



**Institución Universitaria**

**Diseño y construcción de sensores  
para la medición de niveles de glucosa  
en líquidos basados en dispositivos  
RF.**

**Gabriel Stevens Acevedo Osorio**

Instituto Tecnológico Metropolitano

I.T.M

Facultad de Ingeniería

Medellín, Colombia

2019



# Diseño y construcción de sensores para la medición de niveles de glucosa en líquidos basados en dispositivos RF.

**Gabriel Stevens Acevedo Osorio**

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

Director:

M.Sc Erick Estefen Reyes Vera

Ph.D Franciso Eugenio Lopez

Línea de Investigación: Óptica,  
Fotónica y Visión Artificial

Grupo de Investigación:

Automática, Electrónica y Ciencias Computacionales (AEyCC)

Instituto Tecnológico Metropolitano

I.T.M

Facultad de Ingeniería

Medellín, Colombia

2019





## Dedicatoria

A Dios por darme salud y vida, a mis padres sobre todo a mi madre quien siempre me dio ánimos para continuar y no desistir a pesar de su estado de Salud.



# Agradecimientos

Agradezco el apoyo que me brindaron mis padres para poder llegar hasta el final de este camino, al Instituto Tecnológico Metropolitano por brindar su infraestructura para el desarrollo experimental de este trabajo, agradezco a los profesores Erick Estefan Reyes Vera, Francisco Eugenio Lopez por su dedicación, tiempo y paciencia durante todo este proceso. Al profesor Humberto Lobato Morales del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada CICESE, Baja California México por su importante aporte para el desarrollo de este trabajo de investigación.



# Resumen

Debido a la necesidad de hacer mediciones de manera rápida, sencilla, con una alta exactitud y que sobre todo no afecten el material de prueba se han empleado dispositivos RF ya que estos poseen una fácil fabricación, una electrónica sencilla asociada a su diseño, usan cantidades muy pequeñas para realizar las medidas y una rápida respuesta del sensor. En este trabajo se propone el diseño de sensores de RF para la detección de cambios en la concentración de sustancias líquidas a partir del cambio de una propiedad física de los materiales como es la permitividad, este caso en particular será la permitividad de la sustancia de prueba lo cual a su vez permite la caracterización eléctrica del material por lo cual se pasó por una etapa de diseño mediante software de simulación y posteriormente se fabricaron los diseños en sus respectivos sustratos mediante una CNC, posteriormente se hicieron las pruebas experimentales para obtener los datos que luego serían contrastados con su respuesta en simulación para corroborar el comportamiento de los diseños.

Se obtuvieron los espectros experimentales de algunos alcoholes y se validaron con las curvas de las simulaciones donde se pudo observar la correlación entre los datos simulados y experimentales en ambos sensores, además que se logró comprobar que uno de los diseños puede funcionar para dos bandas simultáneamente sin hacer algún tipo de modificación en su geometría, todo esto en un sensor de tamaño compacto y con una electrónica sencilla asociada a su diseño.

**Palabras clave:** Metamaterial, Modo Común, Modo Diferencial, Permitividad, Sensor.

# Abstract

Due to the need to make measurements quickly, easily, with high accuracy and that above all do not affect the test material, RF devices have been used since they have easy manufacturing, simple electronics associated with their design, use quantities very small to make the measurements and a quick response of the sensor. In this work we propose the design of RF sensors for the detection of changes in the concentration of liquid substances from the change of a physical property of the materials such as permittivity, this case in particular will be the permittivity of the test substance which in turn allows the electrical characterization of the material so that it went through a design stage by means of simulation software and later the designs were made in their respective substrates by means of a CNC, later the experimental tests were done to obtain the data that then they would be contrasted with their response in simulation to corroborate the behavior of the designs.

The experimental spectra of some alcohols were obtained and validated with the curves of the simulations where the correlation between the simulated and experimental data in both

sensors could be observed, besides it was proved that one of the designs can work for two bands simultaneously without make some kind of modification in its geometry, all this in a sensor of compact size and with simple electronics associated with its design.

