2b)$$

Aplicándole a las ecuaciones (2.2a) y (2.2b) la condición sinusoidal de estado estacionario, con fasores basados en coseno se tiene las ecuaciones simplificadas (2.3a) y (2.3b).

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2.3a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.3b)$$

### 2.1.1 Propagación de la onda en una línea de transmisión

Las ecuaciones de onda para  $I(z)$  y  $V(z)$  mostradas en (2.4a) y (2.4b) vienen dadas de la solución simultáneamente de (2.3a) y (2.3b).

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (2.4a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (2.4b)$$

Siendo,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.5)$$

Donde  $\gamma$  es la constante de propagación compleja.

Entonces las ecuaciones de onda se pueden encontrar de la siguiente forma:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.6a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} . \quad (2.6b)$$

Donde,  $e^{\gamma z}$  es propagación de la onda en dirección  $-z$  y  $e^{-\gamma z}$  es propagación de la onda en dirección  $+z$ .

Al sustituir (2.3a) en el voltaje (2.6a) se da la corriente de línea, descrita a continuación:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R+j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) . \quad (2.7)$$

De donde se obtiene la impedancia característica  $Z_0$ :

$$Z_0 = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} . \quad (2.8)$$

La relación de voltaje y corriente de la línea:

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-} .$$

Por lo tanto, la ecuación (2.6b) también puede ser escrita de la siguiente forma:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} . \quad (2.9)$$

Regresando al dominio del tiempo el voltaje de la forma de onda como:

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) e^{\alpha z} \quad (2.10)$$

donde,  $\varphi^\pm$  es el ángulo de fase de la tensión compleja  $V_0^\pm$ .

Teniendo en cuenta el mismo argumento, se obtiene la longitud de onda y la velocidad de fase:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.11)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f . \quad (2.12)$$

La velocidad de fase ( $v_p$ ) representa la velocidad a la que viaja o se repite un punto de fase fijo en una onda, lo que físicamente describe como se desplaza una altura de la onda a lo largo del tiempo.

### 2.1.2 Sin pérdidas en la línea

Aunque anteriormente, se incluye los efectos de las pérdidas (tales como pérdidas resistivas o de conductor  $R$  y pérdidas dieléctricas  $G$ ) en una línea de transmisión. En la práctica, cuando la onda viajará distancias cortas  $\approx \lambda$ , estas pérdidas pueden ser muy pequeñas por lo que pueden ser ignoradas, de esta forma tenemos que  $R = G = 0$ , obteniendo la constante de propagación y la impedancia característica como se muestra a continuación:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{LC}, \quad \alpha = 0 \text{ y } \beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.13)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.14)$$

Entonces, la solución para voltaje y corriente sin pérdidas es en una línea de transmisión son:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.15)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}. \quad (2.16)$$

La longitud de onda y la velocidad de fase son:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

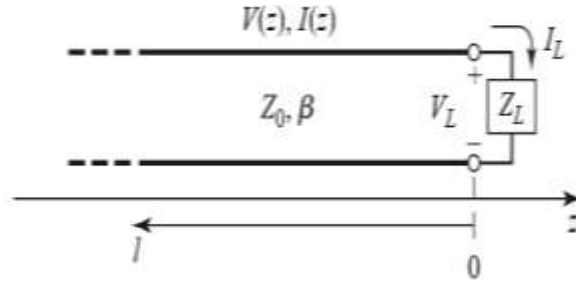
$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.18)$$

### 2.1.3 Terminación de una línea de transmisión sin pérdidas

En la Figura 2.2, se observa que en la terminación de la línea de transmisión se encuentra una impedancia de carga ( $Z_L$ ) generando una reflexión de onda en la línea de transmisión. Considerando la onda incidente de la forma  $V_0^+ e^{-j\beta z}$ , generada a partir de una fuente en  $z < 0$ .

Al ser  $Z_L \neq Z_0$ , la relación voltaje a corriente en la carga va a depender de  $Z_L$ . De esta forma, se puede excitar la onda reflejada con una amplitud deseada que satisfaga esta condición.





**Figura 2.2.** Línea de transmisión terminada en una impedancia de carga [9].

Por lo anterior, las ecuaciones (2.15) y (2.16) de voltaje y corriente en una línea son escritas como la suma de una onda incidente y reflejada. En la carga, la impedancia  $Z_L$  es la relación del voltaje y corriente así que para  $z = 0$  se tiene que:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0. \quad (2.19)$$

De (2.19) se obtiene la solución para  $V_0^-$ :

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+. \quad (2.20)$$

A la relación de la magnitud del voltaje de la onda reflejada sobre el voltaje de la onda incidente, se le conoce como coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ).

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.21)$$

Una de consideración es que cuando  $\Gamma = 0$  no hay onda reflejada, por lo tanto,  $Z_L = Z_0$ .

De esta manera, reescribiendo las ecuaciones de corriente y voltaje de onda en la línea, se tienen las ecuaciones (2.22) y (2.23).

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \quad (2.22)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}) \quad (2.23)$$

Para conocer el flujo de potencia promedio en el tiempo a lo largo de la línea en el punto  $z$  se tiene que:

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \text{Re}\{V(z)I(z)^*\} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \text{Re}\{1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\} \quad (2.24)$$

entonces,  $-\Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} = j \text{Im}\{\Gamma e^{2j\beta z}\}$  siendo puramente imaginario, por lo que la ecuación (2.24) se simplifica a

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2). \quad (2.25)$$

Si  $\Gamma = 0$ , la carga recibe una potencia máxima, por el contrario, si  $|\Gamma| = 1$  la potencia no es liberada. Por lo anterior, el generador se considera emparejado con la carga, pero cuando la carga no coincide no toda la potencia es entregada a esta, causando una pérdida a la que se le denomina pérdida de retorno (por sus siglas en ingles *RL*) y se encuentra definida en (dB).

$$RL = -20 \log|\Gamma| \text{ dB} \quad (2.26)$$

Si la carga se encuentra igualada con la línea, entonces,  $\Gamma = 0$  y la magnitud de del voltaje sobre la línea es  $|V(z)| = |V_0^+|$ . Ahora, si la carga no coincide, la presencia de una onda reflejada lleva a ondas estacionarias y la magnitud de la tensión no es constante, entonces, se tiene desde (2.22) que el voltaje sobre la línea es:

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_0^+| |1 + \Gamma e^{-2j\beta z}| = |V_0^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2j\beta l)}|. \quad (2.27)$$

Por lo tanto, la distancia positiva medida desde la carga es  $l = -z$  en  $z = 0$  y  $\theta$  es la fase del coeficiente de reflexión ( $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$ ), lo cual muestra que la magnitud de voltaje en la línea oscila con la posición de  $z$  a lo largo de esta.

El valor máximo de voltaje, se presenta cuando el término de la fase es igual a 1 ( $e^{j(\theta - 2j\beta l)} = 1$ ), viene dada por la ecuación (2.28), mientras el mínimo de voltaje se genera cuando el término de la fase es igual a -1 ( $e^{j(\theta - 2j\beta l)} = -1$ ) y viene dada por (2.29).

$$V_{m\acute{a}x} = |V_0^+| (1 + |\Gamma|) \quad (2.28)$$

$$V_{m\acute{i}n} = |V_0^+| (1 - |\Gamma|) \quad (2.29)$$

La relación del voltaje máximo y mínimo aumenta a medida de  $|\Gamma|$  también lo hace, por ello, una medida al desajuste de la línea, llamada relación de onda estacionaria (por sus siglas en ingles *SWR*, standing wave ratio) se encuentra definida en (2.30).

$$SWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.30)$$

Donde, *SWR* es un número real que se encuentra entre  $1 \leq SWR \leq \infty$ . Además, la cantidad de *SWR* es conocida como la relación de voltaje de la onda estacionaria que algunas veces es definida como *VSWR*.

El coeficiente de reflexión de la ecuación (2.21), se definió como la relación de amplitud de voltaje de la onda reflejada e incidente en la carga ( $l = 0$ ), pero puede estar generalizada a lo largo de la línea en algún punto  $l$ . De (2.15), con  $z = -l$  la relación de las componentes reflejadas e incidente viene dada en (2.31).

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta l} \quad (2.31)$$

La impedancia vista en la línea varía según la posición. A una distancia  $l = -z$  de la carga, la impedancia de entrada vista hacia la carga es

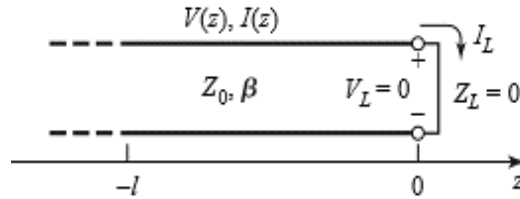
$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l})}{V_0^+ (e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l})} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta l}} Z_0. \quad (2.32)$$

Al reemplazar la ecuación (2.21) para  $\Gamma$  en la ecuación (2.32) se tiene entonces que la impedancia de entrada es

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0) e^{j\beta l} + (Z_L - Z_0) e^{-j\beta l}}{(Z_L + Z_0) e^{j\beta l} - (Z_L - Z_0) e^{-j\beta l}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_L \sin \beta l} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

#### 2.1.4 Casos especiales de terminaciones de líneas sin pérdida

Uno de los casos a considerar es cuando la línea termina en un corto circuito como se observa en la Figura 2.3.



**Figura 2.3.** Línea de transmisión terminada en corto circuito [9].

Con la  $z_L = 0$  (impedancia de carga) se tiene que  $\Gamma = -1$ , entonces, de (2.22) y (2.23) el voltaje y corriente de la onda sobre la línea en este caso de corto circuito son

$$b \quad V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (2.34)$$

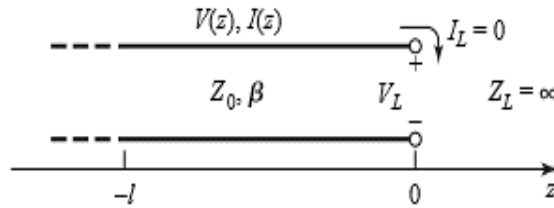
$$b \quad I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2 \frac{V_0^+}{Z_0} \cos \beta z. \quad (2.35)$$

Por lo tanto, como es de esperarse en corto circuito, en la carga el  $V=0$  mientras la corriente es máxima. De la ecuación (2.33) se tiene la impedancia de entrada de este caso en la ecuación (2.36).

$$Z_{in} b = jZ_0 \tan \beta l \quad (2.36)$$

Esta impedancia de entrada es puramente imaginaria para cualquier longitud de  $l$ , tomando valores de  $+j\infty$  y  $-j\infty$ .

Otro caso que considerar es la línea en circuito abierto como se observa en la Figura 2.4.



**Figura 2. 4.** Línea de transmisión terminada en circuito abierto [9].

En este caso se tiene que  $z_L = \infty$  (impedancia de carga), entonces  $\Gamma = 1$ . Nuevamente de (2.22) y (2.23) el voltaje y corriente de la onda sobre la línea en circuito abierto son

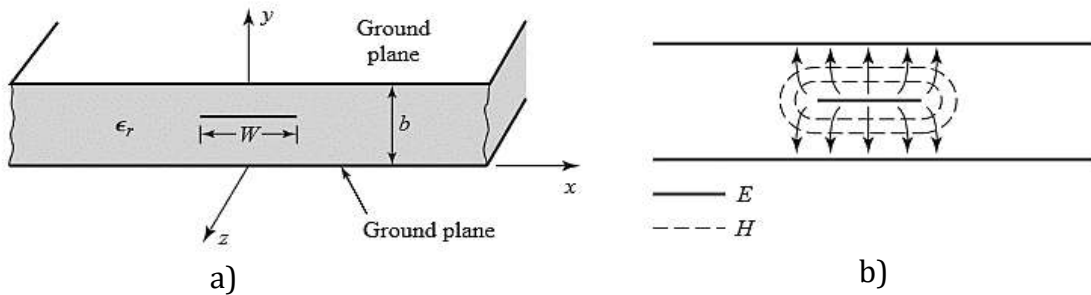
$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2V_0^+ \cos \beta z \quad (2.37)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = -2j \frac{V_0^+}{Z_0} \text{sen } \beta z. \quad (2.38)$$

En la carga se tiene que  $I = 0$  mientras que el voltaje es máximo. Entonces, la impedancia de entrada para el caso de la línea en circuito abierto es

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l. \quad (2.39)$$

## 2.2 TECNOLOGIA DE CINTA EMPOTRADA



**Figura 2.5.** línea de transmisión cinta empotrada, (a) Geometría y (b) líneas de campo eléctrico y magnético [9].

Una cinta empotrada es un tipo de línea de transmisión planar, su geometría se muestra en la Figura 2.5(a), donde se observan que en medio de los dos planos de tierra (de separación b) se encuentra una línea delgada conductora de ancho  $W$  y el material

dieléctrico corresponde a toda la región que se encuentra entre estos dos planos de tierra.

Una cinta empotrada es construida grabando el conductor en un sustrato dieléctrico con conexión a tierra de espesor  $b/2$ , el cual es cubierto con otro sustrato también conectado a tierra. Al tener dos conductores y un dieléctrico, el modo de operación de una cinta empotrada comúnmente es una onda TEM (transversal electromagnético), debido a que la onda viaja solo dentro del dieléctrico y este es homogéneo [9, 15].

### 2.2.1 Fórmulas para la constante de propagación e impedancia característica en una cinta empotrada.

La velocidad de fase para el modo TEM en una cinta empotrada, viene definida por

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.40)$$

Siendo  $c$  la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s) en el espacio libre,  $\mu_0$  la permeabilidad magnética en el vacío,  $\varepsilon_0$  permitividad en el vacío y  $\varepsilon_r$  la permitividad relativa. La permeabilidad relativa tiene el valor  $\mu_r = 1$ , debido a que no hay material magnético en la cinta empotrada.

De la relación de la ecuación (2.40) con las ecuaciones (2.11) y (2.12), se tiene que la longitud de onda es

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.41)$$

La constante de propagación en una cinta empotrada es

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} = \sqrt{\varepsilon_r} k_0 \quad (2.42)$$

y la impedancia característica de una línea de transmisión se puede escribir como

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C} \quad (2.43)$$

donde, la capacitancia  $C$  y la inductancia  $L$  están dadas por unidad de longitud de la línea. Para encontrar esta capacitancia en cinta empotrada se usan cálculos prácticos mencionados en [9] donde obtienen formulas simples para una solución exacta. Entonces la impedancia característica es

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{b}{w_e + 0.441b}. \quad (2.44)$$

Donde  $w_e$  es el ancho efectivo del conductor dado por

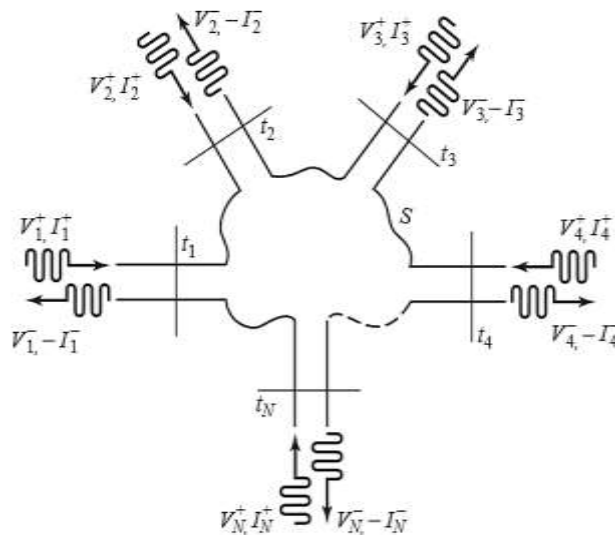
$$\frac{w_e}{b} = \frac{w}{b} - \begin{cases} 0 & \text{para } \frac{w}{b} > 0.35 \\ (0.35 - w/b)^2 & \text{para } \frac{w}{b} < 0.35 \end{cases} \quad (2.45)$$

En las anteriores ecuaciones, se asume que el espesor de la cinta es cero.

### 2.3 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (parámetros S)

La matriz de dispersión (o matriz  $S$ ) facilita una descripción completa en cada uno de los puertos de una red en microondas, Figura 2.6. Con excepción del vacío, todos los medios son dispersivos, lo que conlleva que ondas de diferentes frecuencias se propaguen a diferentes velocidades. La velocidad de una onda  $v$  se puede expresar en función de la permitividad relativa  $\epsilon_r$ , pero la permitividad relativa es función de la frecuencia  $\omega$ . Por lo tanto, para medios no magnéticos, la velocidad de la onda es  $v(\omega) = c/\sqrt{\epsilon_r(\omega)}$ .

Esta matriz genera una relación entre las ondas de tensión incidentes en los puertos y las reflejadas desde cada puerto.



**Figura 2.6.** Red arbitraria en microondas de  $N$  puertos [9].

Los parámetros de la matriz de dispersión se dividen en pérdidas por reflexión y pérdidas por inserción. Las pérdidas por inserción dan una medida del acoplamiento de impedancias que existe entre la línea de alimentación y el puerto de entrada de la red, es decir, miden el cambio de impedancia que la onda ve al entrar a la red. Si la onda

no ve un cambio de impedancia no habrá pérdidas por inserción, si la onda ve en el puerto de entrada una impedancia mayor (o menor) las pérdidas por inserción serán diferentes de cero e irán aumentando conforme la impedancia vista por la onda tienda a infinito (o cero) donde toda la energía de la onda se reflejará y se tendrá el valor de reflexión máximo 1 (o -1). Las pérdidas por inserción  $S_{ij}$  son una medida de la cantidad de energía que habrá en el puerto  $i$  cuando se aplica una onda en el puerto  $j$ .

Entonces, la matriz de dispersión viene dada por

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.46 a)$$

ó

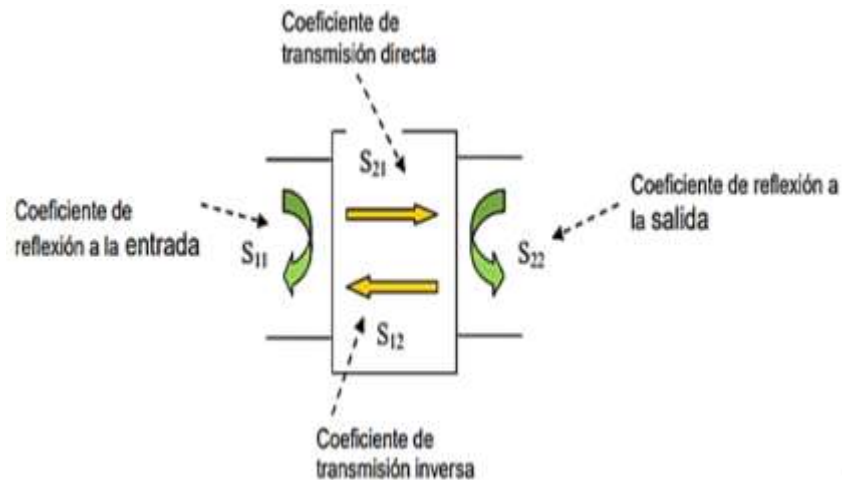
$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}. \quad (2.46 b)$$

Cada parámetro de la matriz viene determinado como

$$s_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.47)$$

donde,  $V^-$  corresponde a la tensión reflejada y  $V^+$  a la tensión incidente en cada puerto. Entonces,  $s_{ij}$  esta conducido por el puerto  $j$  con la onda incidente de  $V_j^+$  y midiendo la amplitud de la onda reflejada  $V_i^-$  proveniente del puerto  $i$  [9].

Ahora, la matriz vista con una red de 2 puertos como se observa en la Figura 2.7



**Figura 2.7.** Parámetros de dispersión vistos en una red de dos puertos [10].

La matriz de dispersión para una red de 2 puertos está dada por

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

Entonces, los parámetros S para esta red vienen determinados como

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (2.49a)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (2.49b)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (2.49c)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (2.49d)$$

El parámetro  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son los coeficientes de reflexión de entrada y salida respectivamente, así mismo, el parámetro  $S_{21}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 2 al 1 y el parámetro  $S_{12}$  es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2 [10].

## 2.4 RESONADORES

De [11] se tiene que los resonadores en microcintas (escrito en inglés como *microstrip*) son estructuras que pueden tener al menos un campo electromagnético oscilante. En la Figura 2.8 se encuentran algunas de las diferentes formas de resonadores.

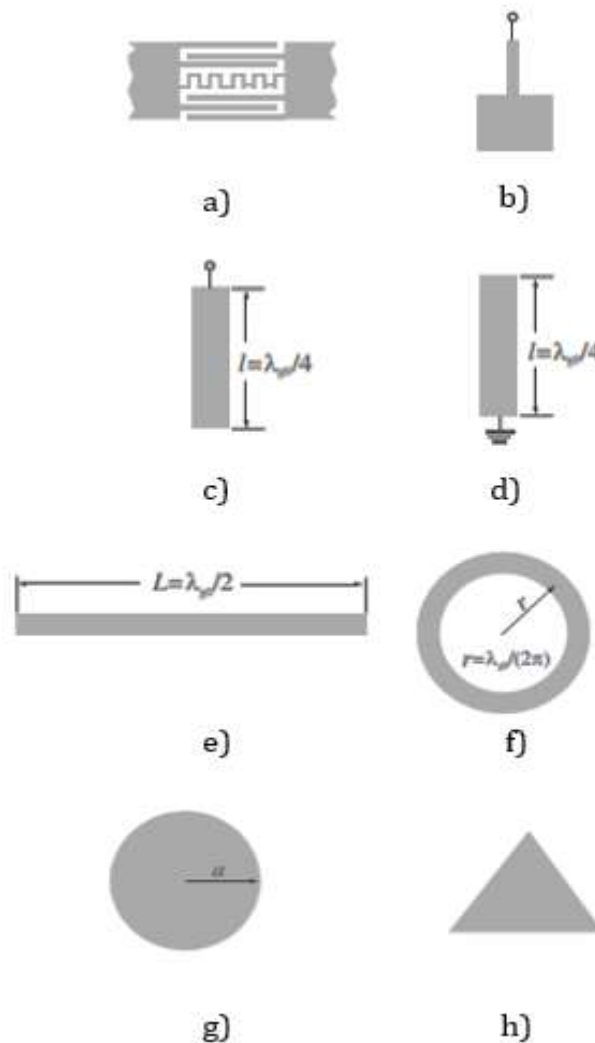
Los resonadores con elementos concentrados y cuasi-concentrados resuenan a la frecuencia circular  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ . Estos también pueden resonar a frecuencias más altas, donde sus dimensiones físicas no son más pequeñas que una longitud de onda. Con los resonadores de línea de un cuarto de onda, la frecuencia fundamental es  $f_0$ , además, esta puede resonar a otras altas frecuencias cuando  $f \approx (2n - 1)f_0$ , mientras el resonador de media onda lo hace a cuando  $f \approx nf_0$  para  $n = 2, 3, 4 \dots$  para ambos casos.

Por otro lado, en el resonador de anillo,  $r$  es el radio medio del anillo, su resonancia fundamental es  $f_0$ , los modos resonantes más altos se presentan en  $f \approx nf_0, n = 2, 3 \dots$ , este tipo de resonador admite un par de modos degenerados con igual frecuencia de resonancia, pero con distribuciones de campo ortogonales, por lo que son buenos a la



hora de diseñar filtros de modo dual. Esto se debe a que por su geometría simétrica se produce una resonancia en cualquiera de las dos coordenadas ortogonales.

De la misma forma los resonadores de parche también son muy usados para el diseño de filtros, ya que logran aumentar la capacidad de manejo de potencia. Este tipo de resonadores suelen ser de gran tamaño, lo que no es un problema para frecuencias altas y dependiendo de la aplicación en la que se usen, además, estos parches pueden tener diferentes formas.



**Figura 2.8.** Algunas configuraciones comunes de resonadores ,a) elementos concentrados, b) elementos cuasi-concentrados, c) resonador de línea  $\lambda_{g0}/4$  (derivación de resonancia serie), d) resonador de línea  $\lambda_{g0}/4$  (derivación de resonancia paralelo), e) resonador de línea  $\lambda_{g0}/2$ , f) resonador de anillo, g) resonador de parche circular, y h) resonador de parche triangular [11].

### 2.4.1 Pérdidas considerables en resonadores de microcinta

Al aplicar los resonadores en diseños de filtros, se hace necesario evaluar el factor de calidad descargado  $Q_u$ . Como definición de  $Q_u$  aplicada para cualquier resonador se tiene que

$$Q_u = \omega \frac{\text{tiempo promedio de energía almacenada en el resonador}}{\text{promedio de pérdida de potencia en el resonador}} \quad (2.50)$$

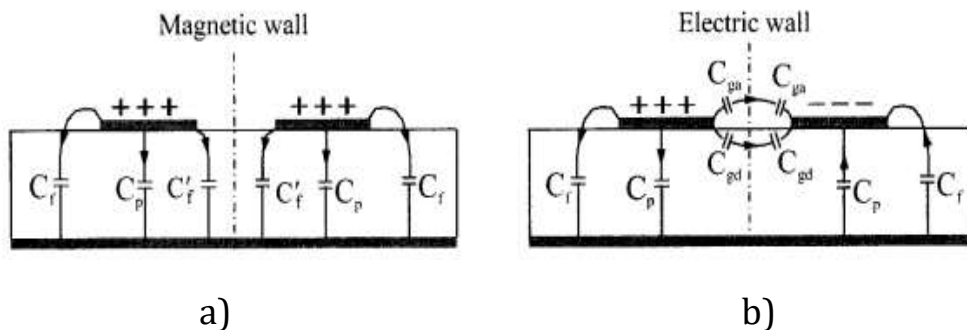
Las pérdidas de un resonador se deben a diferentes aspectos, entre ellos, las pérdidas asociadas al conductor ( $Q_c$ ), al dieléctrico ( $Q_d$ ) y a las pérdidas de radiación ( $Q_r$ ), por lo tanto, el factor de calidad descargado como resultado de estas pérdidas es

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (2.51)$$

## 2.5 MODO PAR E IMPAR

Para conocer el comportamiento de los modos par e impar, se analiza una estructura de microcinta como se observa en la Figura 2.9, la cual contiene dos líneas de transmisión paralelas y simétricas [11].

Este acoplamiento de líneas genera dos modos Cuasi-TEM (modo par e impar). En el modo par, las dos líneas microcinta tienen los mismos potenciales de voltaje (cargas del mismo signo) generando una pared magnética en el plano de simetría, Figura 2.9(a). De igual forma, el modo impar se presenta cuando las líneas de microcinta tienen iguales voltajes en amplitud, pero sus fases son opuestas (cargas de signo opuesto) y su plano simétrico es una pared eléctrica, Figura 2.9(b) [11, 12].



**Figura 2.9.** Modos de dos líneas de microcinta acopladas. a) modo par y b) modo impar [11].

### 2.5.1 Capacitancias de modo par e impar

La obtención de estas capacitancias en [11], comienzan con el analisis de cada uno de los modos de la Figura 2.8. Estos modos son denotados por  $C_e$  y  $C_o$ , como capacitancia par y capacitancia impar respectivamente.

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \quad (2.52)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \quad (2.53)$$

Donde,

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r W/h \quad (2.54)$$

Siendo  $W$  el ancho de la línea y  $h$  el espesor del sustrato.

La capacitancia de borde  $C_f$  es

$$C_f = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2(cZ_c)} - \frac{C_p}{2} \quad (2.55)$$

y  $C'_f$

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s)\tanh(8s/h)} \quad (2.56)$$

donde,  $s$  es la separación que hay entre las líneas y  $A$  viene definido como

$$A = \exp[-0.02 \exp(2.33 - 2.53 W/h)].$$

Las capacitancias  $C_{gd}$  y  $C_{ga}$ , son las capacitancias de borde generadas en el modo impar para el dieléctrico y para el aire.

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[ \cot \left( \frac{\pi}{4} \frac{s}{h} \right) \right] + 0.65 C_f \left( \frac{0.02 \sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right) \quad (2.57)$$

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.58)$$

Donde,

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h} \quad (2.59a)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.59b)$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{para } 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right)} & \text{para } 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.59c)$$

Las impedancias características  $Z_{ce}$  y  $Z_{co}$  para el modo par e impar se obtienen de las capacitancias.

$$Z_{ce} = \left( c \sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (2.60a)$$

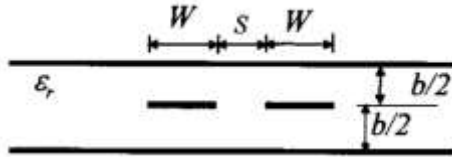
$$Z_{co} = \left( c \sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (2.60b)$$

Donde,  $C_e^a$  y  $C_o^a$  son capacitancias para la configuración de la línea de transmisión acoplada usando el aire como el dielectrico y  $c$  es la velocidad de la luz. Las expresiones para obtener las permitividades efectivas del modo par ( $\epsilon_{re}^e$ ) e impar ( $\epsilon_{re}^o$ ) son

$$\epsilon_{re}^e = \frac{C_e}{C_e^a} \quad (2.61a)$$

$$\epsilon_{re}^o = \frac{C_o}{C_o^a} \quad (2.61b)$$

Lo anterior se analizó para una microcinta. Ahora en una cinta empotrada (igualmente con dos líneas de transmisión), Figura 2.10, hay que tener en cuenta que las líneas acopladas generan capacitancias de la misma forma que la Figura 2.9, pero con la diferencia de que en una cinta empotrada hay dos planos de tierra, por ello, van a presentarse capacitancias hacia el plano de tierra superior e inferior.



**Figura 2.10.** Cinta empotrada con dos líneas de transmisión simétricas [13].

En [13], las impedancias del modo par ( $Z_{0e}$ ) e impar ( $Z_{0o}$ ) en una cinta empotrada son

$$Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r} = 30\pi \frac{K(k'_e)}{K(k_e)} \quad (2.62a)$$

$$Z_{0o} \sqrt{\epsilon_r} = 30\pi \frac{K(k'_o)}{K(k_o)} \quad (2.62b)$$

y donde  $k_e$  y  $k_o$  son

$$k_e = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \frac{W}{b}\right) \tanh\left[\frac{\pi}{2} \frac{(W+S)}{b}\right] \quad (2.63a)$$

$$k'_e = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (2.63b)$$

$$k_o = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \frac{W}{b}\right) \coth\left[\frac{\pi}{2} \frac{(W+S)}{b}\right] \quad (2.64a)$$

$$k'_o = \sqrt{1 - k_o^2} \quad (2.64b)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right) & \text{para } 0.5 \leq k^2 \leq 1 \\ \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right)} & \text{para } 0 \leq k^2 \leq 0.5 \end{cases} \quad (2.65)$$

## 2.6 ANISOTROPÍA

Cuando algún valor de las propiedades físicas de un material varía a lo largo de diferentes direcciones, se le conoce como anisotropía [14]. Es común encontrar anisotropía en el entorno, un ejemplo de esto es la madera, ver la Figura 2.11.



**Figura 2.11.** Ejemplo de un material anisotrópico [16].

Por lo anterior, una de las propiedades que puede variar en un material son las propiedades dieléctricas, ya que debido a que algunos materiales como la madera, están

compuestos de varias fibras, lo cual hace que el valor de la velocidad de una onda eléctrica cambie en la dirección en la que están las fibras. Esta velocidad hace que igualmente las constantes dieléctricas (ecuación 2.40) varíen en el material.

# Capítulo 3

---

## SENSOR PARA MEDICIÓN DE ANISOTROPÍA

---

El presente capítulo describe el diseño e implementación del dispositivo para medición de anisotropía, en donde, se incluyen software, materiales e instrumento de medición utilizados.

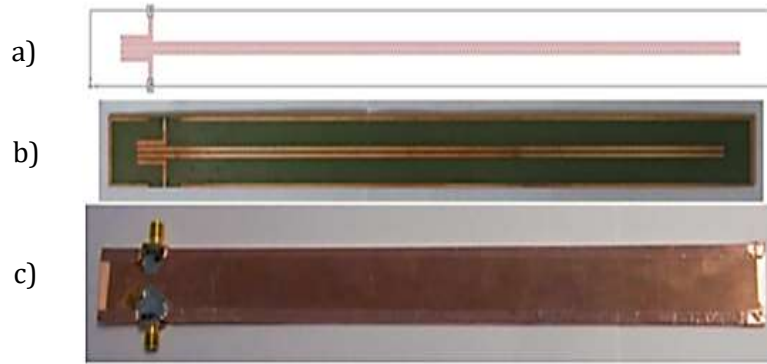
Además, se encuentra la revisión de literatura de trabajos anteriormente realizados para el análisis de anisotropía dieléctrica que han sido apoyo para el desarrollo del proyecto. Estos trabajos ya realizados tienen como base el mismo modelo y concepto de resonador dual, para esto, cada uno de ellos emplea formas diferentes en la obtención de la anisotropía dieléctrica y usan dos diferentes sustratos para el su análisis.

### 3.1 ESTADO DEL ARTE

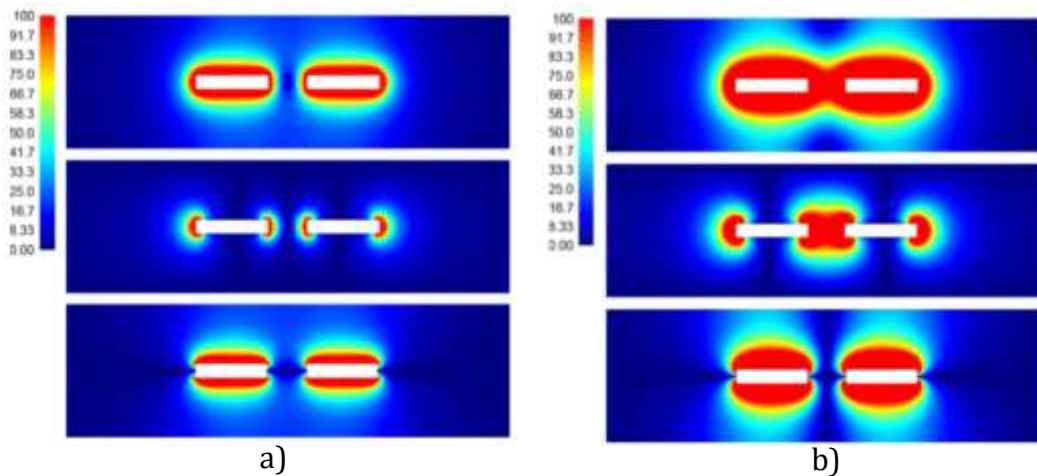
Actualmente se han realizado diferentes investigaciones para conocer la anisotropía dieléctrica, implementando nuevas tecnologías y métodos que permitan su obtención.

Una de las técnicas usadas para la obtención de la anisotropía dieléctrica es implementando un resonador dual como se describe en [7], ver Figura 3.1, donde es usado para la medición en sustratos planares, y en este caso el resonador es implementado en el sustrato FR4. Este resonador dual genera dos modos (par e impar), los cuales contienen diferente distribución de campo eléctrico (horizontal y paralelo a la superficie del sustrato), ver Figura 3.2. Además, por medio de un “mapeo espacial” logran conocer las constantes de anisotropía dieléctrica a partir de la frecuencia obtenida de cada modo en la medición del resonador. Como resultados de la medición obtuvieron que  $\epsilon_h = 3.7$  (permitividad horizontal) y  $\epsilon_v = 4.1$  (permitividad vertical).

Esta misma técnica de [7] es implementada en el sustrato Rogers 3010, como se describe en [17], donde obtienen la anisotropía dieléctrica de la misma forma que la del FR4. Entonces, las constantes dieléctricas encontradas del sustrato R03010 obtenidas de la medición fueron  $\epsilon_h = 12.12$  (permitividad horizontal) y  $\epsilon_v = 11.32$  (permitividad vertical).



**Figura 3.1.** a) Diseño en SONNET, b) fabricación del resonador y c) resonador completo [6].



**Figura 3.2.** a) Campo eléctrico en modo par y b) Campo eléctrico en modo impar [7].

En [1] a diferencia de los trabajos [7] y [17], este presenta y evalúa los posibles errores de implementar el resonador dual como un circuito de microcinta, por lo que proponen un resonador dual blindado para la medición de la anisotropía uniaxial y de esa forma dan una visión general para la obtención de mediciones precisas de anisotropía en sustratos planos.

### 3.2 DISEÑO DEL DISPOSITIVO DE MEDICIÓN

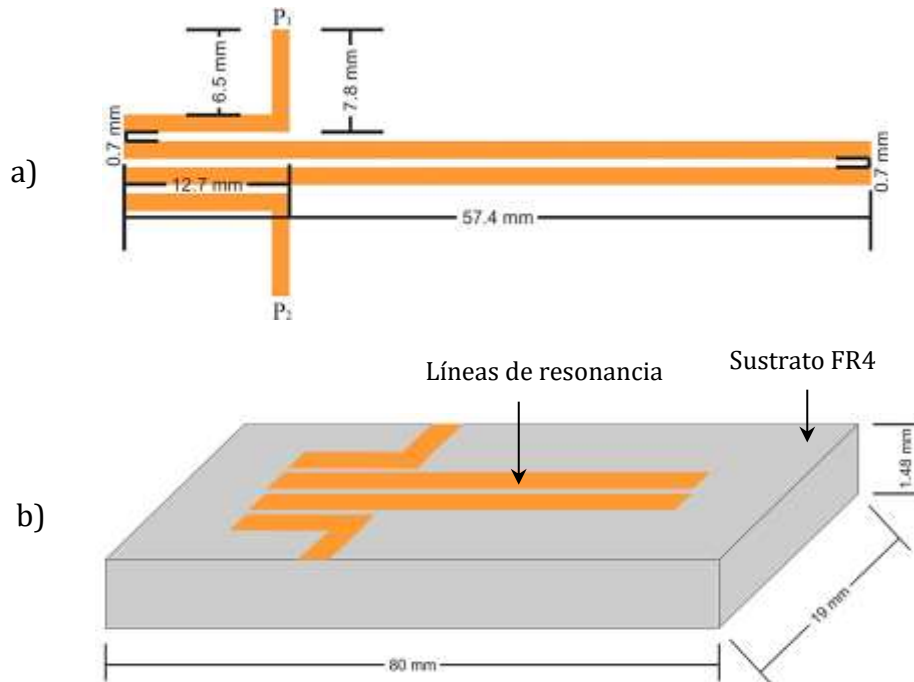
El diseño del dispositivo de medición cuenta con un resonador modo dual implementado con la tecnología de cinta empotrada. El sustrato utilizado para la implementación del resonador dual fue el FR4, el cual cuenta con constante dieléctrica de 4.6, pérdidas dieléctricas de  $\tan \delta = 0.02$ , un espesor del sustrato de 1.48 mm y con espesor del metal (cobre) de 0.017 mm.

Entonces, para una longitud de media onda escogida de 57.4 mm, se encontró una frecuencia de resonancia (obtenida de la ecuación 2.41) de 1.218 GHz. Los anchos de



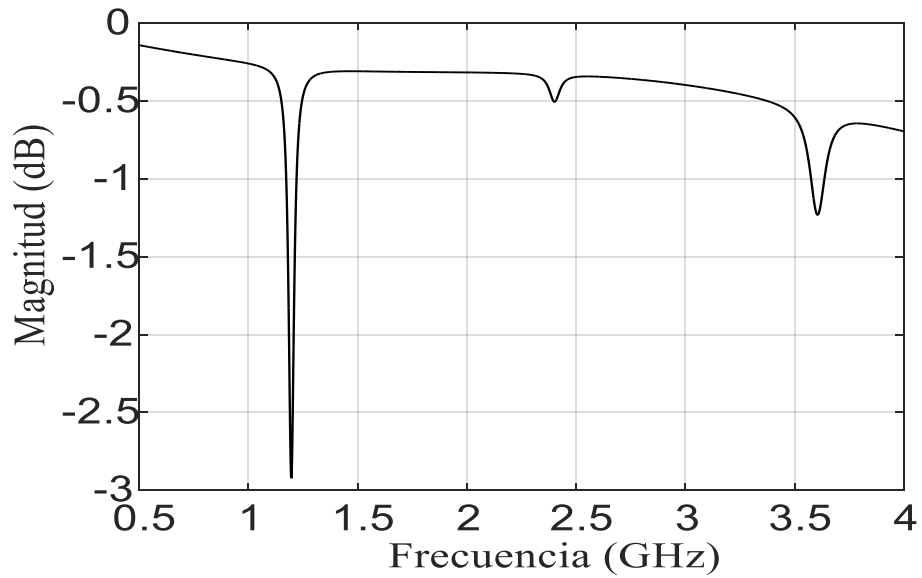
las líneas de resonancia y las distancias entre ellas se tomaron igual que el diseño en [7].

La simulación del diseño se realizó el software *SONNET*, el cual es utilizado en microondas para circuitos planos, además, posee una interfaz fácil y completa para utilizar. En la Figura 3.3 (a), se muestra el diseño del resonador, el cual es implementado en sobre el sustrato en la Figura 3.3 (b).



**Figura 3.3.** Diseño del dispositivo de medición: a) diseño de líneas de resonancia y b) Diseño en el sustrato.

En la Figura 3.4, muestra la gráfica obtenida al simular el diseño implementado en *SONNET*. La primera frecuencia de resonancia observada es de 1.198 GHz, la cual tiene una diferencia de 0.02 GHz con respecto a la calculada teóricamente con un error de 1.64%. La segunda y tercera frecuencia de resonancia (corresponden a armónicos de la primera resonancia) son de 2.4 y 3.6 GHz.



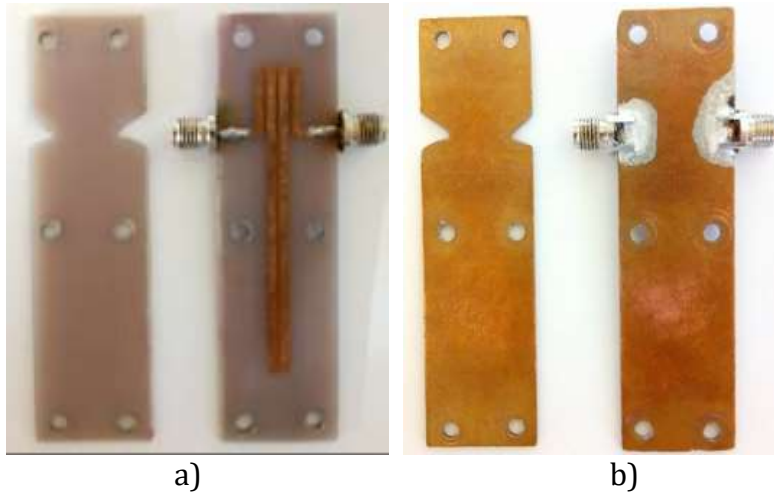
**Figura 3.4.** Simulación del diseño en SONNET.

### 3.3 CONSTRUCCIÓN DEL DISPOSITIVO

El diseño es implementado en el sustrato FR4 y cuenta con dos conectores SMA de 50Ω. Además, se realizaron 6 perforaciones para el uso de tornillos que facilitarían la unión de las dos capas de sustrato (Figura 3.5) y permitiría abrir y cerrar el sensor para colocar las muestras a medir en medio de estas dos capas, como se explicara más adelante.