**Keywords: Metamaterial, Common Mode, Differential Mode, Permittivity, Sensor.**

# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>vii</b>
<b>Resumen</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de símbolos</b>	<b>xiv</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Planteamiento del Problema o Problemática . . . . .	4
1.2. Objetivos . . . . .	5
1.2.1. Objetivo general . . . . .	5
1.2.2. Objetivos específicos . . . . .	5
1.3. Organización de la tesis . . . . .	5
<b>2. Estado del Arte</b>	<b>7</b>
2.1. Técnicas no resonantes . . . . .	8
2.1.1. Método de espacio libre . . . . .	8
2.1.2. Método de sonda coaxial abierta . . . . .	9
2.1.3. Método de placas paralelas . . . . .	10
2.1.4. Método de Línea de Transmisión o guía de onda . . . . .	12
2.2. Técnicas resonantes . . . . .	14
2.2.1. Método de perturbación de cavidades resonantes . . . . .	14
2.2.2. Resonadores basados en anillos . . . . .	15
<b>3. Fundamentos del diseño</b>	<b>18</b>
3.1. Antenas Patch . . . . .	18
3.2. Puertos de alimentación . . . . .	20
3.3. Metamateriales . . . . .	21
3.4. Parámetros S . . . . .	26
<b>4. Metodología</b>	<b>30</b>
4.1. Diagrama de Bloques del procedimiento . . . . .	31
<b>5. Sensor de permitividad basado en anillo Rectangular</b>	<b>33</b>
5.1. Diseño del sensor . . . . .	33
5.2. Resultados y discusión . . . . .	34

---

<b>6. Sensor Doble Banda basado en Anillo resonador de onda lenta para caracterización dieléctrica</b>	<b>42</b>
6.1. Análisis y diseño del sensor . . . . .	43
6.2. Validación . . . . .	51
<b>7. Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros</b>	<b>56</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	56
7.2. Recomendaciones . . . . .	57
7.3. Trabajo Futuro . . . . .	58
<b>A. Anexo: Ponencias realizadas</b>	<b>59</b>
<b>B. Anexo: Trabajos Publicados</b>	<b>60</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>81</b>



# Lista de figuras

Figura 2-1 Esquema antena de bocina.

Figura 2-2 Esquema de cable coaxial.

Figura 2-3 Esquema experimental del uso de la sonda coaxial.

Figura 2-4 Esquema placas paralelas.

Figura 2-5 Esquema empleado para medición de permitividad dieléctrica usando método capacitivo.

Figura 2-6 Esquema línea de transmisión.

Figura 2-7 Esquema del principio de medición empleado en el método de línea de transmisión o guía de onda.

Figura 2-8 Esquema de tipos de cavidades resonantes

Figura 2-9 Esquema y circuito equivalente para anillo ranurado.

Figura 3-1 Esquema de antena patch convencional.

Figura 3-2 Geometrías comúnmente empleadas en antenas tipo parche.

Figura 3-3 Esquema de métodos de alimentación más empleados en antenas y dispositivos RF.

Figura 3-4 Diagrama de permitividad-permeabilidad( $\epsilon - \mu$ ) e índice de refracción.

Figura 3-5 Estructuras presentadas por Pendry a), equivalente de la estructura SRR b).

Figura 3-6 Anillo simple y anillo doble.

Figura 3-7 Esquema anillo resonador y su circuito eléctrico equivalente.

Figura 3-8 Efectos debidos a la alta frecuencia en la red de dos puertos.

Figura 3-9 Red de dos puertos por parámetros de dispersión.

Figura 3-10 Red de dos puertos simétrica con excitación modo común y excitación en modo diferencial.

- Figura 5-1 Esquema 3D del sensor propuesto a), sensor fabricado b), Esquema de medición c) y distribución del campo eléctrico del diseño d).
- Figura 5-2 Análisis teórico del comportamiento del sensor propuesto.
- Figura 5-3 Comparación de resultados teóricos y experimentales del parámetro  $S_{21}$ .
- Figura 5-4 Frecuencia de resonancia en función de la permitividad dieléctrica de diferentes líquidos.
- Figura 5-5 Cambio en la frecuencia de resonancia con el tiempo.
- Figura 6-1 Dimensiones del sensor.
- Figura 6-2 Respuesta simulación del diseño propuesto.
- Figura 6-3 Circuito equivalente del diseño.
- Figura 6-4 Circuito equivalente acople H y E.
- Figura 6-5 Diseño con caja de PLA.
- Figura 6-6 Respuesta Simulación del diseño sin y con PLA
- Figura 6-7 Respuesta en Modo diferencial.
- Figura 6-8 Respuesta simulación en modo diferencial y sensibilidad teórica.
- Figura 6-9 Respuesta Modo común.
- Figura 6-10 Respuesta simulaciones en modo común y sensibilidad teórica.
- Figura 6-11 Fotografía del sensor construido con los conectores.
- Figura 6-12 Respuesta del diseño simulación y experimental.
- Figura 6-13 Respuesta modo diferencial y modo común.
- Figura 6-14 Comparación espectros simulados, experimentales y sensibilidad ambos modos.