**Figura 3.5.** Implementación completa del diseño del sensor.

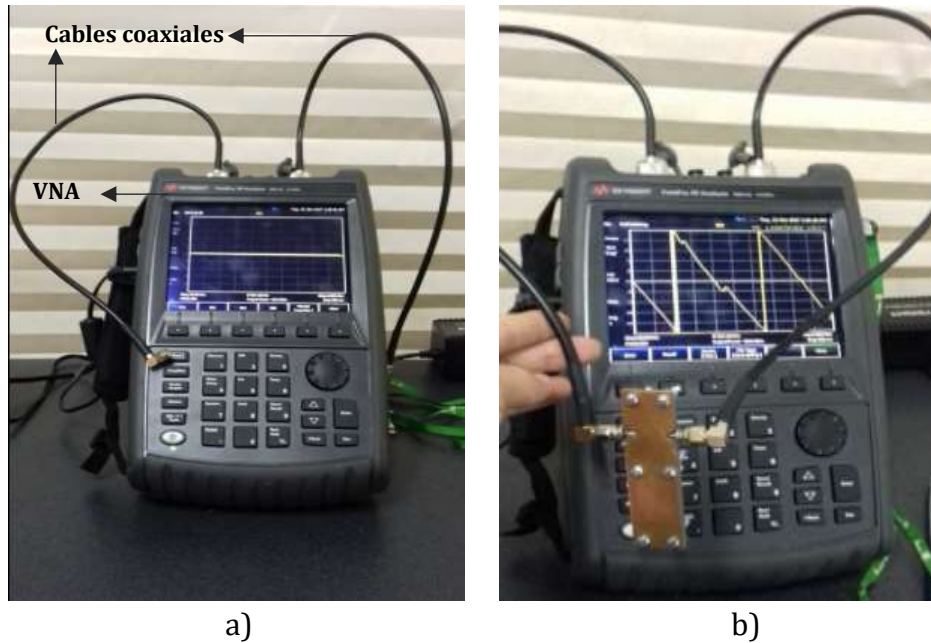


**Figura 3.6.** Vista del sensor: a) Interna y b) externa.

### 3.4 MEDICIÓN

La medición del dispositivo se realizó con un instrumento llamado analizador vectorial de red (por sus siglas en inglés VNA), el cual se conecta a los puertos SMA del dispositivo por medio de cables coaxiales como se observa en la Figura 3.7. Este instrumento al igual que el software SONNET permite obtener datos de frecuencias y magnitudes requeridas en cada medición.

Para realizar la medición, inicialmente se debe calibrar el analizador vectorial de red mediante la técnica SOLT para eliminar tanto errores sistemáticos como de deriva. Esta técnica consiste en una calibración mecánica con el estándar de dos puestos completos, el cual se realiza colocando la red en corto circuito, en circuito abierto, con carga, y la red conectada [18]. Una vez calibrado el instrumento se conecta el dispositivo para la medición.



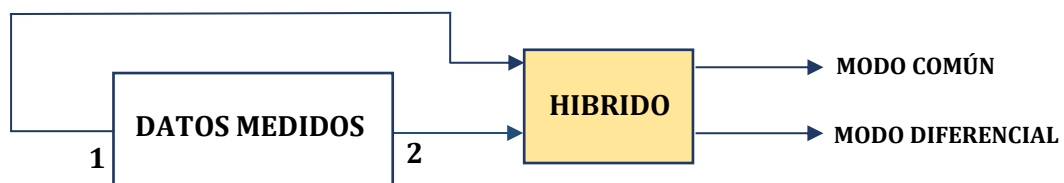
**Figura 3.7.** a) analizador vectorial de red, b) conexión del dispositivo.

Con los datos obtenidos de la medición, se genera un archivo de datos con los Parámetros  $S$  de dos puertos (s2p) el cual se importará al software AWR y usará como un subcircuito (Figura 3.8), permitiendo graficar los datos medidos.



**Figura 3.8.** Subcircuito generado de los datos de la medición.

Para obtener el modo común (par) y diferencial (impar), el subcircuito es conectado a un divisor de potencia que no es más que un híbrido de  $180^\circ$ , como se ve en la Figura 3.9. Las entradas 1 y 2 al híbrido se desfasan  $0^\circ$  y  $180^\circ$  una con respecto a la otra, logrando así tener el modo común y diferencial respectivamente.



**Figura 3.9.** Esquema para la obtención del modo común (par) y diferencial (impar).

Como respuesta de la simulación se tienen las gráficas de cada uno de los dos modos generados con sus correspondientes frecuencias de resonancia, los cuales serán base

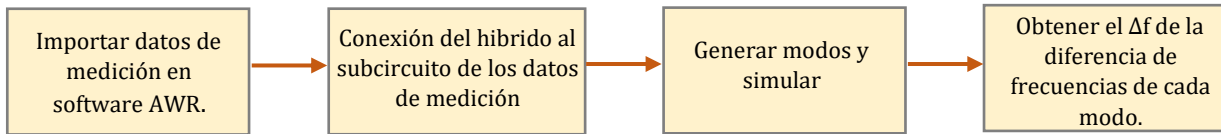
para el análisis de la anisotropía dieléctrica del material, como se explicará en la sección 3.5.

### 3.5 OBTENCIÓN ANISOTRÓPICA DEL DISPOSITIVO DE MEDICIÓN

La obtención de la anisotropía dieléctrica se realiza en 3 diferentes pasos, explicados a continuación.

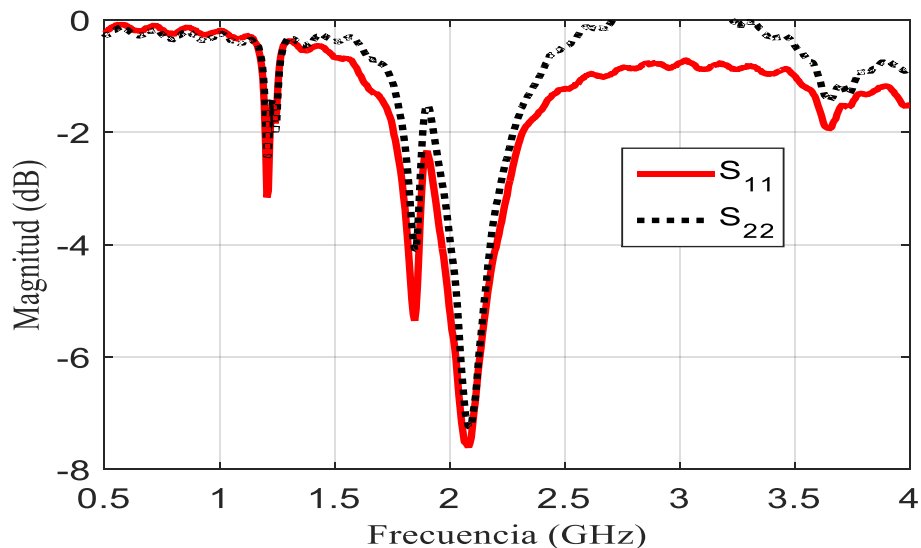
#### A. Búsqueda del delta de frecuencia experimental

Para la encontrar la anisotropía dieléctrica del dispositivo de medición, una vez obtenidas las frecuencias de resonancias del modo común y diferencial de los datos de la medición (como se explica en 3.4), se encuentra el delta de frecuencia ( $\Delta f$ ) generado entre las frecuencias de los dos modos, donde, la frecuencia correspondiente a cada modo es generada por las permitividades  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$  (que están dadas en la dirección x que es paralela a la superficie del sustrato y z perpendicular a esta), ver Figura 3.10.



**Figura 3.10.** Diagrama para la obtención del delta de frecuencia experimental.

En la Figura 3.11, se encuentran graficados los datos obtenidos experimentalmente en la medición del dispositivo.



**Figura 3.11.** Datos experimentales graficados en software AWR.

Siendo, S11 y S22 las respuestas de cada uno de los puertos (conectores) del dispositivo (Ver parámetros S, sección 2.3), en este caso, estas deben tener sus frecuencias de resonancia aproximadamente igual, debido a que la propagación de la onda se realiza de la misma forma en ambos lados, gracias a la simetría del diseño.

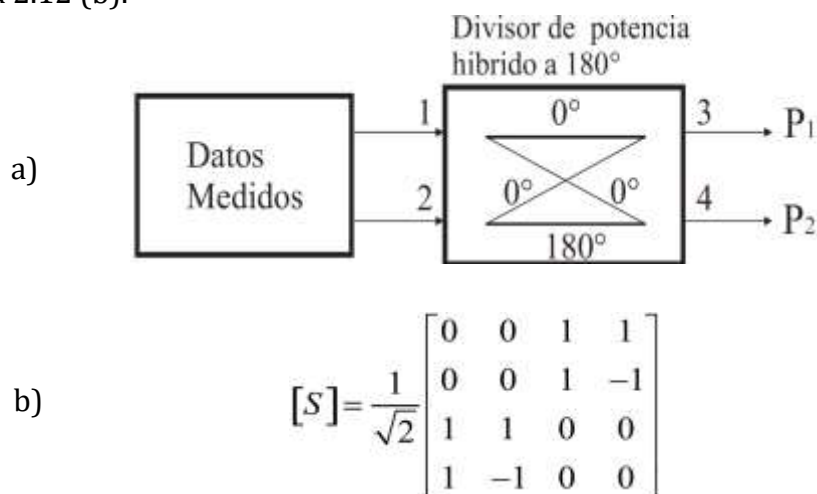
La tabla 3.1 muestra los valores de resonancias obtenidos de la Figura 3.11, los cuales se encuentran enumerados de izquierda a derecha.

**Tabla 3.1.** Frecuencias de resonancia de la Figura 3.11.

1	1206 MHz
2	1848 MHz
3	2082 MHz
4	3654 MHz

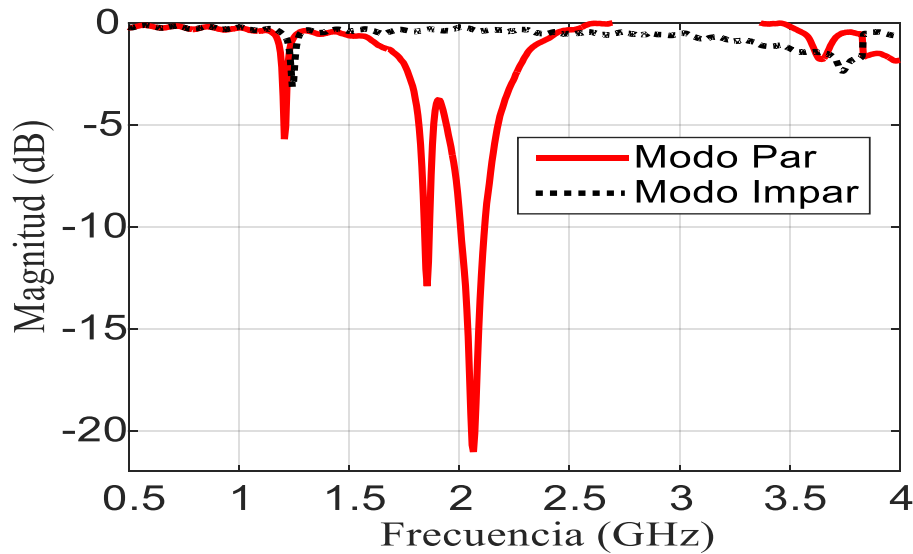
La segunda y tercera frecuencias no se obtuvieron en la simulación realizada en la sección 3.2. Estas pueden ser frecuencias parasitas que ocurren para cuarta frecuencia/2  $\approx$  1848 MHz y de la misma forma para la tercera frecuencia de 2082 MHz.

La conexión del divisor de potencia híbrido de 180° al subcircuito (de los datos de medición) se observa en la Figura 3.12 (a). En el puerto 1 (P1) se obtiene el modo común (par) y en el puerto 2 (P2) el modo diferencial (impar). El divisor de potencia híbrido de 180° divide la potencia de la señal entrante en 1 y 2 en magnitudes iguales y las conduce hacia 3 y 4. Además, tiene la peculiaridad que las señales de 2 a 4 serán desfasadas 180°, al mismo tiempo que no hay transferencia de potencia de 1 a 2 ni de 3 a 4. La matriz de operación que realiza el híbrido de 180° internamente corresponde a la Figura 2.12 (b).



**Figura 3.12.** (a) Esquemático para la conexión del subcircuito con el híbrido de 180°, y (b) matriz de transferencia del divisor de potencia híbrido a 180°.

A partir de la Figura 3.12, se obtienen las gráficas del modo común y diferencial.



**Figura 3.13.** Gráfica de modo común (par) y modo diferencial (impar) de los datos medidos.

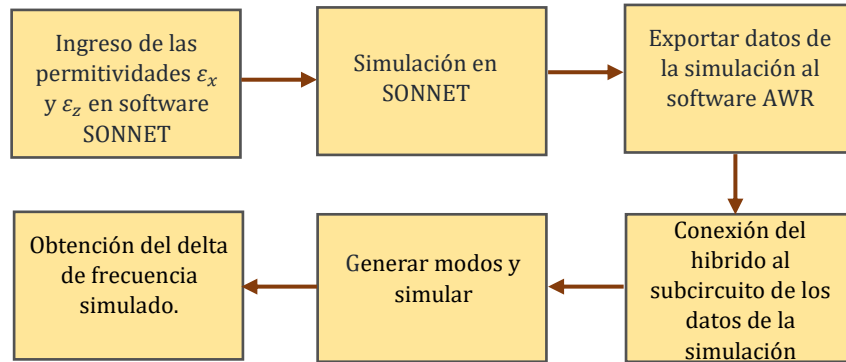
En la Tabla 3.2 se encuentran las frecuencias obtenidas de cada uno de los modos del primer y segundo par de frecuencias. Entendiendo como par de frecuencias a los grupos formados por las frecuencias común y diferencial.

**Tabla 3.2.** Registro de frecuencias de la Figura 3.13.

Primer par de frecuencias			Segundo par de frecuencias		
Frecuencia común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_1$	Frecuencia Común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_2$
1206 MHz	1242 MHz	36 MHz	3639 MHz	3738 MHz	99 Hz

**B.** Búsqueda del delta de permitividad por medio de simulación para el delta de frecuencia correspondiente al paso A.

Por lo anterior, en el software SONNET se ingresan diferentes valores de permitividades en  $x$  y  $z$  ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ ), para lograr obtener una gráfica lineal que permita interpolar y conseguir que el delta de frecuencia requerido sea aproximadamente igual al obtenido experimentalmente. Este software, no permite ingresar datos anisotrópicos, por ello, al tener los datos de la simulación en SONNET, estos son exportados al software AWR, en donde, se conecta el híbrido de  $180^\circ$  (como se explica en la sección 3.4 mediciones) para poder obtener los dos modos que permitieran tener un delta de frecuencia simulado. Ver Figura 3.14.



**Figura 3.14.** Diagrama para la obtención del delta de frecuencia simulado.

Los valores de las permitividades ingresados en el software SONNET, son obtenidos a partir de la variación de un delta de permitividad ( $\Delta\epsilon_r$ ), del cual se obtiene un delta promedio ( $\Delta\epsilon_{rp}$ ) (ecuación 3.1) que luego es sumado y restado a una permitividad central fija ( $\epsilon_{rc}$ ), generando así las permitividades en las direcciones x y z ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ )(ecuación 3.2 y 3.3 ).

La permitividad central fue asignada con el objetivo de lograr que las frecuencias de resonancia de los modos obtenidos en la simulación, fuera cercanos a los experimentales, entonces, en este caso la permitividad central es de 4.1.

$$\Delta\epsilon_{rp} = \frac{\Delta\epsilon_r}{2} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{rz} = \epsilon_{rc} + \Delta\epsilon_{rp} \quad (3.2)$$

$$\epsilon_{rx} = \epsilon_{rc} - \Delta\epsilon_{rp} \quad (3.3)$$

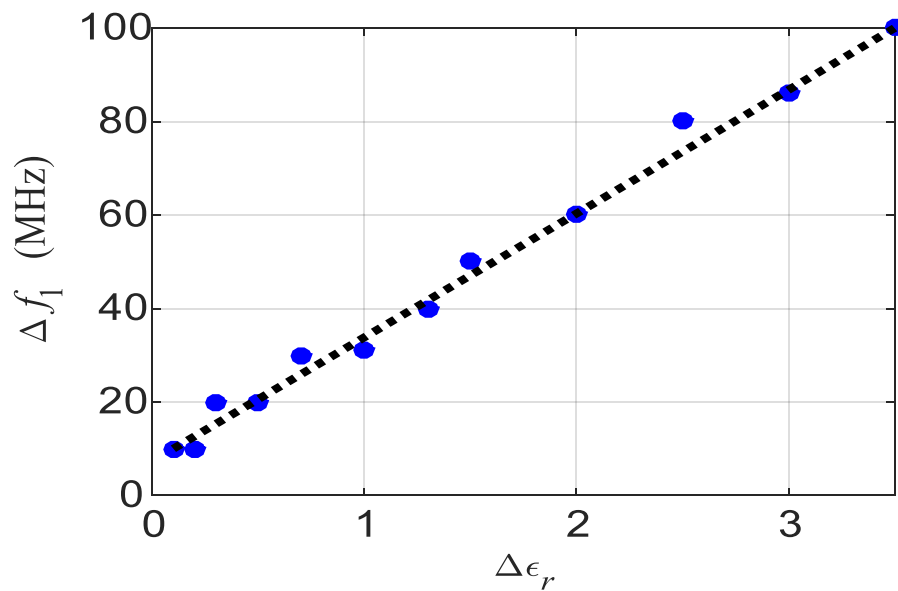
En la Tabla 3.3 se registran las frecuencias de cada modo obtenidas (en AWR) a partir de la variación del delta de permitividad (simulado en SONNET). Donde,  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  son los deltas de frecuencia correspondientes al primer y segundo par de frecuencias.

La relación del delta de permitividad con los deltas de frecuencia se observa en las Figuras 3.14 y 3.15.

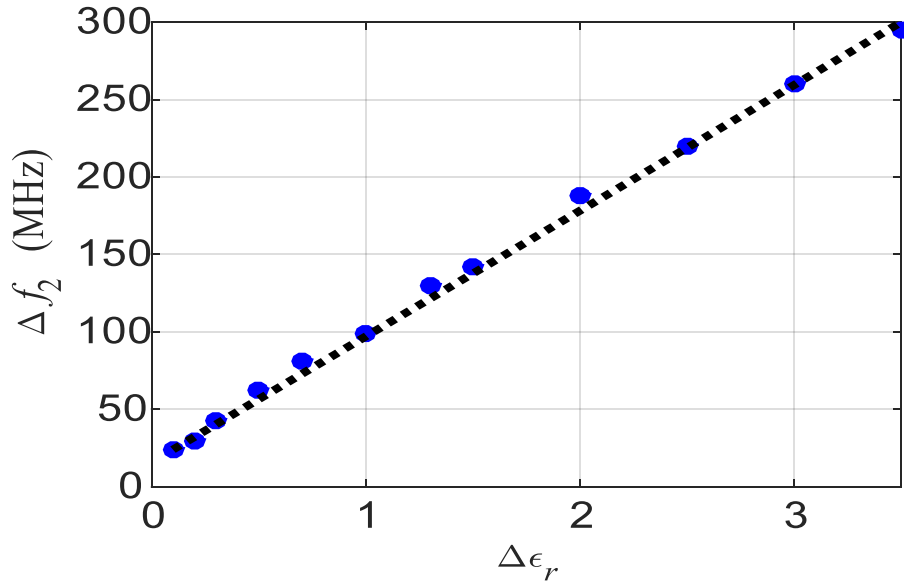


**Tabla 3.3.** Datos obtenidos de la variación del delta de permitividad.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Diferencial	Común	Diferencial	Común		
0.1	4.15	4.05	1270	1260	3827	3803	10	24
0.2	4.2	4	1270	1260	3820	3790	10	30
0.3	4.25	3.95	1270	1250	3810	3767	20	43
0.5	4.35	3.85	1260	1240	3800	3738	20	62
0.7	4.45	3.75	1260	1230	3790	3709	30	81
1	4.6	3.6	1251	1220	3770	3671	31	99
1.3	4.75	3.45	1250	1210	3760	3630	40	130
1.5	4.85	3.35	1250	1200	3750	3608	50	142
2	5.1	3.1	1240	1180	3738	3550	60	188
2.5	5.35	2.85	1240	1160	3720	3500	80	220
3	5.6	2.6	1236	1150	3710	3450	86	260
3.5	5.85	2.35	1230	1130	3705	3410	100	295



**Figura 3.14.** Gráfica  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f_1$  del primer par de frecuencias.



**Figura 3.15.** Gráfica  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f_2$  del segundo par de frecuencias.

El delta de permitividad correspondiente a 1 en la Tabla 3.3, es el delta con el que se obtiene los valores  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  más cercanos a los experimentales, mientras que las frecuencias común y diferencial del primer y segundo par de frecuencias no se aproximan a las obtenidas en la medición, por ello, se hace necesario realizar el paso C.

- C. Reajuste de  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$  que permitan obtener la frecuencia común y diferencial aproximadamente igual a las experimentales.

Bajo el delta de permitividad encontrado en el paso B, se reajustan  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$  (lo que hace que varíe  $\epsilon_{rc}$ ) con el fin de generar corrimiento en las frecuencias de resonancia y así poder obtenerlas aproximadamente igual a las experimentales.

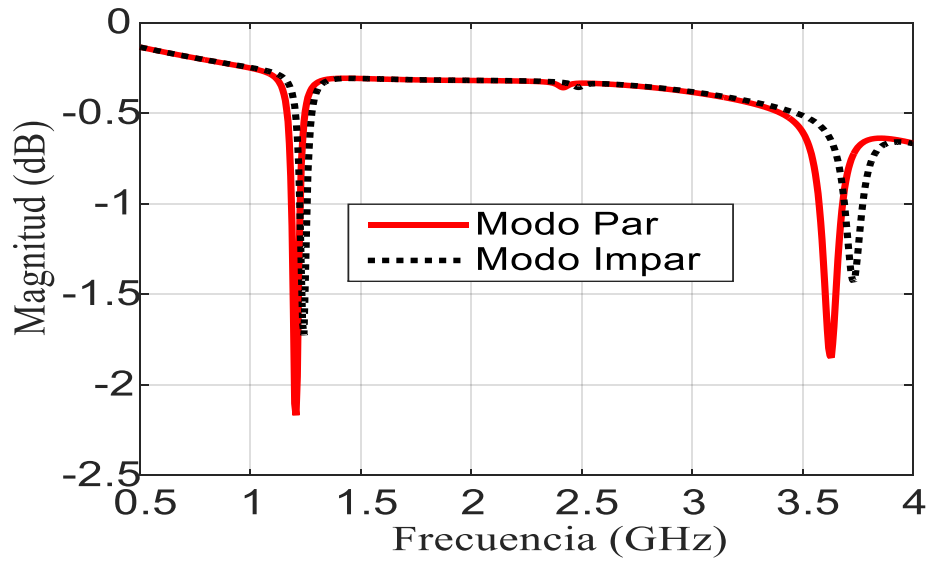
Al realizar el reajuste de  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ , manteniendo el delta de permitividad 1 se obtiene la Tabla 3.4, donde, se observa que las frecuencias común y diferencial son cercanas a las deseadas, generando un insignificante cambio en los deltas de frecuencia.

**Tabla 3.4.** Datos finales de las permitividades encontradas del sensor.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Diferencial	Común	Diferencial	Común		
1	4,7	3,7	1240	1208	3730	3630	32	100

Por lo tanto, la anisotropía dieléctrica del dispositivo de medición (FR4) es aproximadamente en  $\epsilon_{rx} = 3.7$  y  $\epsilon_{rz} = 4.7$ .

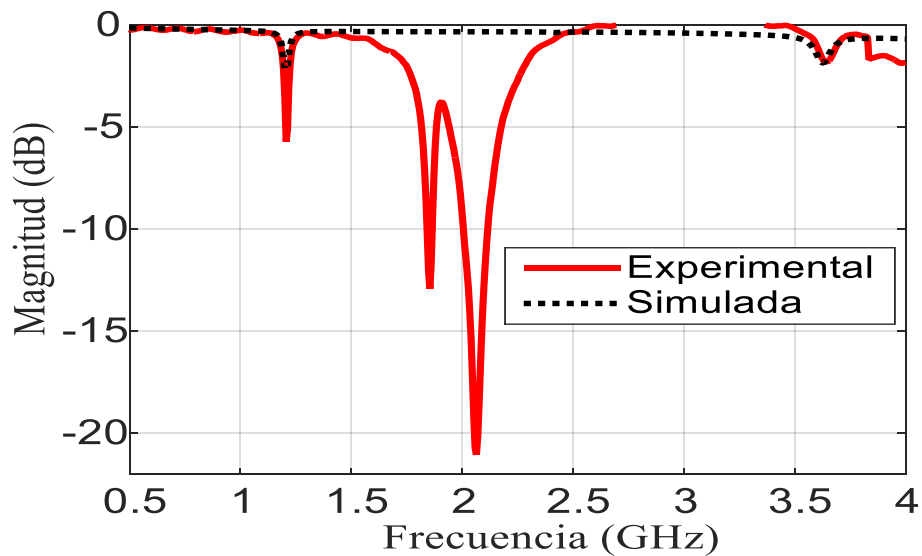
La Figura 3.16, corresponden a las gráficas de modo común (par) y diferencial (impar) obtenida de las permitividades dieléctricas  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$  encontradas.



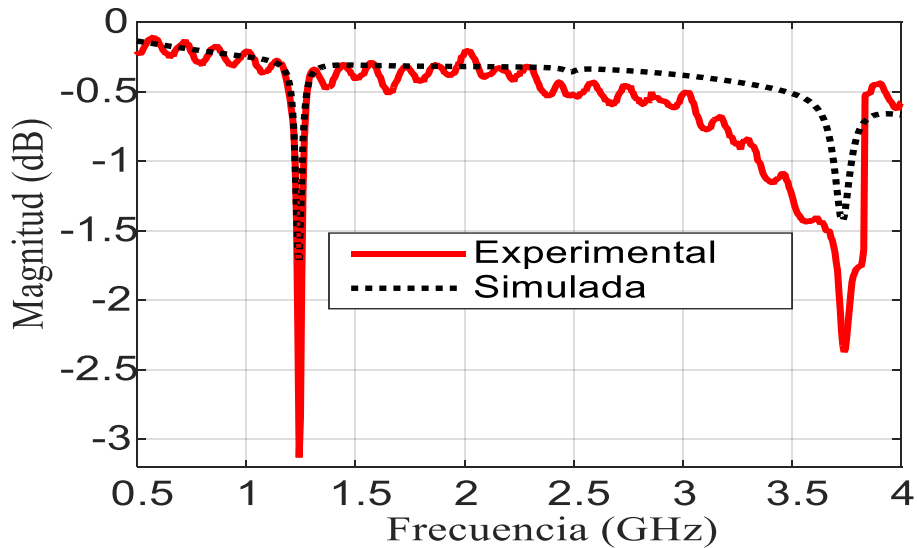
**Figura 3.16.** Gráfica de modo común (par) y diferencial (impar) obtenidas de simulación.

### 3.6 RESULTADOS

Como resultados se presenta la comparación de las gráficas de los datos simulados y experimentales tanto para el modo común (par) como para el modo diferencial (impar), las cuales se muestran en las siguiente Figuras.



**Figura 3.17.** Gráfica de modo común (par) experimental y simulada.



**Figura 3.18.** Gráfica de modo diferencial (impar) experimental y simulada.

**Tabla 3.5.** Resultados finales.

	EXPERIMENTAL	SIMULADO	% ERROR
<b>Primer par de frecuencias [MHz]</b>			
Frecuencia común	1206	1208	0.1658
Frecuencia diferencial	1242	1240	0.1610
$\Delta f1$	36	32	11.1111
<b>Segundo par de frecuencias [MHz]</b>			
Frecuencia común	3639	3630	0.2473
Frecuencia diferencial	3738	3730	0.2145
$\Delta f2$	99	100	1

Como se aprecia en las Figuras 3.17 y 3.18, las frecuencias de resonancias de las gráficas simuladas, las cuales son obtenidas a partir de la anisotropía dieléctrica hallada, muestran poca diferencia con respecto a las obtenidas experimentalmente. Por otro lado, las magnitudes de estas resonancias difieren considerablemente. Cabe resaltar, que para el análisis realizado solo se consideró a la parte real de la permitividad, la cual se asocia directamente con el valor de la frecuencia de resonancia, pero no se consideró a la parte imaginaria de la permitividad, la cual se asocia con las pérdidas y en consecuencia con la amplitud de las resonancias.

En comparación de los resultados reportados en [7] y los obtenidos en la medición del dispositivo, hay una diferencia considerable, lo que puede deberse a que el sustrato FR4 es muy común comercialmente, lo hace que su manufactura se realice de diferentes formas y por esto se presenten varias permitividades y espesores [19, 20], como por ejemplo, en [7] se reporta una permitividad medida de 3.9 y considerando algunas hojas de datos del FR4 como [21-25], así como algunos trabajos en los que este es implementado en [26-29], se reportan permitividades de 4.5, 4.6, 4.4, 4.8 e incluso de

3.6 en adelante, entre otras. Sin embargo, muchas de estas permitividades se presentan dependiendo las frecuencias a las que fue sometida la medición del sustrato o la aplicación en la que este fue implementado.

Los porcentajes de error obtenidos en la tabla 3.5, aunque no son altos, pueden deberse a que el simulador utilizado no asume diferentes variables que en la medición se presentan, como lo es, el espacio de aire que puede generarse en medio de las dos placas de sustrato del dispositivo, el cual no es considerado en las simulaciones.

Finalmente, cabe aclarar, que para encontrar la anisotropía del dispositivo de medición se asumió que la permitividad en  $z$  era mayor que en  $x$ , debido a que al realizar las simulaciones considerando lo contrario, se obtenía que la frecuencia común era mayor que la diferencial, lo cual, contradice lo obtenido de los datos proporcionados de la medición (ver Anexo A, ver tabla de resultados de permitividad considerando que  $x$  mayor que  $z$ ).

# Capítulo 4

## MEDICIÓN DE ALGUNOS MATERIALES

Para la validación del sensor, se comenzó encontrando su anisotropía dieléctrica como se explicó en el capítulo anterior, una vez obtenida está, se realizó una medición a un material conocido como lo fue el RO 6010, con el fin de comprobar si el dispositivo de medición funciona y poder observar lo que teóricamente se esperaba. Además, de la medición del sustrato, se realizaron otras mediciones a algunas muestras de tortilla y cartón bajo diferentes condiciones físicas (seco y húmedo).

### 4.1 SUSTRATO RO 6010

El sustrato RO 6010, posee características tales como su alta constante dieléctrica, la cual presenta una ventaja en la implementación de circuitos de tamaño reducido, además, tiene baja pérdida dieléctrica, siendo ideal para operar en la banda X. Algunas de las aplicaciones más comunes del sustrato, es en la implementación de antenas de parche, sistemas de comunicación satelital, sistemas de radares, entre otras más aplicaciones y características vistas en [30].

Del sustrato RO 6010, se tomó una muestra (Figura 4.1) con las características físicas registradas en la Tabla 4.1.

**Tabla 4.1.** Características de la muestra RO 6010.

<b>Espesor</b>	0.64 mm
<b><math>\tan\delta</math></b>	0.0023
<b>Er</b>	10.7
<b>Largo</b>	72.33 mm
<b>Ancho</b>	8.4 mm

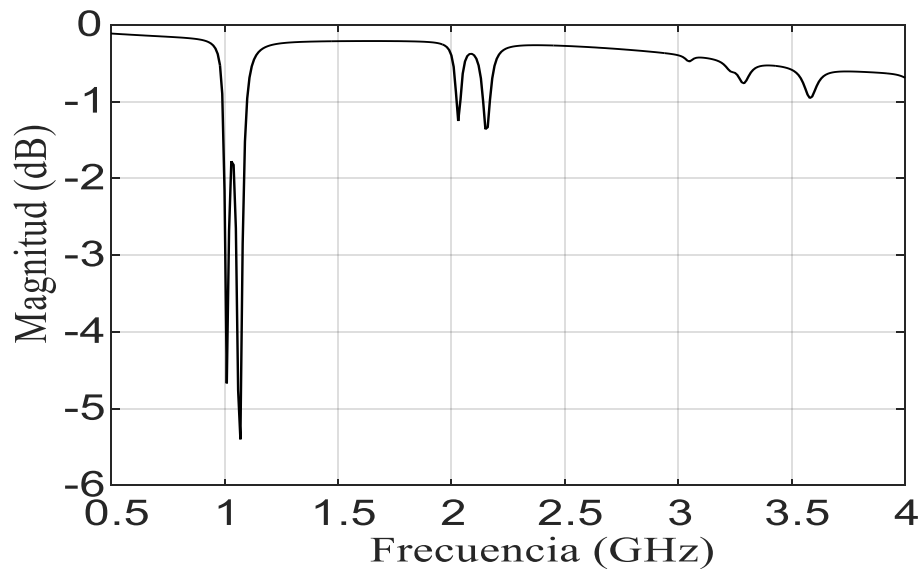


**Figura 4.1.** Muestra RO6010.



**Figura 4.2.** Estructura de implementación para medición del R O6010.

Para la simulación de la Figura 4.2 en el software SONNET, se conservó la anisotropía dieléctrica hallada del dispositivo de medición (FR4) y la permitividad de la muestra de 10.7.



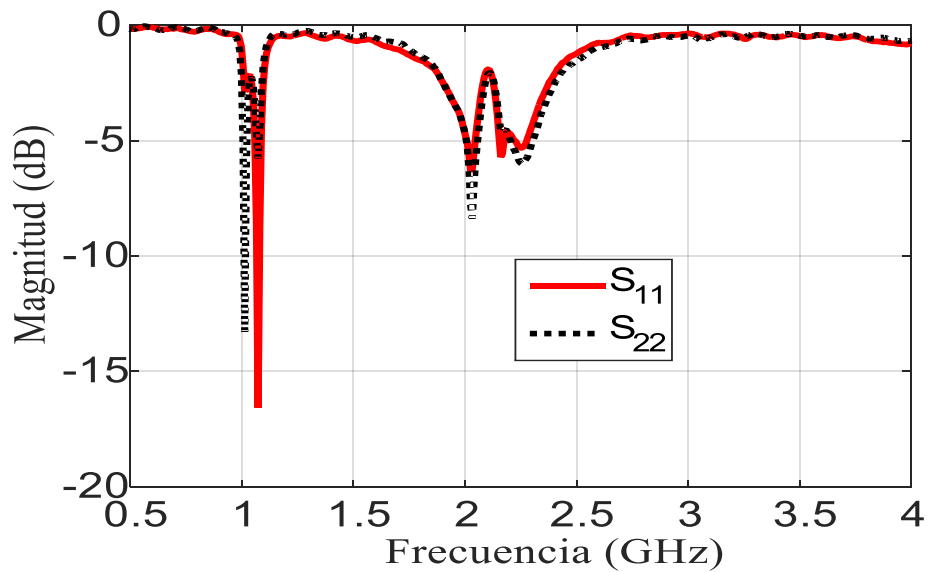
**Figura 4.3.** Simulación en SONNET con la muestra RO 6010.

Las frecuencias de resonancia obtenidas en la simulación de la Figura 4.3, en su respectivo orden de izquierda a derecha son 1.010, 1.07, 2.03, 2.15 GHz y considerando las dos últimas frecuencias se tiene 3.29 y 3.58 GHz.

Para la medición, la muestra del sustrato fue colocada en medio del dispositivo (Figura 4.4), el cual después fue conectado al VNA. Los datos de la medición son graficados en AWR, Figura 4.5.



**Figura 4.4.** Muestra del sustrato RO 6010 en el dispositivo de medición.



**Figura 4.5.** Datos medidos del sustrato RO 6010 graficados en el software AWR.

Las frecuencias registradas en la tabla 4.2 obtenidas de la Figura 4.5, se dan en el orden de izquierda a derecha.

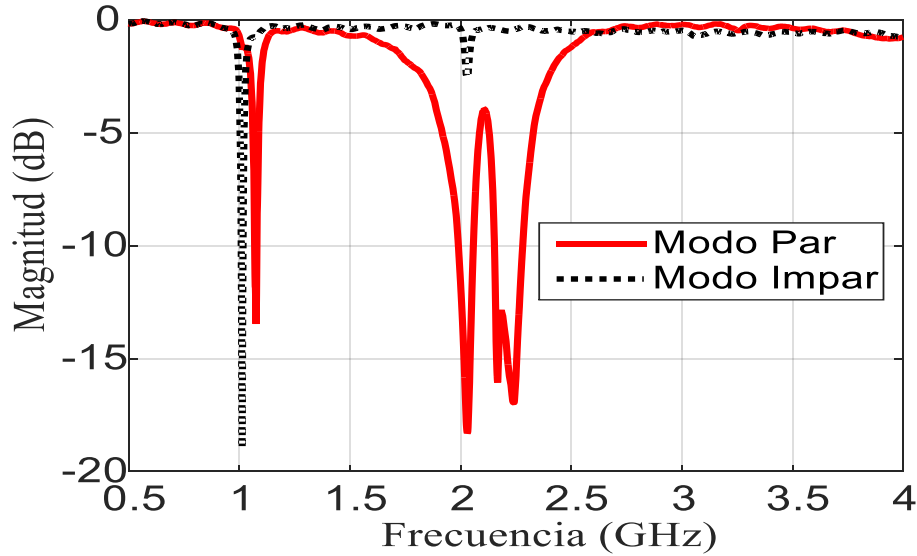
**Tabla 4.2.** Frecuencias de resonancia de la Figura 4.5.

1	1013 MHz
2	1073 MHz
3	2033 MHz
4	2258 MHz

Para obtener las gráficas del modo común (par) y diferencial (impar), el subcircuito generado de los datos medidos se conecta al híbrido de 180° (de la misma forma como se explica en el capítulo 3), ver Figura 4.6. En esta figura, se asumirá como frecuencia común (del segundo par de frecuencias) a la frecuencia cuya magnitud es más cercana



a -15 dB, ya que la frecuencia que se encuentra cercana a -20 dB es la misma que se generó en la medición del sensor (ver explicación en la sección 3.5)



**Figura 4.6.** Gráficas de modo común (par) y diferencial (impar) de la muestra RO 6010.

**Tabla 4.3.** Frecuencias obtenidas de las gráficas común y diferencial de la Figura 4.6.

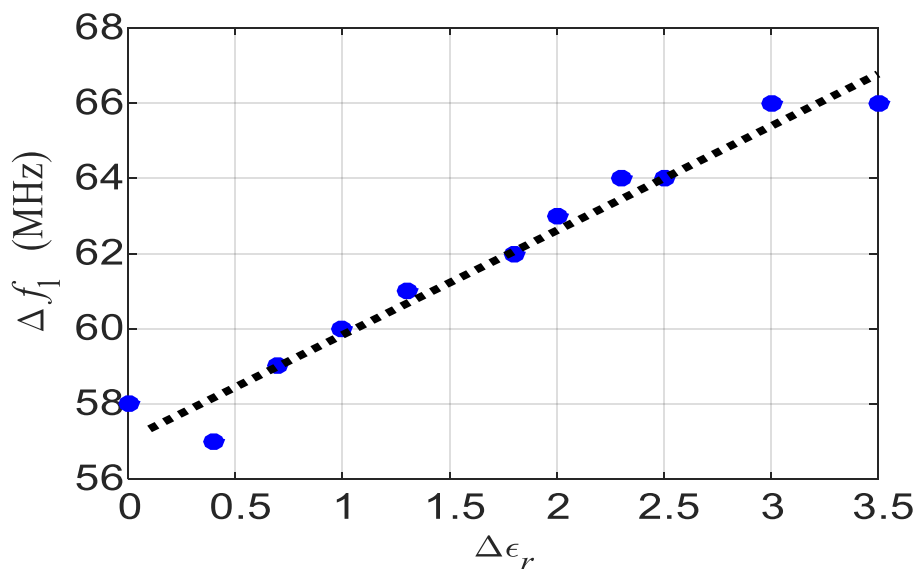
Primer par de frecuencias			Segundo par de frecuencias		
Frecuencia común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_1$	Frecuencia Común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_2$
1075 MHz	1012 MHz	63 MHz	2167MHz	2031MHz	136 MHz

Con el fin de conocer la anisotropía dieléctrica de la muestra RO 6010 en las direcciones  $x$  y  $z$  ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ ), se realizó el mismo procedimiento descrito en el capítulo 3, en donde, se varía el delta de permitividad para obtener un delta de frecuencia aproximadamente igual al experimental.

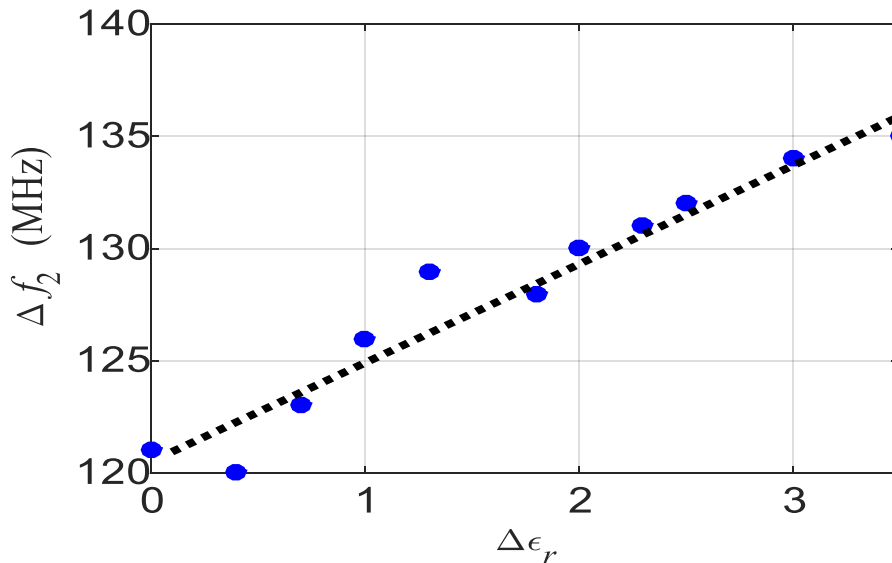
De esta forma, en la Tabla 4.4 se encuentran registrados las frecuencias de cada modo obtenidas (en AWR) a partir de las simulaciones generadas de la variación del delta de permitividad (en SONNET). Así mismo, se encuentran  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  que corresponden a los deltas de frecuencia del primer y segundo par de frecuencias.

**Tabla 4.4.** Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_r$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Diferencial	Común	Diferencial	Común		
0	10.7	10.7	1010	1068	2030	2151	58	121
0.4	10.5	10.9	1010	1067	2030	2150	57	120
0.7	10.35	11.05	1008	1067	2030	2153	59	123
1	10.2	11.2	1007	1067	2024	2150	60	126
1.3	10.05	11.35	1006	1067	2020	2150	61	129
1.8	9.8	11.6	1005	1067	2020	2150	62	128
2	9.7	11.7	1004	1067	2020	2150	63	130
2.3	9.55	11.85	1003	1067	2020	2151	64	131
2.5	9.45	11.95	1003	1067	2020	2152	64	132
3	9.2	12.2	1001	1067	2020	2154	66	134
3.5	8.95	12.45	1001	1067	2020	2155	66	135



**Figura 4.7.** Gráfica  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f_1$  del primer par de frecuencias.



**Figura 4.8.** Gráfica  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f_2$  del segundo par de frecuencias.

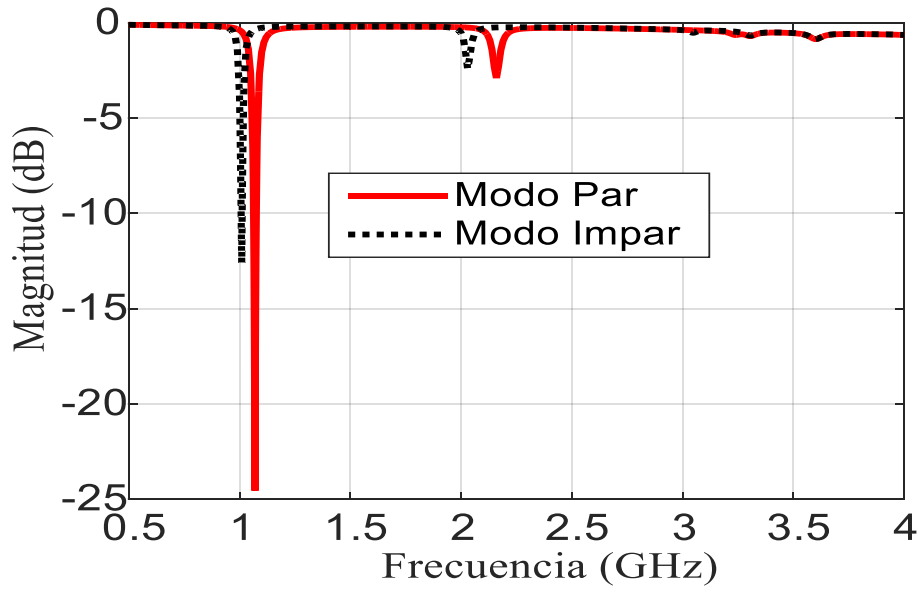
El delta de permitividad correspondiente a 2 en la Tabla 4.4, es el valor en que  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  se aproximan simultáneamente a los obtenidos con los datos experimentales, mientras que las frecuencias correspondientes a cada modo no se aproximan a estos, por ello, se hace necesario realizar un reajuste de permitividades como se hizo en el capítulo 3 (sección 3.5, paso C).