## Abreviaturas

<i>CNC</i>	Control Numerico Computarizado
<i>CST</i>	Tecnología de Simulación Computacional
<i>ELC</i>	Eléctrico inductivo capacitivo
<i>HFSS</i>	Simulador de estructuras en alta frecuencia
<i>IOT</i>	Internet de las Cosas
<i>ISM</i>	Industrial, Científica y Medica (banda)
<i>LC</i>	Inductivo capacitivo (circuito)
<i>MC</i>	Modo Común
<i>MD</i>	Modo Diferencial
<i>MEMS</i>	Sistemas Micro Electro Mecánicos
<i>MTM</i>	Metamateriales Electromagnético
<i>MUT</i>	Material Bajo Prueba
<i>NRI</i>	Indice de Refracción Negativo
<i>PLA</i>	Ácido Poliláctico
<i>RAR</i>	Resonadores de anillo ranurado
<i>RF</i>	Radio Frecuencia
<i>RLC</i>	Resistivo, inductivo y capacitivo (circuito)
<i>SIW</i>	Guía de onda integrada al sustrato
<i>SMA</i>	Subminiatura versión A (conector)
<i>SRR</i>	Resonador de anillo abierto
<i>S – SRR</i>	Anillo partido en forma de S
<i>SWR</i>	Resonador de Onda Lenta
<i>TE</i>	Transversal Eléctrico (modo)
<i>TM</i>	Transversal Magnético (modo)
<i>VNA</i>	Analizador de Redes Vectoriales
<i>VSWR</i>	Voltaje de Onda Estacionaria

# 1. Introducción

Uno de los aspectos importantes en el área de la automatización y el control es la sensórica. La cual posee un rol primordial en los procesos de producción ya que la automatización es un proceso de control. El cual se caracteriza por no contar con la participación directa de un ser humano y cuando este lo hace solo es para fijar las instrucciones de trabajo o modificarlas. Se puede decir que para controlar un proceso es necesario observar, tomar una decisión a partir de lo observado y luego actuar sobre el proceso. Es justo en la etapa de observación donde los sensores toman su importancia ya que estos son los encargados de monitorear y recolectar la información necesaria del proceso. Basándose en la información recolectada las compañías toman las decisiones preventivas o correctivas con el fin de optimizar los protocolos de producción. En la actualidad, los sistemas de sensado y monitoreo basados en diferentes tipos de tecnologías se caracterizan por medir diversas variables físicas tales como la temperatura, presión, caudal, nivel, PH, peso, corriente, radiación, concentración, etc [1–8].

En general, la demanda por nuevos sensores en el área de la automatización ha dado como resultado el uso de nuevas tecnologías con la finalidad de solucionar problemas presentes en esta área durante la etapa de sensado. Una de esas tecnologías que se ha venido empleando son los dispositivos de radiofrecuencia (RF), los cuales comúnmente operan en la región de las microondas puesto ya que poseen ventajas con respecto a las otras tecnologías existentes como son la realización de mediciones en línea sin interferir con el proceso, las microondas son capaces de penetrar todos los materiales a excepción de los metales por lo que se puede tener una medida real de volumen del material, poseen buen contraste entre el agua y la mayor parte de los materiales, su frecuencia de trabajo se encuentra relacionada con sus dimensiones físicas y pueden ser fácilmente combinados con protocolos de comunicación inalámbrica para realizar mediciones de forma remota [9–11], por último, los niveles de potencia de los sensores de microondas no llega a ser energía ionizante, por ello, en general no altera las propiedades del material bajo prueba [12]. Actualmente, el sensado de concentración de sustancias es muy importante en muchos procesos industriales, como por ejemplo, en la agroindustria es necesario el control permanente de la humedad del suelo ya que esto afecta directamente el producto final de las cosechas [13], en la industria de las bebidas azucaradas y de las cervezas el control de la concentración de glucosa es de importancia ya que esto afecta el resultado final del producto además de que la glucosa hace parte del proceso de fermentación del producto [14–16]. Así, como también se hace importante el monitoreo del envejecimiento de la carne en supermercados y containers [16]. Todo esto debido al constante interés de los

países en garantizar la calidad de los productos, y por ende, lograr llevar estos a mercados internacionales.