Entonces, bajo el delta de permitividad igual a 2, se reajustan  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ . Al realizar este reajuste, manteniendo el delta de permitividad encontrado, se tienen las frecuencias común y diferencial aproximadas a las experimentales, con una pequeña variación en los deltas de frecuencia.

**Tabla 4.5.** Datos finales de las permitividades encontradas del sustrato.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Diferencial	Común	Diferencial	Común		
2	9.5	11.5	1010	1070	2030	2161	60	131

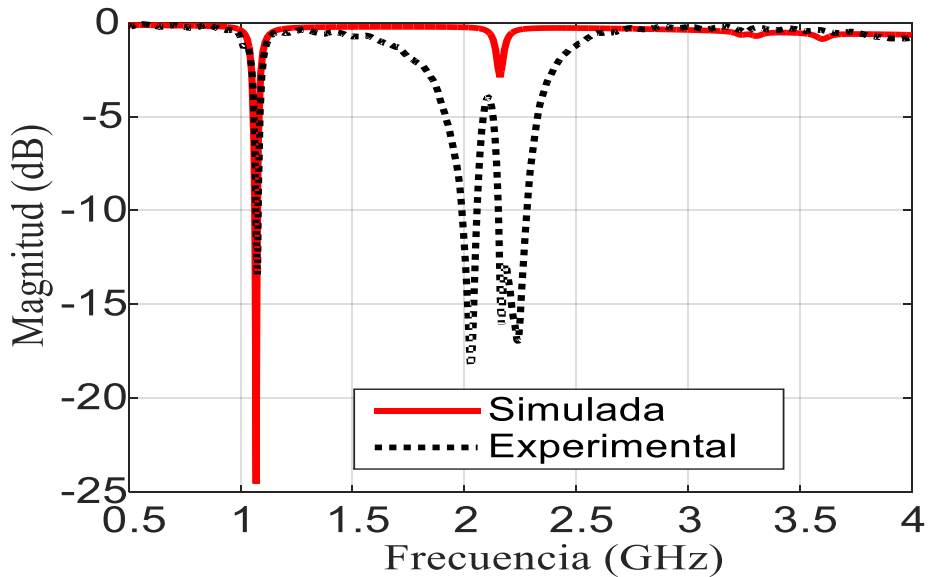
De esta forma, la anisotropía dieléctrica encontrada para la muestra RO 6010 es aproximada de  $\epsilon_{rx} = 11.5$  y  $\epsilon_{rz} = 9.5$ . Las gráficas obtenidas de los dos modos a partir de las permitividades encontradas se observan en la Figura 4.9.



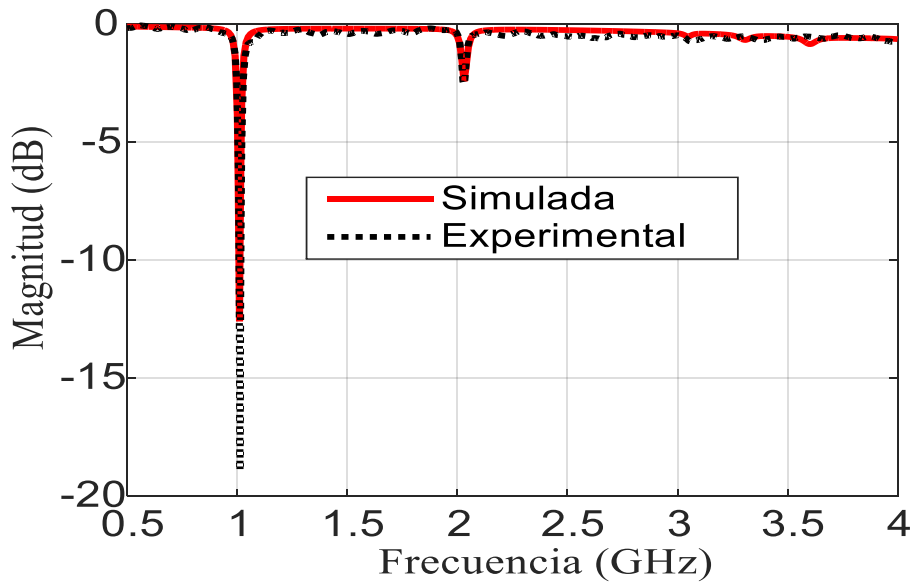
**Figura 4.9.** Gráfica de modo diferencial (impar) y modo común (par) obtenidas de simulación.

#### 4.1.1. Resultados

En las Figuras 4.10 y 4.11 se encuentran las gráficas de los resultados obtenidos del modo común (par) y diferencial (impar) a partir de los datos simulados y experimentales.



**Figura 4.10.** Gráfica de modo común (par) simulado y experimental.



**Figura 4.11.** Gráfica de modo diferencial (impar) simulado y experimental.

**Tabla 4.6.** Resultados finales.

	EXPERIMENTAL	SIMULADO	% ERROR
<b>Primer par de frecuencias [MHz]</b>			
<b>Frecuencia común</b>	1075	1070	0.4651
<b>Frecuencia diferencial</b>	1012	1010	0.1976
<b><math>\Delta f1</math></b>	63	60	4.7619
<b>Segundo par de frecuencias</b>			
<b>Frecuencia común</b>	2167	2160	0.3230
<b>Frecuencia diferencial</b>	2031	2030	0.0492
<b><math>\Delta f2</math></b>	136	130	4.4118

Como se puede observar en la Figura 4.10, la mayor diferencia de la gráfica simulada con respecto a la experimental son las frecuencias de resonancias generadas por el dispositivo (obtenidas de la medición), las cuales son cercanas a los 2 GHz, como se observó en el capítulo 3. Mientras que las gráficas de modo diferencial de la Figura 3.11 muestra mejor respuesta en cuanto en la comparación de la gráfica simulada con la experimental.

Los porcentajes de error reportados en la Tabla 4.6, aunque no son tan altos, pueden deberse al espacio de aire entre la muestra y las capas de sustrato FR4. Además, el sustrato RO 6010 tiene en su permitividad una variación de  $\pm 0.25$  proporcionada por [30], puede verse reflejada en estos porcentajes de error.

En [31], el fabricante del sustrato reporta un delta de permitividad de medido de 2.7, mientras la que nosotros obtuvimos es de 2. Esta diferencia se debe al método allí

usado, así como a las altas frecuencias que fue sometido el sustrato para su medición, además, se aclara algunos problemas potenciales para la anisotropía. Por otro lado, mencionan las posibles variaciones de permitividad reportadas por usuarios, las cuales van ligadas a las aplicaciones en que se implemente el sustrato.

## 4.2. CARTÓN SECO

En esta medición, se tomó una muestra de un cartón común, Figura 4.17.



**Figura 4.12.** Muestra de cartón.

**Tabla 4.7.** Características físicas de la muestra de cartón,

<b>Espesor</b>	0.45 mm
<b>Peso</b>	0.21 gr
<b>Largo</b>	79.89 mm
<b>Ancho</b>	8.9 mm

En los trabajos [32-35], se reportan diferentes mediciones de permitividades del cartón, las cuales dependen del tipo de cartón implementado, ya que algunos de estos varían en su forma, tamaño, condiciones en las que se encuentra (si tiene humedad) e incluso en su fabricación, así mismo, la permitividad del cartón también se puede ver afectada al método con el que se midió, por lo tanto, en esos trabajos se exponen permitividades que oscilan entre 1 y 3.

Por lo anterior, se hace necesario medir la permitividad de la muestra del cartón a utilizar, para ello, se realizó primero la medición de la muestra para conocer las frecuencias de resonancia generadas y así implementar la estructura de la Figura 4.18 en el software SONNET, con el fin de encontrar por medio de simulación la permitividad que produce estas frecuencias obtenidas experimentalmente.

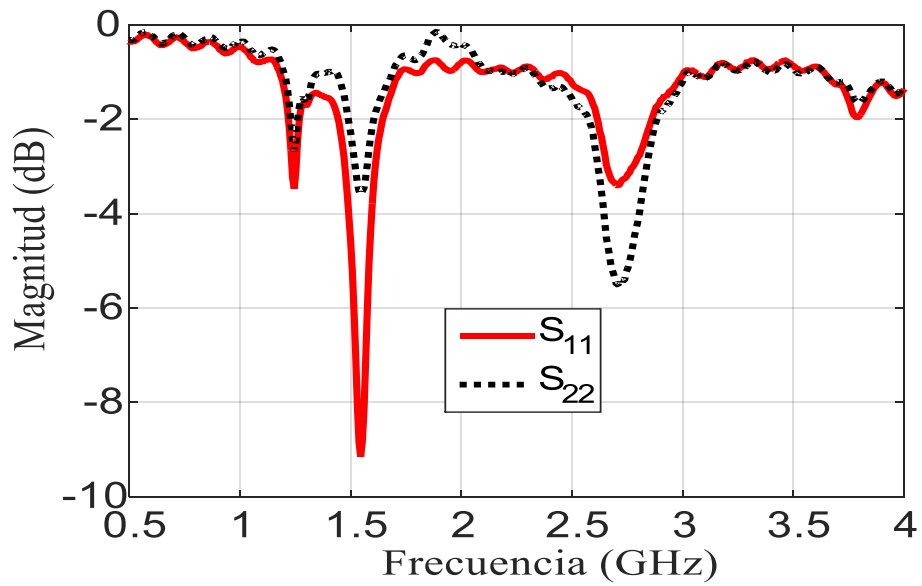


**Figura 4.13.** Estructura de implementación para medición del cartón.

La muestra es colocada en medio del dispositivo (Figura 4.19), que luego es conectado al VNA para la medición. En la Figura 4.20 se encuentran graficados (en AWR) los datos obtenidos de la medición.



**Figura 4.14.** Muestra de cartón en el dispositivo de medición.



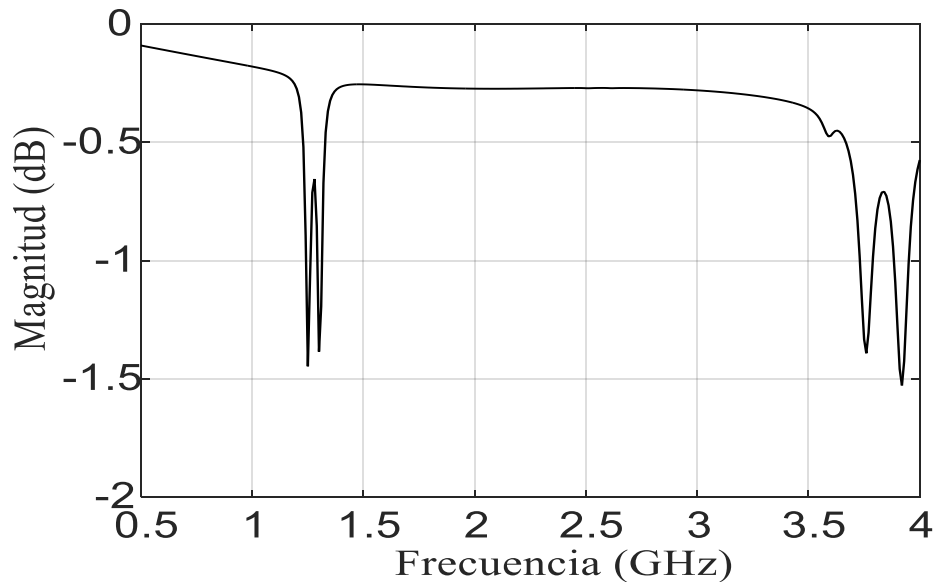
**Figura 4.15.** Datos medidos de catón graficados en el software AWR.

La tabla 4.10 muestra las frecuencias de resonancia obtenidas de izquierda a derecha, en la Figura 4.20

**Tabla 4.8.** Frecuencias de resonancia obtenidas en la Figura 4.20.

1	1245 MHz
2	1545 MHz
3	2708 MHz
4	3788 MHz

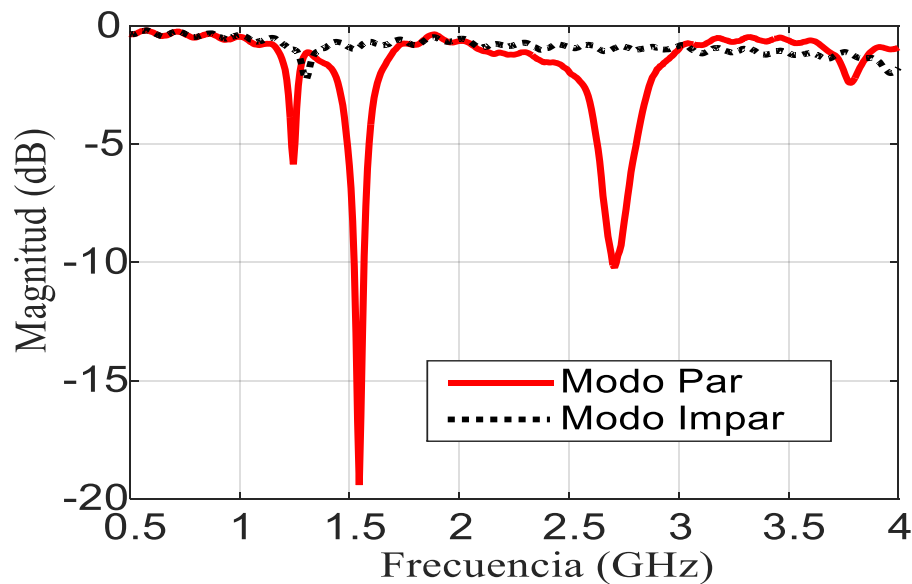
De esta forma, se encontró que la permitividad que genera las frecuencias de resonancia aproximadamente igual a las obtenidas de la medición del cartón es de 2.85. La Figura 4.21 corresponde a la gráfica obtenida en SONNET con esta permitividad.



**Figura 4.16.** Simulación en SONNET con la permitividad encontrada del cartón.

Las frecuencias de resonancia obtenidas de la Figura 4.21 son 1.26, 1.31, 3.78, y 3.95 GHz.

Las gráficas de los modos común (par) y diferencial (impar) obtenidas de la conexión del híbrido de 180° al subcircuito de los datos medidos se observan en la Figura 4.22.



**Figura 4. 17.** Gráficas de modo común (par) y diferencial (diferencial) de la muestra de cartón.



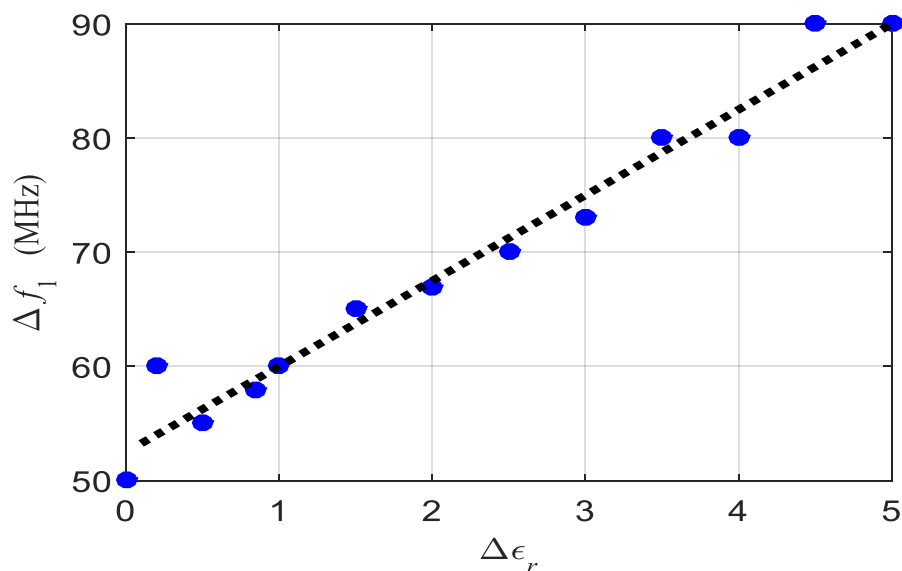
**Tabla 4.9.** Frecuencias obtenidas de las gráficas común y diferencial de la Figura 4.22.

Primer par de frecuencias			Segundo par de frecuencias		
Frecuencia común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_1$	Frecuencia Común	Frecuencia diferencial	$\Delta f_2$
1245 MHz	1300 MHz	55 MHz	3780 MHz	3969 MHz	189 MHz

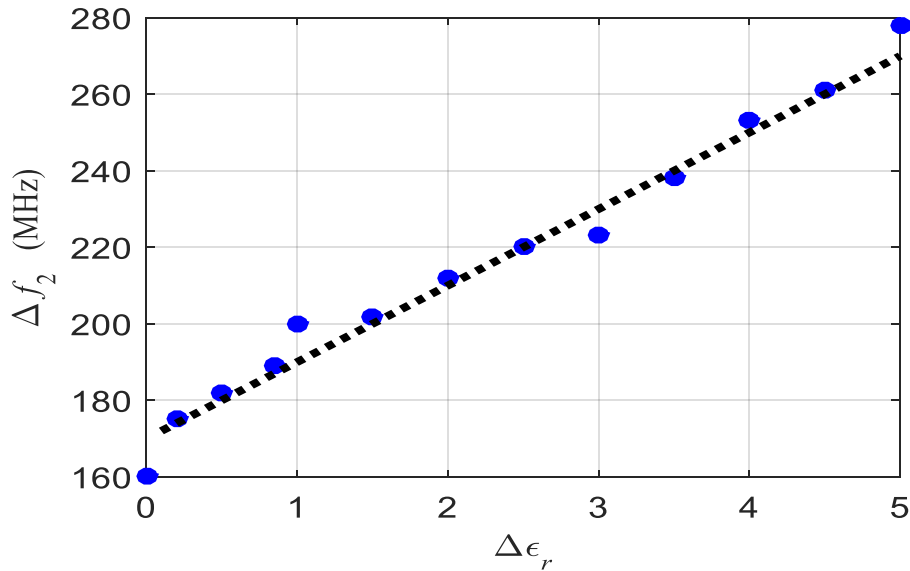
En la Tabla 4.12, se encuentran los deltas de frecuencia generados por la variación del delta de permitividad (ver procedimiento capítulo 3), con el fin de encontrar la anisotropía dieléctrica de la muestra del cartón.

**Tabla 4.10.** Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad.

$\Delta \epsilon_r$	$\Delta \epsilon_{rz}$	$\Delta \epsilon_{rx}$	Primer par de frecuencias [MHz]		Segundo par de frecuencias [MHz]		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Común	Diferencial	Común	Diferencial		
0	3	3	1250	1300	3760	3920	50	160
0.2	2.95	2.75	1260	1310	3770	3945	60	175
0.5	3.1	2.6	1255	1310	3758	3940	55	182
0.85	3.275	2.425	1252	1310	3755	3944	58	189
1	3.35	2.35	1250	1310	3750	3950	60	200
1.5	3.6	2.1	1245	1310	3746	3948	65	202
2	3.85	1.85	1243	1310	3738	3950	67	212
2.5	4.1	1.6	1240	1310	3730	3950	70	220
3	4.35	1.35	1240	1313	3728	3951	73	223
3.5	4.6	1.1	1240	1320	3722	3960	80	238
4	4.85	0.85	1240	1320	3721	3974	80	253
4.5	5.1	0.6	1240	1330	3729	3990	90	261
5	5.35	0.35	1240	1330	3730	4008	90	278



**Figura 4.18.** Gráfica  $\Delta \epsilon$  vs  $\Delta f_1$  del primer par de frecuencias.



**Figura 4.19.** Gráfica  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f_2$  del segundo par de frecuencias.

Como se observa en la Tabla 4.12, para el  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  encontrados experimentalmente, les corresponde un delta de permitividad diferente. Ya que, con excepción del vacío, todos los medios son dispersivos. Es decir, la permitividad es función de la frecuencia y su valor es diferente para diferentes rangos de frecuencia sin importar que sea el mismo material o si este es homogéneo. Por lo tanto, se realiza un promedio de los deltas de permitividad que corresponden al  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$ . Entonces, para  $\Delta f_1$  le corresponde  $\Delta\epsilon_r=0.5$  y  $\Delta f_2$  le corresponde  $\Delta\epsilon_r=0.85$ , cuyo promedio de estas es de  $\Delta\epsilon_r \cong 0.7$ , ver la Tabla 4.13.

**Tabla 4.11.** Frecuencias obtenidas del delta de permitividad encontrado.

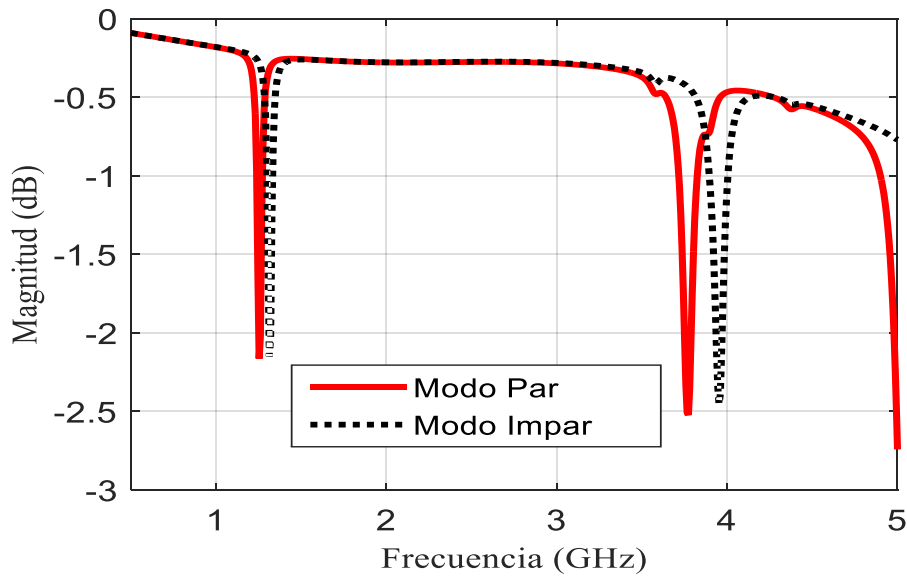
$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de frecuencias [MHz]		Segundo par de frecuencias [MHz]		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Común	Diferencial	Común	Diferencial		
0.7	3.2	2.5	1254	1310	3756	3942	56	186

Entonces, bajo el delta de permitividad de la Tabla 4.13, se reajustan  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ , con el fin de obtener las frecuencias común y diferencial aproximadamente igual a las experimentales.

**Tabla 4.12.** Datos finales de las permitividades encontradas del cartón.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			Común	Diferencial	Común	Diferencial		
0.7	3.1	2.4	1254	1310	3764	3950	56	186

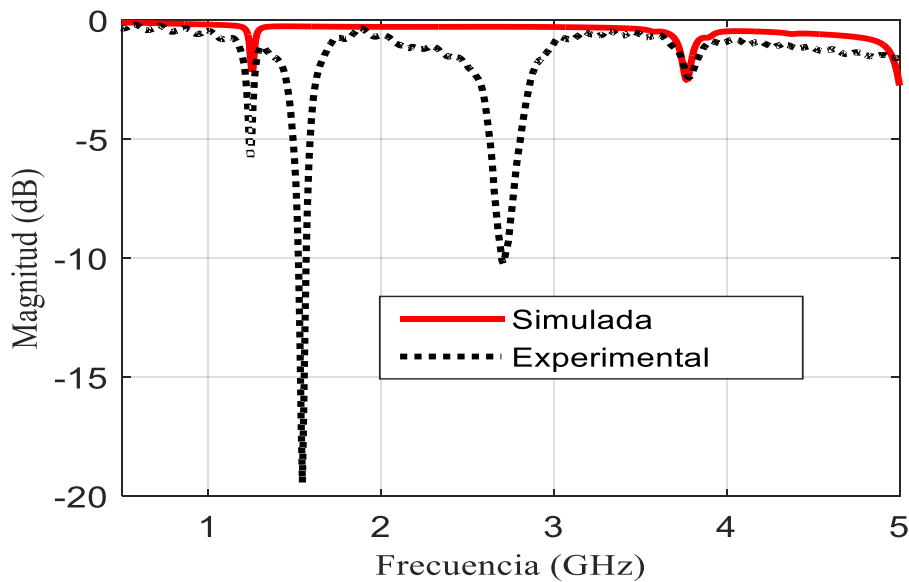
De esta forma, la anisotropía encontrada de la muestra de cartón es de aproximadamente  $\epsilon_{rx} = 2.4$  y  $\epsilon_{rz} = 3.1$ . Las gráficas de los dos modos (común y diferencial) obtenidas de los datos de la Tabla 4.14, se observan en la Figura 4.25.



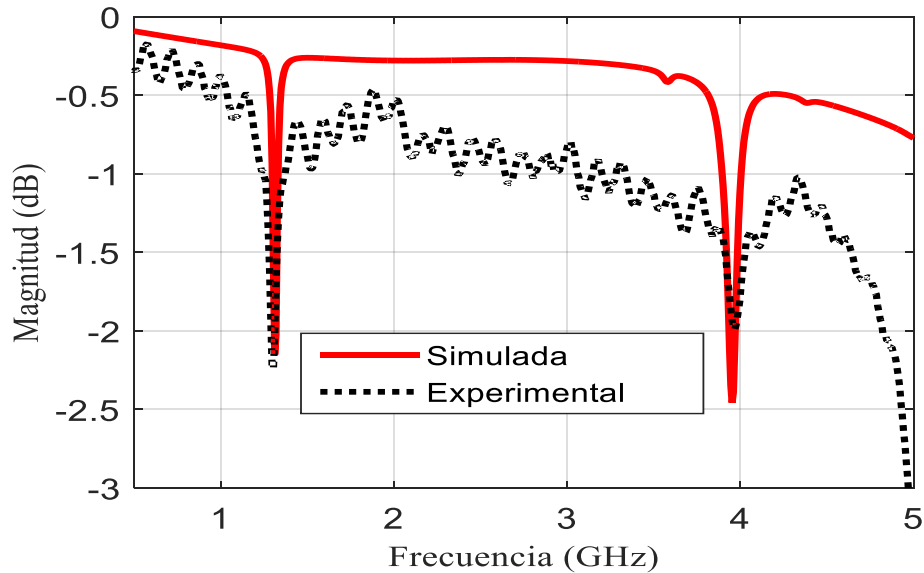
**Figura 4.20.** Gráfica de modo común (par) y modo diferencial (impar) obtenidas de simulación.

### 4.3.1 Resultados

La comparación de los datos experimentales y simulados tanto del modo común (par) como diferencial (impar) se encuentran en las Figuras 4.26 y 4.27.



**Figura 4.21.** Gráfica de modo común (par) simulada y experimental.



**Figura 4.22.** Gráfica de modo diferencial (impar) simulada y experimental.

**Tabla 4.13.** Resultados finales.

	EXPERIMENTAL	SIMULADO	% ERROR
<b>Primer par de frecuencias [MHz]</b>			
<b>Frecuencia común</b>	1245	1254	0.7229
<b>Frecuencia diferencial</b>	1300	1310	0.7692
<b><math>\Delta f1</math></b>	55	56	1.8182
<b>Segundo par de frecuencias</b>			
<b>Frecuencia común</b>	3780	3764	0.4233
<b>Frecuencia diferencial</b>	3969	3950	0.4787
<b><math>\Delta f2</math></b>	189	186	1.5873

En las gráficas de modo común de la Figura 4.26, las frecuencias de interés para el análisis corresponden al primer y último par de frecuencias, debido a que las demás frecuencias obtenidas experimentalmente, es posible que sean las mismas obtenidas de la medición del sensor (en el capítulo 3), por ello, son relevantes para este análisis.

Los porcentajes de error, aunque son bajos comparados con los obtenidos de las demás mediciones, es posible que se presenten por la forma en cómo afecta el sensor a la muestra en el momento de cerrarlo, ya que puede causar alguna deformación que el simulador no lo considera.

La tabla de resultados permite observar la diferencia de los valores de frecuencias de resonancia experimentales y simulados del primer y segundo par de frecuencias. Esta diferencia, se debe a que el delta de permitividad del primer par no es igual el segundo (por lo que fue necesario realizar un promedio, como se mencionó en el análisis), por ello, al ubicar las frecuencias del primer par con el delta de permitividad correspondiente, se veían afectadas las frecuencias del segundo par y viceversa, por lo

tanto, una vez ubicado el promedio del delta de permitividad, se logró obtener las frecuencias de resonancia de ambos pares lo más cercano a las frecuencias requeridas.

### 4.3 CARTÓN MOJADO

Finalmente, en esta medición se tomó una muestra de cartón mojado, Figura 4.28. Esta muestra inicialmente se encuentra seca (con similares características a la muestra anterior) y luego es humedecida con agua.

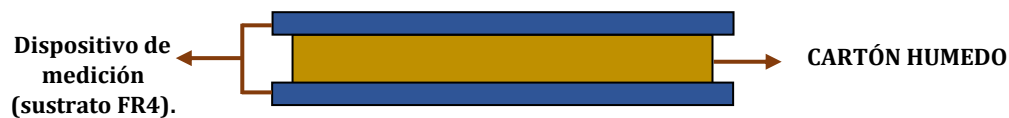


**Figura 4.23.** Muestra de cartón mojado.

**Tabla 4.14.** Características físicas de la muestra de cartón mojado.

<b>Espesor</b>	0.5 mm
<b>Peso (seco)</b>	0.21 gr
<b>Peso (Húmedo)</b>	0.51 gr
<b>Largo</b>	79.84 mm
<b>Ancho</b>	8.85 mm

Como se mencionó en con el cartón seco, las permitividades del cartón se pueden ver afectadas dependiendo las condiciones de este, como por ejemplo, con la humedad que se presente [33], por lo tanto, al encontrarse mojada la muestra de cartón, cambia la permitividad (con respecto a la muestra de cartón seco), para ello, fue necesario encontrarla de la misma forma que la muestra de anterior, realizando primero la medición de la muestra y luego simulando en el software SONNET (esquema de la Figura 4.29).

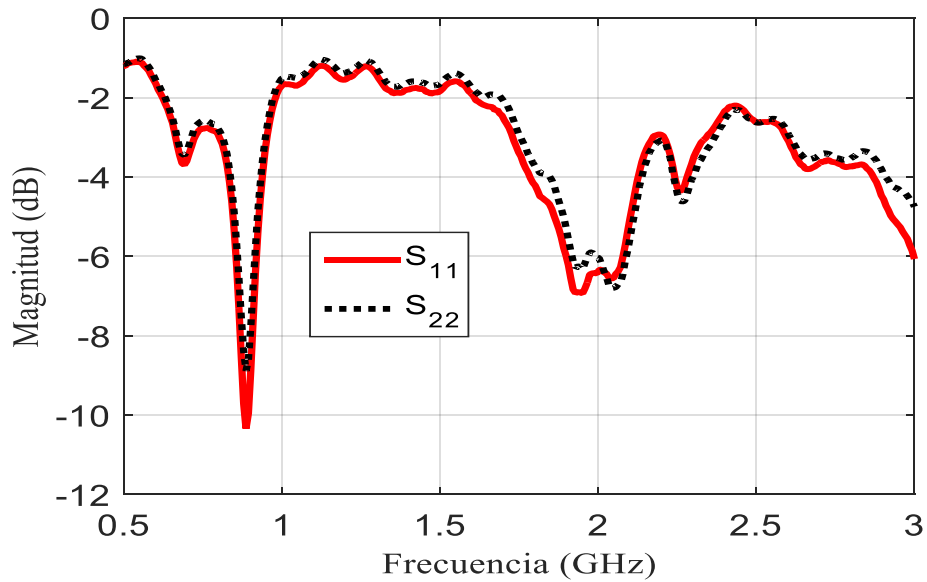


**Figura 4.24.** Estructura para la medición del cartón mojado.

Para la medición, al igual que las mediciones anteriores, la muestra de cartón mojado es colocada en medio del dispositivo de medición (Figura 4.30), que luego es conectado al VNA para la toma de datos.



**Figura 4.25.** Muestra en el dispositivo de medición.



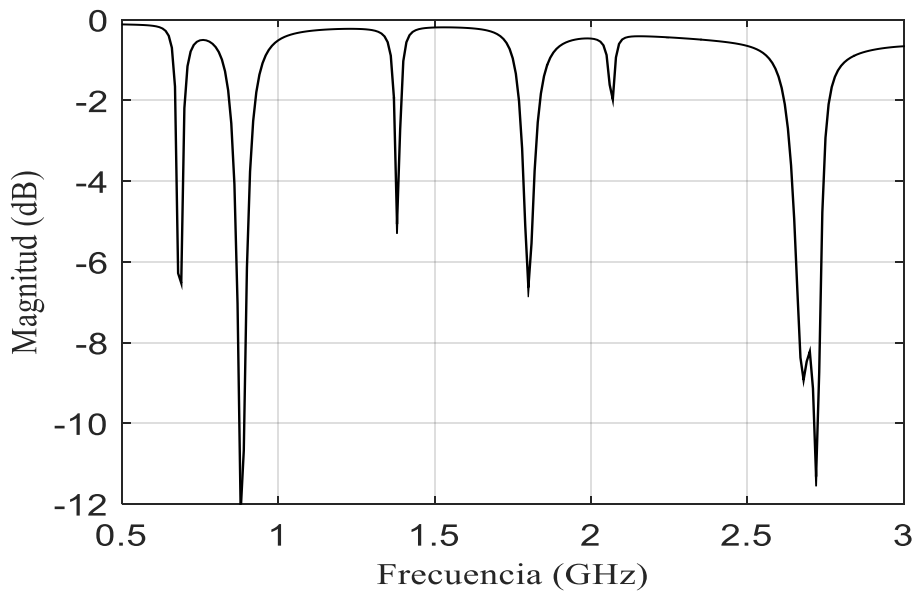
**Figura 4.26.** Datos medidos del cartón mojado graficados en el software AWR.

Las resonancias registradas en la tabla 4.17, corresponden al orden de izquierda a derecha de la Figura 4.31.

**Tabla 4.15.** Frecuencias de resonancia de la Figura 4.31.

1	690 MHz
2	885 MHz
3	2048 MHz
4	2265 MHz

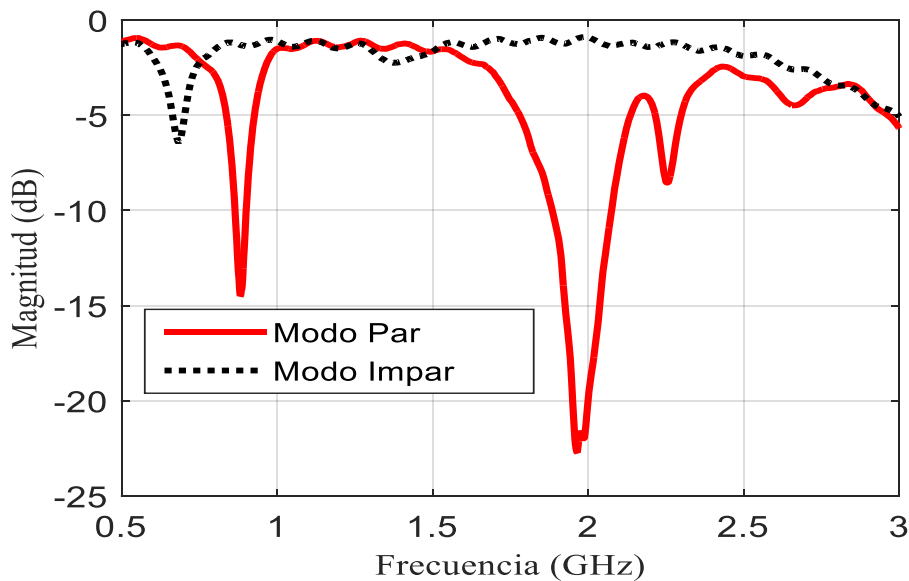
La permitividad que genera las frecuencias de resonancia cercanas a las experimentales es de 43. La Figura 4.32, corresponde a la gráfica obtenida en SONNET con esta permitividad.



**Figura 4.27.** Simulación en SONNET con la permitividad encontrada del cartón mojado.

Las frecuencias de resonancia obtenidas en la simulación son 0.69, 0.88, 1.38, 1.8, 2.07, 2.68 y 2.72 GHz. Donde, la tercera y cuarta resonancias son armónicos de las dos primeras resonancias respectivamente y de la misma forma lo es el tercer par de resonancias (2.07, 2.68) y así sucesivamente.

Las gráficas de los modos común (par) y diferencial (impar) son obtenidas de conectar el híbrido de 180° al subcircuito de los datos medidos del cartón mojado, Figura 4.33.



**Figura 4.28.** Gráfica de modo diferencial (impar) y común (par) de la muestra de cartón mojado.

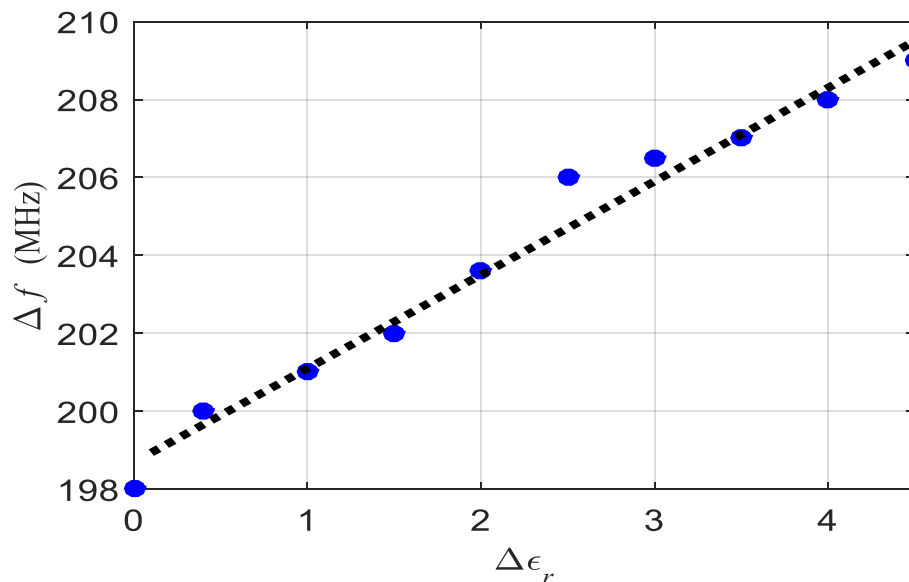
**Tabla 4.16.** Frecuencias de resonancia de la Figura 4.33,

Frecuencia común	Frecuencia diferencial	$\Delta f$
885 MHz	683 MHz	202 MHz

De la misma forma que en las anteriores muestras, para encontrar la anisotropía dieléctrica del cartón mojado ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ ), se realizó el mismo procedimiento descrito en el capítulo 3, entonces, a partir de la variación del delta de permitividad se tienen los datos registrados en la Tabla 4.19.

**Tabla 4.17.** Frecuencias obtenidas de la variación del delta de permitividad.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Frecuencias (MHz)		$\Delta f$ (MHz)
			Común	Diferencial	
0	43	43	885	687	198
0.4	42.8	43.2	885	685	200
1	42.5	43.5	885	684	201
1.5	42.25	43.75	884	682	202
2	42	44	885	681.4	203.6
2.5	41.75	44.25	885	679	206
3	41.5	44.5	884	677.5	206.5
3.5	41.25	44.75	884	677	207
4	41	45	884	676	208
4.5	40.75	45.25	884	675	209



**Figura 4.29.** Gráfica obtenida de  $\Delta\epsilon$  vs  $\Delta f$ .

Como se puede observar en la Tabla 4.19, con el valor de delta de permitividad de 1.5, se obtiene el delta de frecuencia igual al experimental. Además, las frecuencias común

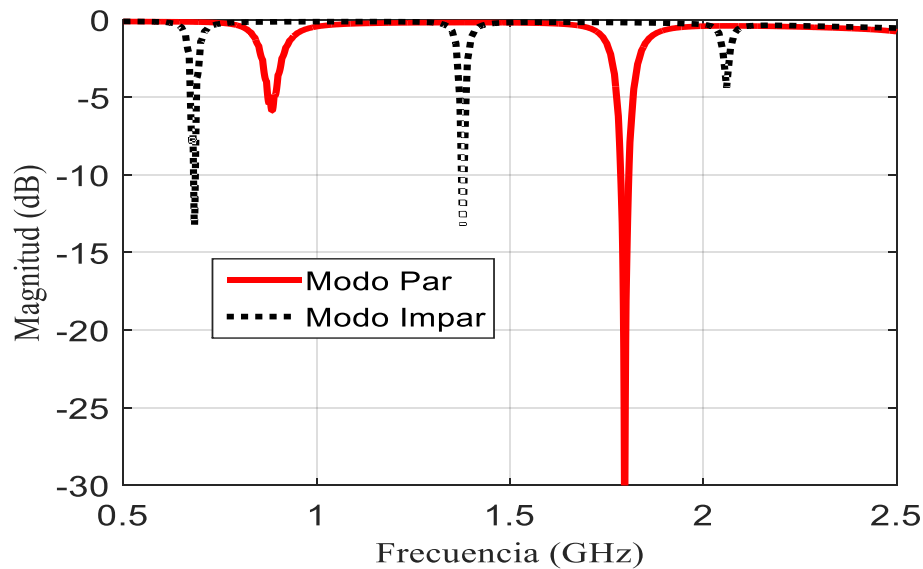


y diferencial son aproximadamente igual a las obtenidas en la medición, por tal motivo, no hubo necesidad de realizar el reajuste de permitividades como se hizo con las anteriores mediciones.

**Tabla 4.18.** Datos finales de las permitividades encontradas del cartón mojado.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	frecuencias (MHz)		$\Delta f$ [MHz]
			Común	Diferencial	
1.5	42.25	43.75	884	682	202

De esta forma, la anisotropía ( $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ ) encontrada para el cartón mojado se observa en la Tabla 4.20. la Figura 3.35, muestra las gráficas de los dos modos (común y diferencial) obtenidas a partir de estas permitividades encontradas.