En esta misma línea de trabajo, el monitoreo de glucosa en se ha convertido en uno de los mayores retos de los últimos años, especialmente debido al incremento de productos en los cuales la glucosa está presente a nivel mundial. El propósito general de un sensor de glucosa es detectar y monitorear los niveles de glucosa presente en diferentes sustancias bajo diversas condiciones. El uso de este tipo de sensores permite automatizar procesos en sectores industriales de alimentos como el de las bebidas deportivas y los jugos de frutas donde se hace necesario el control de la glucosa en el producto [17]. También, en el sector agrícola en la granjas de producción de peces se utilizan sensores de glucosa para comprobar la salud de los peces debido a que el estrés en los peces está en estrecha correlación con los niveles de glucosa en la sangre [18], en el sector salud los sensores de glucosa son de importancia ya que el monitoreo de la glucosa en sangre permite un mejor tratamiento preventivo y diagnóstico [19] para enfermedades renales, diabetes, hiperglicemia y cardiovasculares. Los niveles altos de glucosa hacen que los pacientes tengan un riesgo de mortalidad más elevado comparativamente con los pacientes cuyos niveles de glucosa se consideran normales (ayunas 70 a 100 mg/dl, dos horas después de comer 140 mg/dl), estos pacientes son de alto costo para los sistemas de salud y sus familiares [20]. En general se estima que existen más de 170 millones de personas en el mundo con diabetes y para el 2030 este número aumente un 114% [21]. Por otro lado, recientes estudios como el de [22] han demostrado que los vapores de algunos alcoholes pueden generar algunas enfermedades como la diabetes. Otra área en la cual este tipo de dispositivos son de interés es la industria licorera, donde se hace importante sensar alcoholes y cambios de concentración de los mismos con el fin de garantizar sabor, textura y olor en cervezas, vinos y demás. Finalmente, en los últimos años se ha detectado que algunos proveedores optan por adicionar ciertos alcoholes a la gasolina con el fin de incrementar sus ganancias. Por lo anterior, el monitoreo de alcoholes y sustancias como la glucosa se han convertido en variables interesantes a la hora de realizar automatización y control en procesos industriales o médicos. Pues a partir de la medición en tiempo real de la concentración de estos, es posible tomar decisiones preventivas que ayuden a mejorar la producción, evitar accidentes o incluso evitar enfermedades. Por lo anterior, es posible afirmar que los métodos de medición de concentración de sustancias son de importancia en diferentes áreas, ya a que a través de estos sensores es posible monitorear y automatizar procesos industriales a nivel mundial, por lo que surge la necesidad de hacer sistemas altamente sensibles y con propiedades dieléctricas específicas que detecten con mayor precisión la presencia de una sustancia, así como la cuantificación de la misma estando presente en una solución o en una mezcla. Además, el uso de sistemas inalámbricos basados en sistemas RF para sensado de concentración en sustancias líquidas es una alternativa a los métodos tradicionales de sensado de concentración por su bajo costo, propiedades específicas, así como una sensibilidad competitiva.

Para realizar el monitoreo o medición de la concentración de este tipo de sustancias se han

---

explorado diversas alternativas, tales como el uso de MEMS (Sistemas Micro Electro Mecánicos) por sus siglas en inglés, los cuales se han utilizado como sensores en RF por Yan en [23], sensores de fibra óptica, sensores químicos, antenas, resonadores, etc. La mayoría de los sensores basados en MEMS [23] y fibra óptica [2, 24] se caracterizan por ser dispositivos altamente sensibles y con resoluciones que permiten determinar con precisión la presencia de agentes químicos con una gran resolución, pero su principal desventaja es que suelen ser sistemas de alto costo y cuya implementación en general se hace compleja debido a las barreras tecnológicas existentes en estas tecnologías [2, 23]. Los sensores químicos, por otro lado, se caracterizan por ser en general técnicas simples pero cualitativas y en general requieren de una persona que mida constantemente. Por ejemplo, la determinación de la presencia de una sustancia a partir de cambios de pH. Por ello, los dispositivos RF, como antenas, resonadores y filtros han despertado un fuerte interés en la industria, pues empleando esta tecnología es posible construir sistemas altamente integrados a los dispositivos electrónicos e inalámbricos, los cuales además pueden ser fabricados a muy bajo costo [3, 25, 26]. Además, debido a la interacción de las ondas electromagnéticas con los materiales bajo test (MUT) por sus siglas en inglés, es posible realizar análisis en tiempo real de las características composicionales de diversas sustancias líquidas, sólidas y gaseosas, así como la caracterización de las propiedades de dichos materiales bajo otros agentes externos como temperatura, concentración, humedad, etc [27–31]. Debido principalmente a que la permitividad dieléctrica de los materiales depende de estas variables y a partir de su medida es posible determinar las características de la muestra.