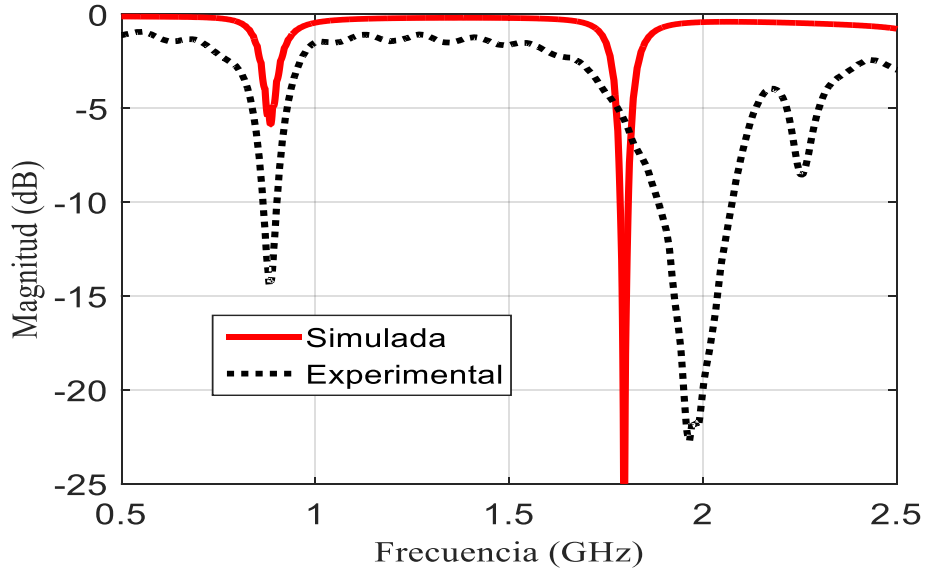


**Figura 4.30.** Gráfica de modo diferencial (impar) y modo común (par) obtenidas de simulación.

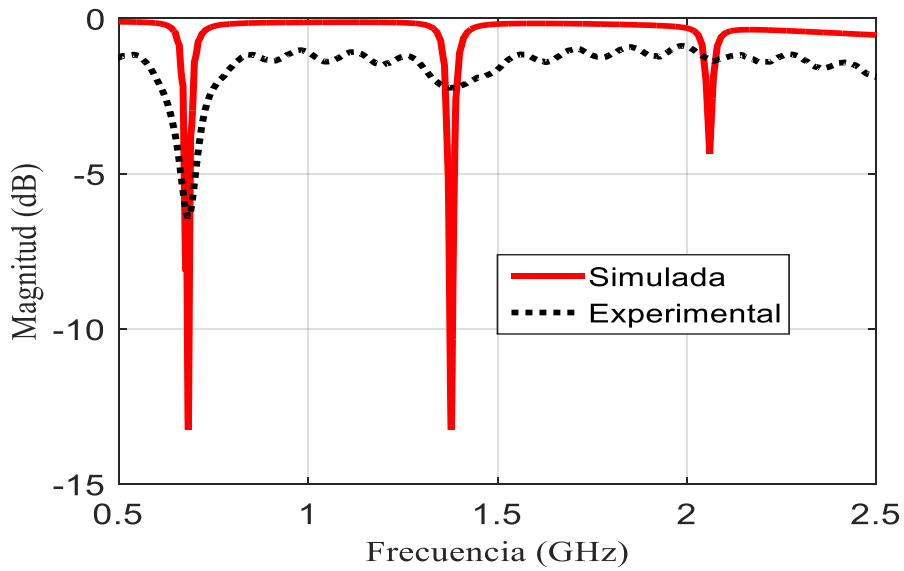
En la figura 4.35, se observa más de un par de frecuencias (es decir, cada par tiene frecuencia común y diferencial), pero para este análisis solo se tomó el primer par de frecuencias debido a que en la gráfica obtenida de los datos de experimentales solo se puede apreciar este primer par, ver Figura 4.33.

#### 4.3.1. Resultados

A continuación, en las Figuras 4.36 y 4.37 se encuentran las gráficas de modo común y diferencial obtenidas de los datos simulados y experimentales.



**Figura 4.31.** Gráfica de modo común (par) experimental y simulada.



**Figura 4.32.** Gráfica de modo diferencial (impar) experimental y simulada.

**Tabla 4.0.19.** Resultados finales.

	EXPERIMENTAL	SIMULADO	% ERROR
	<b>Frecuencias [MHz]</b>		
<b>Frecuencia común</b>	683	682	0.1464
<b>Frecuencia diferencial</b>	885	884	0.1130
<b><math>\Delta f</math></b>	202	202	0

En las Figuras 4.36 y 4.37, las gráficas correspondientes a la simulación presentan frecuencias de resonancia que no se observan en las gráficas experimentales, lo cual, puede deberse a las pérdidas que se pudieron generar en la medición, por ello, estas no se puedan apreciar. Entonces, para el análisis realizado de los resultados, solo se consideró el único par de frecuencia observado obtenido de las mediciones.

Por otro lado, en la figura 4.36, las gráficas de modo común tanto experimenta como simulada nuevamente se diferencian con la frecuencia que se encuentra cerca de los 2 GHz, la se ha presentado desde la medición del dispositivo como se explicó en el capítulo de este.

Los porcentajes de error correspondientes a las frecuencias común y diferencial presentados en la tabla de resultados son pequeños a pesar de que de que existen diferentes factores que pudiesen haber afectado las mediciones, como lo son la deformación del cartón en estado húmedo y la pérdida de agua durante la medición.

El cartón al contener humedad aumenta su permitividad, la cual viene dada de la relación de la permitividad del cartón seco (encontrada en la sección 3.2) y la permitividad relativa del agua, la cual va en promedio de la cantidad de humedad absorbida por la muestra. Además, las frecuencias de resonancias son menores a las medidas del cartón seco debida a la alta permitividad del cartón.

# Capítulo 5

---

## SENSADO DE GRADIENTE DE HUMEDAD

---

Finalmente, bajo el concepto de anisotropía se hicieron algunas mediciones con el fin de emplear el dispositivo de medición como un sensor de gradiente de humedad. Para estas mediciones, se realizaron tres pruebas (como se explicará en este capítulo) en las que se tomaron dos muestras de cartón (con características parecidas a las mencionadas en el capítulo anterior), donde, una de las muestras es mojada mientras que la otra permanece seca, esto con el fin de poder observar el cambio que se genera anisotrópicamente, al comenzarse a transferir humedad de la muestra mojada a la seca.

Además, el capítulo describe algunos sensores usados para la medición de humedad, los cuales están basados diferentes materiales.

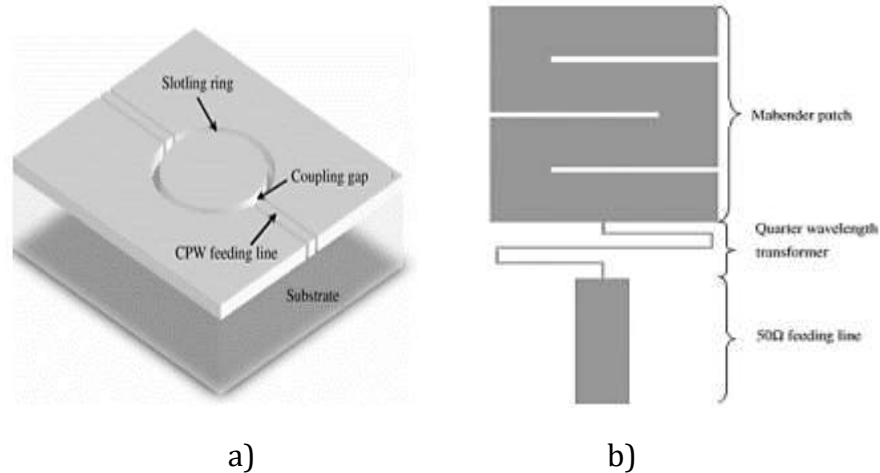
### 5.1 ESTADO DEL ARTE

Actualmente, existen diferentes sensores para la medición de humedad que por su bajo costo en la fabricación son muy usados en la industria para diferentes aplicaciones, como por ejemplo en el control electrónico. Los sensores más comunes se dividen en grupos como lo son cerámicos, polímeros dieléctricos, y polielectrolitos resistivos, cada uno de estos sensores son sensibles a la humedad y algunos tienen algunas limitaciones. Algunas de las propiedades eléctricas de estos sensores son sensibilidad, tiempo de respuesta y estabilidad [36-38].

Por otro lado, se han realizado varios trabajos en los que han implementado la tecnología de microondas como aplicación en sensores de humedad, uno de estos presenta un nuevo principio de aplicación para la detección de humedad, en la que se realiza una aproximación de un sensor a gas, por medio de un análisis de la variación electromagnética generada por algunos materiales sensibles en presencia de gas a altas frecuencias. Este sensor propuesto, trabaja a altas frecuencias que son formadas con una estructura de microondas y un revestimiento sensible, logrando tener una buena sensibilidad y reversibilidad [39].

Posteriormente en [40], el sensor de humedad está basado en dos diferentes resonadores para sensar la humedad relativa (RH) del entorno operativo de un sistema de radio frecuencia (RF), estos resonadores son: un resonador de guía de onda coplanar en un anillo de ranura a una frecuencia de operación de 3.375 GHz (Figura 5(a)) y una antena tipo parche a una frecuencia de 5 GHz (Figura 5(b)), además, el sensor cuenta con una película de *polyimide* para detección de humedad en un material. Las características como sensibilidad, histéresis y estabilidad son analizadas mediante el

cambio de frecuencia dado por el primer armónico contra varios niveles de humedad relativa (RH). Como uno de los resultados que obtuvieron esta la sensibilidad para el resonador de guía de onda coplanar en un anillo de ranura es de  $181 \text{ kHz}/\%RH$  y de la antena tipo parche es de  $108 \text{ kHz}/\%RH$ .

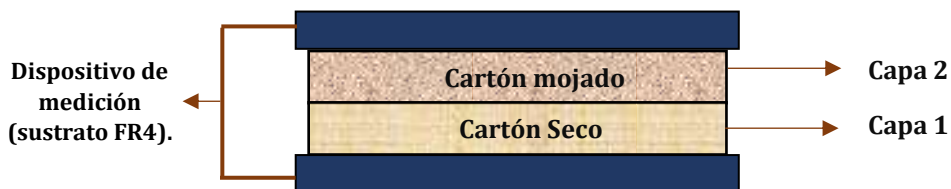


**Figura 5.1.** a) esquema de resonador de guía de onda coplanar en un anillo de ranura y b) esquema de antena tipo parche [40].

De la misma forma, uno de los trabajos más recientes es [41], donde el sensor de humedad se basa en nanopartículas de  $\text{SnO}_2$  sintetizadas por el método de irradiación de microondas a una frecuencia de operación de 2.45 GHz. Se usan nano discos de forma hexagonal de óxido de estaño ( $\text{SnO}$ ) y nanopartículas esféricas ( $\text{SnO}_2$ ). El análisis realizado mostro que  $\text{SnO}$  preparado forma nano discos que al calentar se transforman en nanopartículas de forma esférica de  $\text{SnO}_2$ , logrando tener una buena sensibilidad de humedad relativa. En general el sensor de humedad muestra buenas características sensoriales como supersensibilidad, respuesta rápida, y recuperación para medir humedad relativa en un rango de 5-95 % en temperatura del entorno.

## 5.2 MEDICIONES

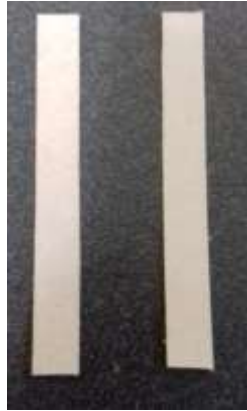
Las mediciones realizadas, constan de tres pruebas diferentes descritas a continuación. Cada una estas pruebas, se realiza con las dos muestras de cartón colocadas en el sensor como lo indica la Figura 5.2, donde, la capa 2 es la muestra de cartón mojada mientras la capa 1 es la muestra de cartón seca que se encuentra sobre las líneas de resonancia.



**Figura 5.2.** Esquema para la medición del gradiente de Humedad.

## A. Prueba 1

En la primera prueba (al igual que las dos pruebas siguientes) se inició tomando las medidas físicas de las dos muestras de cartón secas, las cuales se encuentran en la Tabla 5.1. Estas medidas, incluyen el peso de cada muestra que es obtenido al pesarlas en una balanza de laboratorio [42], Figura 5.4.



**Figura 5.3.** Muestras de cartón para la prueba 1.



**Figura 5.4.** Balanza usada para el peso de las muestras.

**Tabla 5.1.** Medidas iniciales de las muestras de la Figura 5.2.

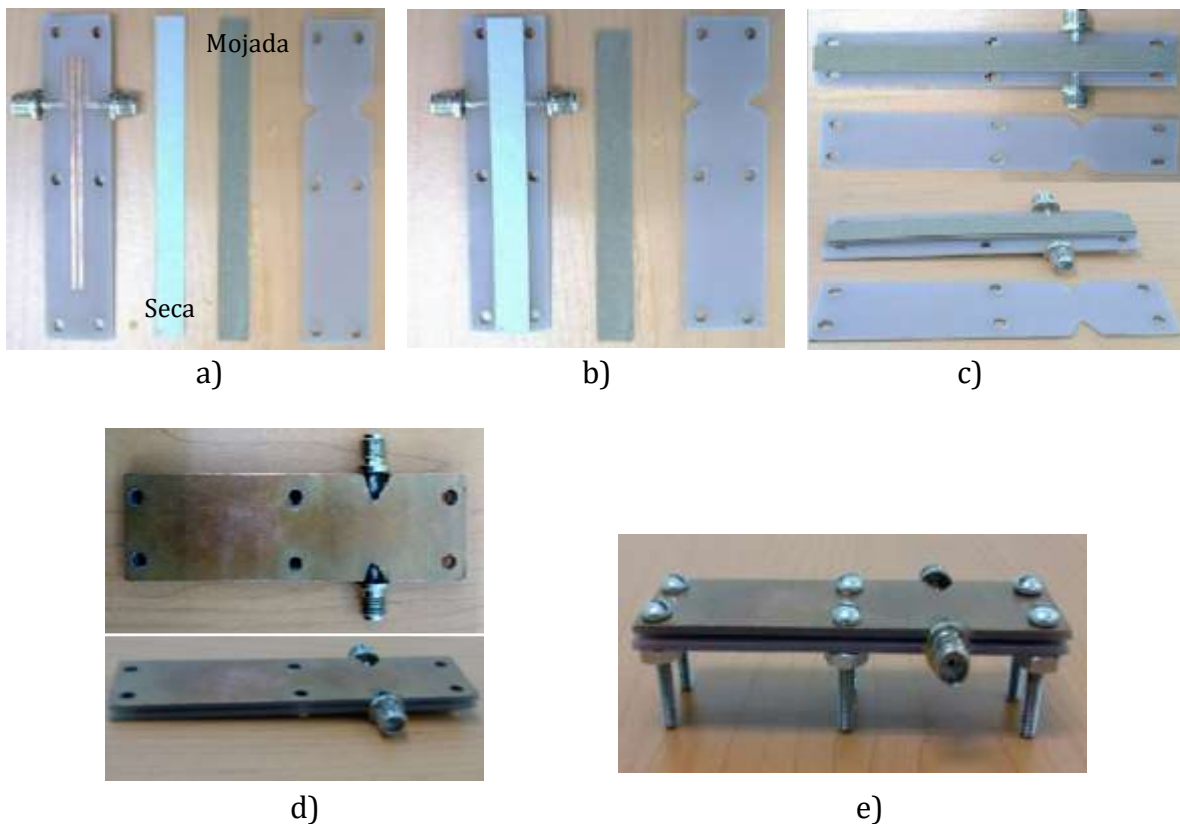
	<b>Peso [g]</b>	<b>Largo [mm]</b>	<b>Ancho [mm]</b>	<b>Espesor [mm]</b>
<b>Capa 1</b>	0.21	80.35	9.8	0.41
<b>Capa 2</b>	0.23	79.9	10.1	0.41

La muestra correspondiente a la capa 2 es mojada y pesada nuevamente.

**Tabla 5.2.** Peso de la capa 2 después de ser mojada.

	Peso [g]
Capa 2	0.60

Entonces, la medición cuenta con la capa 2 mojada y la capa 1 seca, las cuales son puestas en el sensor. Siendo así, la capa 1 es colocada sobre el sustrato que contiene las líneas de resonancia, seguida por la capa 2 y finalmente estas son tapadas con el otro sustrato del dispositivo, Figura 5.5.



**Figura 5.5.** Pasos de ubicación de las muestras dentro del sensor, a) Sensor y muestras (mojada y seca), b) capa 1 (muestra seca) puesta en el sustrato que contiene las líneas de resonancia, c) vista superior y lateral de la capa 2 (muestra mojada) sobre la capa 1, d) vista superior y lateral del sensor con las muestras en él y e) sensor finalmente cerrado.

Durante esta medición, la capa 1 y 2 permanecieron dentro del sensor, por lo tanto, cada cierto tiempo se realizaba una toma de datos para lograr obtener los cambios generados al transferirse humedad de la capa mojada a la capa seca.

Las frecuencias obtenidas de la medición y el peso registrado de las capas 1 y 2 en cada tiempo, se observan en la Tabla 5.3. Como es de entenderse, no era posible obtener los pesos las capas, ya que estas nunca se sacaron del sensor, por ello, se tomaron 2

muestras de cartón (de iguales características a las utilizadas en la medición) y simulando las condiciones de la medición, se fueron pesando en los mismos tiempos en que se registró cada toma de datos.

**Tabla 5.3.** Registro de los datos de medición (prueba 1).

Toma de datos N°	Frecuencias [MHz]		$\Delta f$ [MHz]	Peso [g]			Tiempo entre cada toma de datos [s]
	Común	Diferencial		Capa 1	Capa 2	Peso 2-Peso1	
1	874	713.6	160.4	0.31	0.42	0.11	278
2	874	711	163	0.34	0.4	0.06	221
3	876.4	713	163.4	0.34	0.39	0.05	297
4	876.4	711.8	164.6	0.34	0.38	0.04	281
5	883.9	716.3	167.6	0.37	0.38	0.01	294

La relación de pesos entre las dos capas (peso de la capa 2 menos el peso de la capa 1) determina la diferencia de la cantidad de agua que contiene cada capa. Entonces, se observa que a medida que la diferencia de pesos (de las capas) es menor, el delta de frecuencia aumenta.

Por último, para la capa 1 y 2 se halló la permitividad medida en cada toma de datos, es decir, la permitividad que cada capa de cartón registra bajo las condiciones de humedad. Para obtener estas permitividades se realizó el siguiente análisis:

$$\epsilon_{r\_medida} = (\% \text{ de agua}) * (\epsilon_{r\_agua}) + (\% \text{ de Seco}) * (\epsilon_{r\_cartón}) \quad (5.1)$$

Donde, el porcentaje de agua corresponde a la humedad que lleva el cartón en ese momento, el porcentaje de seco hace referencia al restante del cartón que no está aún humedecido, la permitividad relativa del agua es de 80 y finalmente para la permitividad del cartón se consideró la medida en la sección 4.2 la cual es de 2.85. Entonces, en la Tabla 5.4 se encuentran estas permitividades medidas tanto para la capa 1 y 2.

**Tabla 5.4.** Permitividades medidas en cada toma de datos de la primera prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2.

CAPA 1		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
67.74	32.26	27.74
61.76	38.24	32.35
61.76	38.24	32.35
61.76	38.24	32.35
56.76	43.24	36.21

a)

CAPA 2		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
54.76	45.24	37.75
57.50	42.50	35.64
58.97	41.03	34.50
60.53	39.47	33.30
60.53	39.47	33.30

b)



## B. Prueba 2

En la prueba 2, se toman dos nuevas muestras de un cartón diferente a las de la prueba 1, Figura 5.6. Estas muestras son medidas y pesadas al igual que las muestras anteriores.



**Figura 5.6.** Muestras de cartón para la prueba 2.

**Tabla 5.5.** Medidas iniciales de las muestras de la Figura 5.4.

	<b>Peso [g]</b>	<b>Largo [mm]</b>	<b>Ancho [mm]</b>	<b>Espesor [mm]</b>
<b>Capa 1</b>	0.22	79.96	9	0.45
<b>Capa 2</b>	0.22	80	9.1	0.45

La capa 2 después de ser mojada completamente se pesa nuevamente.

**Tabla 5.5.** Peso de la capa 2 después de ser mojada.

	<b>Peso [g]</b>
<b>Capa 2</b>	0.51

Las capas 1 y 2 son colocadas de la misma forma como se describe en la prueba 1, Figura 5.5.

A diferencia de la prueba 1, en esta medición las dos capas eran retiradas del sensor después de cada toma de datos para así poder pesarlas.

**Tabla 5.6.** Registro de los datos de medición (prueba 2).

Toma de datos N°	Frecuencias [MHz]		$\Delta f$ [MHz]	Peso [g]			Tiempo entre cada toma de datos [s]
	Común	Diferencial		Capa 1	Capa 2	Peso 2-Peso1	
1	634	628	6	0.22	0.51	0.29	202
2	1009	974	38	0.30	0.38	0.08	380
3	1013	970	43	0.31	0.34	0.03	670
4	1042	988	54	0.31	0.31	0	750

Nuevamente se observa que el delta de frecuencia aumenta a medida que la diferencia de los pesos entre las dos capas disminuye.

La Tabla 5.8 contiene las permitividades medidas para la capa 1 y 2 por cada toma de datos, estas son obtenidas de la misma manera que las de la prueba 1.

**Tabla 5.7.** Permitividades medidas en cada toma de datos de la segunda prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2.

CAPA 1		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
100	0	2.85
73.33	26.67	23.42
70.97	29.03	25.25
70.97	29.03	25.25

a)

CAPA 2		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
43.14	56.86	46.72
57.89	42.11	35.33
64.71	35.29	30.08
70.97	29.03	25.25

b)

### C. Prueba 3

Las muestras usadas en esta prueba son obtenidas del mismo cartón con el que se obtuvieron las de la prueba 2. Estas muestras son nuevamente medidas y pesadas.

**Tabla 5.8.** Medidas iniciales de las muestras para la prueba 3.

	Peso [g]	Largo [mm]	Ancho [mm]	Espesor [mm]
<b>Capa 1</b>	0.22	79.64	8.99	0.42
<b>Capa 2</b>	0.22	79.85	8.98	0.42

**Tabla 5.9.** Peso de la capa 2 después de ser mojada.

	Peso [g]
<b>Capa 2</b>	0.47

Las capas 1 y 2 son colocadas de la misma manera que la prueba 1 y 2, Figura 5.5

En esta prueba, al igual que la prueba 2, las dos capas eran retiradas del sensor después de cada toma de datos, pero con la diferencia de que además de registrar su peso, la capa 2 era mojada nuevamente con el fin de transferirle un poco más de humedad a la capa 1. Por ello, el peso registrado de la capa 2 permanece casi constante.

**Tabla 5.10.** Registro de los datos de medición (prueba 3).

Toma de datos N°	Frecuencias [MHz]		$\Delta f$ [MHz]	Peso [g]			Tiempo entre cada toma de datos [s]
	Común	Diferencial		Capa 1	Capa 2	Peso 2-Peso1	
1	1035	1042	-7	0.22	0.47	0.25	420
2	1034	1017	17	0.29	0.48	0.19	435
3	927	788	139	0.30	0.46	0.16	398
4	873	687	186	0.33	0.46	0.13	395

En la Tabla 5.11, se aprecia que el delta de frecuencia correspondiente a la toma de datos 1 es igual a -7, ya que en este caso la frecuencia diferencial es mayor que la común, debido a que la capa 1 aún no había comenzado a humedecerse.

Al igual que las anteriores pruebas en la Tabla 5.12 se registran las permitividades medidas para esta prueba, las cuales fueron halladas de la misma manera que la prueba 1.

**Tabla 5.11.** Permitividades medidas en cada toma de datos de la Tercera prueba. a) permitividad medida de la capa 1 y b) permitividad medida de la capa 2.

CAPA 1		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
100	0	2.85
75.86	24.14	21.47
73.33	26.67	23.42
66.67	33.33	28.57

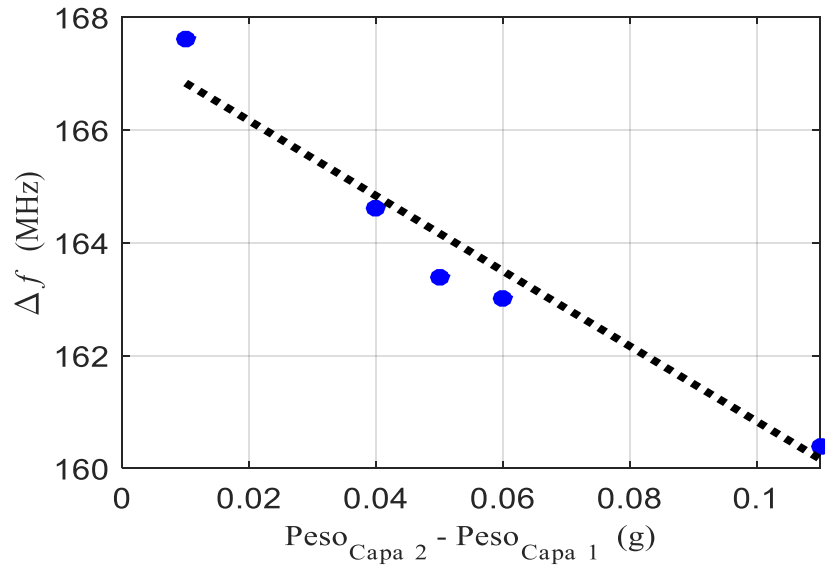
a)

CAPA 2		
% Seco	% Agua	Permitividad medida
46.81	53.19	43.89
45.83	54.17	44.64
47.83	52.17	43.10
47.83	52.17	43.10

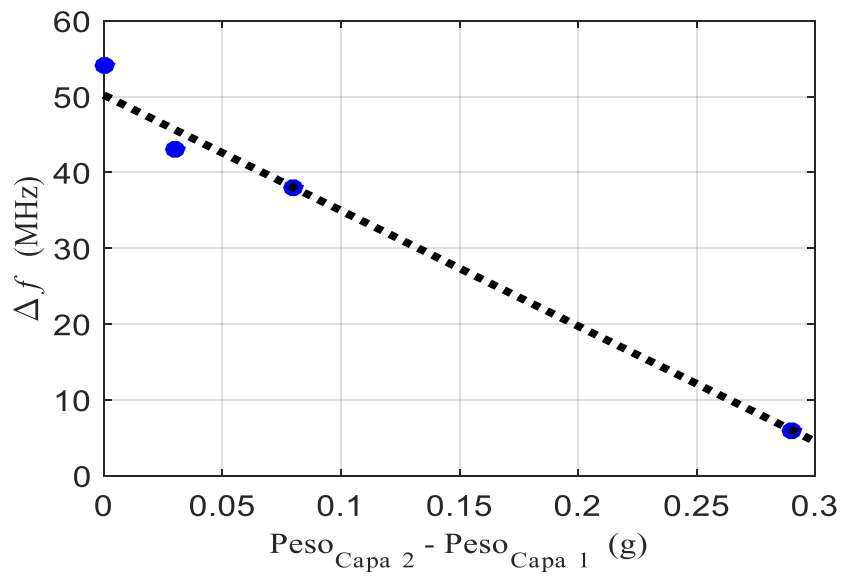
b)

### 5.3 RESULTADOS

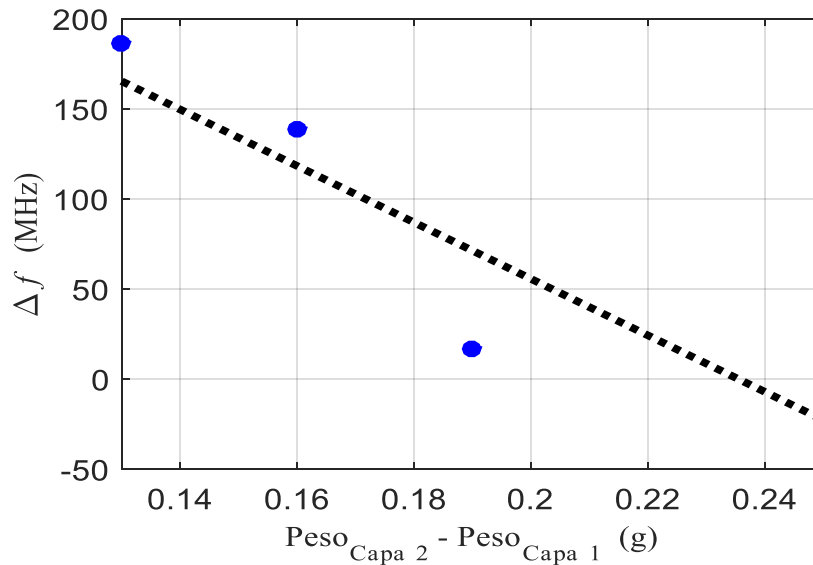
El peso de cada una de las capas de cartón permite conocer cuál de estas dos gana o pierde humedad, es decir, que con el tiempo se va generando un gradiente de humedad debido a que la capa 2 comienza a transferirle humedad a la capa 1, lo cual genera un cambio en los deltas de frecuencia como se ve en las Figuras 5.7, 5.8 y 5.9. Estas Figuras contienen las gráficas que son el resultado de la relación entre la diferencia de peso de las capas 1 y 2 (considerando siempre la capa 2 menos la capa 1) y el  $\Delta f$  (delta de frecuencia) obtenidos de cada prueba realizada.



**Figura 5.7.** Resultados de la Prueba 1.



**Figura 5.8.** Resultados de la Prueba 2.



**Figura 5.9.** Resultados de la Prueba 3.

Cuando la diferencia de los pesos de las capas es mínima, el delta de frecuencia es máximo, por lo tanto, se observa que las gráficas tienen pendiente negativa.

Mientras la frecuencia común sea mayor que la diferencial, el valor  $\Delta f$  (delta de frecuencia) es positivo, por el contrario, se obtiene valores negativos como se alcanza a apreciar en la Figura 5.7.

Aunque las muestras del cartón de la prueba 1 es diferente a las de las obtenidas de la prueba 1 y 2, estos cambios no son tan notables de un cartón a otro en cuanto a sus medidas físicas, pero si lo en su rugosidad, permitiendo absorber o no más agua y que tan rápido lo pueda hacer la muestra.

En las tres pruebas realizadas, al incrementarse los porcentajes de agua en la capa 1, disminuye el valor de las permitividades medidas, esto se debe a que esta capa está ganando agua y dado que la permitividad del agua es alta, se aumenta la permitividad de la capa, mientras que con la capa 2 ocurre lo contrario, ya que en esta los porcentajes de agua disminuyen, por lo tanto, la permitividad de esta también lo hace.

# Capítulo 6

---

## CONCLUSIONES

---

### 6.1. CONCLUSIONES

Se diseñó un dispositivo de medición con un resonador dual a una frecuencia de operación de 1.218 GHz.

El diseño del dispositivo de medición se simuló en el software SONNET, donde se obtuvo el 1.64% de error con respecto al calculado, el cual puede considerarse despreciable.

Se construyó y se midió el dispositivo de medición, el cual se implementó en el sustrato FR4, donde se obtuvo un error del 1% con respecto a lo diseñado.

La anisotropía dieléctrica del dispositivo de medición encontrada es de  $\epsilon_{rx} = 3.7$  y  $\epsilon_{rz} = 4.7$ , la cual fue determinada por medio de simulación, a partir del modo par e impar obtenidos de los datos medidos.

Para los deltas de frecuencia  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  analizados para el dispositivo de medición se encontró que el porcentaje de error es del 11% y 1% respectivamente, lo que puede deberse a que el simulador utilizado no asume diferentes variables que en la medición se presentan, como lo es, el espacio de aire que puede generarse en medio de las dos placas de sustrato del dispositivo, el cual no es considerado en las simulaciones.

Se realizó la simulación y medición a materiales tales como el sustrato RO 6010, el cartón seco y cartón mojado obteniendo un porcentaje de error máximo en las frecuencias de resonancias 0.29%, 1.2 % y 0.5% respectivamente.

La anisotropía dieléctrica encontradas para el sustrato RO 6010, cartón seco y cartón mojado por medio de simulación, corresponde a  $\epsilon_{rx} = 11.5$  y  $\epsilon_{rz} = 9.5$ ,  $\epsilon_{rx} = 2.4$  y  $\epsilon_{rz} = 3.1$  y  $\epsilon_{rx} = 43.75$  y  $\epsilon_{rz} = 42.25$  respectivamente, a partir del modo par e impar obtenidos de los datos medidos.

Para los deltas de frecuencia  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  analizados para el RO 6010, se encontró que el porcentaje de error es del 4.76% y 4.41% respectivamente, pueden deberse al espacio de aire entre la muestra y las capas de sustrato FR4. Además, el sustrato RO 6010 tiene en su permitividad una variación de  $\pm 0.25$  como lo refleja su fabricante.

Para los deltas de frecuencia  $\Delta f_1$  y  $\Delta f_2$  analizados para la muestra de cartón seco, se encontró que el porcentaje de error es del 1.81 % y 1.87% respectivamente, es posible que se presenten por la forma en cómo afecta el sensor a la muestra en el momento de cerrarlo, ya que puede causar alguna deformación que el simulador no lo considera.

Se revisó en el estado del arte algunos tipos de sensores de humedad, encontrando que existen sensores basados en diferentes tecnologías y algunos de estos aplicados en la industria, más no se encontró sensores de gradiente de humedad, y este sería útil para analizar la humedad de los materiales expuestos en un determinado tiempo.

Se obtuvo el mismo comportamiento en las tres pruebas realizadas en las muestras del cartón, donde los resultados muestran la misma tendencia lineal con pendiente negativa, indica que, con una menor diferencia de pesos entre las dos capas, se obtiene un mayor delta de frecuencia, lo que muestra, que existe un cambio en los deltas de frecuencia a medida que la humedad varía con respecto al tiempo, tal como se esperaba.

Se concluye que al aumentar el delta de frecuencia se obtiene más anisotropía en las pruebas, debido a que las frecuencias común y diferencial son determinadas por las permitividades  $\epsilon_{rx}$  y  $\epsilon_{rz}$ , por ello, genera los cambios en el delta de frecuencia.

El dispositivo de medición permite conocer la anisotropía dieléctrica de diferentes muestras de materiales, lo que permite caracterizar mejor un material esto permitirá aportes en diferentes aplicaciones, como ejemplo se encuentra el secado de alimentos, esto permitirá identificar la dirección favorable para el proceso.

Se determinó en la medición de los materiales que estos no pueden ser considerados isotrópicos ya que se encontró que presentan una considerable anisotropía dieléctrica.

## **6.2 TRABAJOS FUTUROS**

Medir y analizar la parte imaginaria de la permitividad para tener una mejor caracterización de los materiales.

Diseñar e implementar un sensor que funcione a diversas frecuencias para tener la caracterización de los materiales en función de la frecuencia.

# Referencias Bibliográficas

- [1] J. C. Rautio and B. J. Rautio, "High accuracy broadband measurement of anisotropic dielectric constant using a shielded planar dual mode resonator," in 74th ARFTGMicrow. Meas.Conf. Syst. Modeling Meas. High Accuracy Verification, Broomfield, CO, Nov. 30–Dec. 4, 2009, pp. 1–5.
- [2] Drake, Enrique, et al. "Effect of substrate dielectric anisotropy on the frequency behavior of microstrip circuits." *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 48.8 (2000): 1394-1403.
- [3] Hoffmann, Reinmut K. "Handbook of microwave integrated circuits." *Norwood, MA, Artech House, Inc., 1987, 544 p. Translation.* (1987).
- [4] Krupka, Jerzy, et al. "Measurements of the complex permittivity of microwave circuit board substrates using split dielectric resonator and reentrant cavity techniques." *Dielectric Materials, Measurements and Applications, Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 430)*. IET, 1996.
- [5] Rautio, James C., et al. "The effect of dielectric anisotropy and metal surface roughness." *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*. IEEE, 2010.
- [6] Rautio, James C., et al. "Shielded dual-mode microstrip resonator measurement of uniaxial anisotropy." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.3 (2011): 748-754.
- [7] Rautio, James C., and Serhend Arvas. "Measurement of planar substrate uniaxial anisotropy." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 57.10 (2009): 2456-2463.
- [8] Alexopoulos, N. G. "Integrated-circuit structures on anisotropic substrates." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 33.10 (1985): 847-881.
- [9] D.M.Pozar. *Microwave Engineering*. 4 edition. John Wiley & Sons, Inc. 2011. 725 p. ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [10] J. C. Colombo. *Medición de Parámetros de Dispersión "S"*. UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL. FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN. Tesis de grado. 2012.
- [11] JIA-SHENG HONG and M. J. LANCASTER. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2nd ed. A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION, 2001. 459 p. ISBN: 0-471-38877-7.



- [12] J. A. Zambrano. ESTUDIO DE LÍNEAS STRIPLINE ACOPLADAS SIMÉTRICAS UTILIZANDO DIFERENCIAS FINITAS Y COMPRESIÓN ESPACIAL. UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR. Coordinación de Ingeniería Electrónica. Tesis de grado. 2003.
- [13] R. K. Mongia I. J. Bahl P. Bhartia and J. Hong. RF and Microwave Coupled-Line Circuits. 2 edition. Artech House. 2007. 531 p. ISBN: 13: 978-1-59693-156-5.
- [14] G. E. Totten, K. Funatani and L. Xie. Handbook of Metallurgical Process Design. 2 edition. Marcel Dekker. 2004. pp. 39-40. ISBN: 0-8247-4106-4.
- [15] L. F. Chen, C. K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan and V.K. Varadan. Microwave Engineering. 1 edition. John Wiley & Sons, Ltd. 2014. 531 p. ISBN: 0-470-84492-2.
- [16] Background Wood Texture. Publicado en la web: 10/01/2018. <https://www.publicdomainpictures.net/en/view-image.php?image=151157&picture=background-wood-texture>.
- [17] J. C. Rautio, "Measurement of uniaxial anisotropy in rogers RO3010 substrate material," in IEEE Int. Microw., Commun., Antennas Electron. Syst. Conf. , Nov. 9–11, 2009, pp. 1–4.
- [18] J. L. Cano, M. Luisa de la Fuente, E. Artal, B. Aja, J. P. Pascual. Procedimiento de Calibración para la Medida de Dispositivos a Temperaturas Criogénicas: Aplicación al Diseño de Amplificadores de Microondas. N° 1, pp. 1-4.
- [19] E. L. Holzman. Wideband Measurement of the Dielectric Constant of an FR4 Substrate Using a Parallel-Coupled Microstrip Resonator. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. 2006: 54; 3127-3130.
- [20] J. R. Aguilar, M. Beadle, P. T. Thompson and M. W. Shelley. THE MICROWAVE AND RF CHARACTERISTICS OF FR4 SUBSTRATES. The Institution of Electrical Engineer. 1998. pp. 1-6.
- [21] DATA SHEET D\_1107 Type FR-4 : IGAV FR 95 (code HTR). AISMALIBAR. Publicado en la web: 10/12/2017. <file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/FR4%20Data-1.pdf>.
- [22] FR408 High Performance Laminate and Prepreg. Isola. Publicado en la web: 26/01/2018. <file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/FR4%20Data-2.pdf>.
- [23] FR-4 Glass Epoxy Phenolic. PLASTICS INTERNATONAL. Publicado en la web: 20/02/2018. <file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/FR4%20Data-3.pdf>.
- [24] Acculam® Epoxyglas G10/ FR4. McMaster-Carr. Publicado en la web: 15/03/2018. <file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/FR4%20Data-4.pdf>.
- [25] A Definition of FR-4. Force10networks. Publicado en la web: 22/03/2018. <file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/FR4%20Data-5.pdf>.

- [26] G. C. Hock, N. T. N. Tho, C. K. Charabarty and T. S. Kiong. Design of Patch Antennas Array at Low Frequency Application by Using Unknown FR4 Material. IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering. 2011. 302-305.
- [27] K. H. Kim, G. Song, D. H. Kim, H. S. Hu and J. H. Prak. Fork-shaped RFID tag antenna mountable on metallic surfaces. ELECTRONICS LETTERS. 2007: 43; No. 25.
- [28] K. H. Kim and S, O. Park. Analysis of the Small Band-Rejected Antenna with the Parasitic Strip for UW. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. 2006: 54; N°6.
- [29] Y. Ge, K. P. Esselle and T. S. Bird. Small Quad-Band WLAN Antenna. Department of Electronics, ICS, Macquarie University. 2005. 56-59 pp.
- [30] RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates. Rogers corporation. Publicado en la web: 15/02/2018. <https://www.rogerscorp.com/documents/612/acs/RT-duroid-6006-6010LM-Laminate-Data-Sheet.pdf>.
- [31] General Information of Dielectric Constant for RT/duroid® 6010.2LM and RO3010™ High Frequency Circuit Materials. Rogers corporation. Publicado en la web: 12/03/2018. [file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/\[PAPERSROGERS\].pdf](file:///C:/Users/eveli/Desktop/papers%20FR4/[PAPERSROGERS].pdf).
- [32] M. N. Horenstein, N. Robert. The electrostatics of parachutes. Journal of Electrostatics. 1995: 34; 205-224.
- [33] M. Sivakumar and D. D. Deavours. A Dual-Resonant Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID Using Paperboard as a Substrate. Information and Telecommunication Technology Center. 2006. 1-7 pp.
- [34] M. Sivakumar and D. D. Deavours. A Dual-Resonant Microstrip Antenna for Paperboard in the Cold Chain. Telecommunications Technology Center. University of Kansas.
- [35] A. M. Hasna. Composite Dielectric Heating and Drying: The Computation Proces. Proceedings of the World Congress on Engineering. 2009:1; ISBN: 978-988-17012-5-1.
- [36] Bernard M. Kulwick. Humidity Sensors. Journal of the American Ceramic Society. 1991;74: 697-708.
- [37] Z. Chen and C. Lu. Humidity Sensors: A Review of Materials and Mechanisms. American Scientific. 2005; 3: 274–295.
- [38] N. YAMAZOE and Y. SHIMIZU. HUMIDITY SENSORS: PRINCIPLES AND APPLICATIONS. Sensors and Actuators. 1986;10: 379 – 398.

- [39] C. Bernou, D. Rebiere and Jacques Pistre. Microwave sensors: a new sensing principle. Application to humidity detection. *Sensors and Actuator*. 2000: 68; 88–93.
- [40] Y. H. Kim, K. Jaun, Y. J. Yoon and Y. J. Kim. A novel relative humidity sensor based on microwave resonators and a customized polymeric film. *Sensors actuators*. 2006: 117; 315-322.
- [41] M. Parthibavarman, V. Haribahan, and C. Sekar. High-sensitivity humidity sensor based on SnO<sub>2</sub> nanoparticles synthesized by microwave irradiation method. *Materials Science and Engineering*. 2011; 31: 840-844.
- [42] Serie mark L. BEL Engineering. Publicado en la web: 05/03/2018. <http://isialab.com.mx/site/pdf/bel/SERIE%20MARK%20L.pdf>.

### ANEXOS A: FR4. Resultados permitividad.

$\Delta\epsilon_r$	$\epsilon_{rz}$	$\epsilon_{rx}$	Primer par de Frecuencias (MHz)		Segundo par de Frecuencias (MHz)		$\Delta f_1$ [MHz]	$\Delta f_2$ [MHz]
			común	Diferencial	Común	Diferencial		
0.1	4.05	4.15	1270	1270	3830	3830	0	0
0.3	3.95	4.25	1280	1280	3860	3850	0	10
0.5	3.85	4.35	1290	1280	3890	3859	10	31
0.7	3.75	4.45	1300	1290	3930	3870	10	60
0.9	3.65	4.55	1316	1290	3961	3890	26	71
1	3.6	4.6	1320	1294	3979	3900	26	79
1.5	3.35	4.85	1351	1310	4080	3944	41	136
2	3.1	5.1	1390	1330	4186	3997	60	189
2.5	2.85	5.35	1423	1340	4318	4059	83	259