Por lo anterior, en esta tesis se proponen dos metodologías diferentes basadas en dispositivos RF que permiten llevar a cabo mediciones de cambios de permitividad dieléctrica relativa de sustancias líquidas en un amplio rango espectral. Esto con el fin de que puedan ser implementados tanto en el monitoreo de alcoholes, como en la determinación de cambios de concentración de glucosa. Para ello, se han propuesto dos dispositivos, la primera metodología consta de una configuración con dos antenas monopolo integradas, entre las cuales es insertado un resonador en anillo. Los resultados obtenidos demuestran que este sensor puede ser empleado principalmente en la caracterización de alcoholes como acetona, etanol, metanol, entre otros, los cuales son importantes en diversos procesos de la industria. Por otro lado, la segunda metodología propuesta se basa en el diseño de un sensor basado en un resonador de onda lenta, el cual emplea una técnica de detección altamente novedosa para operar de forma simultánea en dos bandas ISM del espectro electromagnético. En la primera banda, este sensor basa su principio de funcionamiento de detección en modo diferencial. Por su parte, la segunda banda de operación de este sensor basa su principio de medición en detección en modo común.

## 1.1. Planteamiento del Problema o Problemática

Actualmente la caracterización de materiales ha ganado importancia dado que la capacidad de analizar la composición y las propiedades del material que pueden experimentar cambios físicos y químicos posee muchas aplicaciones a nivel industrial, que van desde el control de calidad de los alimentos hasta detección de carácter biológico. En la industria alimentaria, el interés de investigación en las propiedades dieléctricas de los materiales alimenticios ha ido en aumento fuertemente en los últimos años. Por ejemplo, recientemente se ha investigado cómo afecta cómo las tasas de calentamiento cuando los materiales están sujetos a campos eléctricos de alta frecuencia, también cómo el contenido de humedad en los materiales afecta las propiedades dieléctricas de los mismos [31,32], a partir de esta necesidad los sensores de microondas nacen como una opción para medir la permitividad ya que esta tiene relación con las propiedades físicas de los materiales y las mezclas [12].

Los sensores de microondas basan su funcionamiento en las interacciones de las microondas con la materia, donde esta interacción puede ser basada en diferentes principios físicos tales como la reflexión, refracción, dispersión, emisión, absorción o cambio de velocidad y fase de la onda. Los sensores de microondas se apoyan en el hecho de que la interacción entre las microondas y el medio de propagación está determinada por la permitividad relativa del medio [12]. En el caso de mediciones de movimiento o deformación el contraste entre la permitividad y las interfaces generan reflexiones. Ya que como mencionamos antes. La permitividad de cualquier material depende de su composición. Por esta razón, los materiales pueden ser identificados a partir de la medición de su permitividad compleja, la cual a su vez, dependerá de la permitividad de los componentes que la constituyen en el caso de ser una mezcla [12]. Este tipo de sensores ya se han utilizado para medir las mezclas de sustancias binarias de etanol-agua, metanol-agua y etanol-metanol con la finalidad de hallar una relación lineal entre la fracción de volumen y los parámetros de dispersión [33], también se ha usado para medir pureza de la gasolina ya que posee cantidades específicas de alcoholes y evitar que se pueda adulterar, en la caracterización de biocombustibles los cuales poseen alcoholes específicos debido a que según la cantidad del alcohol presente en el combustible este puede tener un mayor o menor impacto ambiental [34]. Por otro lado, en la industria de los vinos y de las bebidas energizantes también se pueden utilizar este tipo de sensores ya que sea hace necesario un monitoreo constante de la cantidad de glucosa presente en el proceso de producción del producto final [14,15], ya que los niveles de acoplamiento electromagnético dependen de la permitividad de la glucosa lo cual a su vez depende de la concentración de glucosa presente en la muestra [35].

Por lo tanto debido a que existen muchos métodos de medición de concentración en líquidos, pero estos presentan deficiencias en cuanto sensibilidad y especificidad debido a impurezas en el material de prueba, naturaleza y calidad del material con el que está diseñado el sensor. En esta tesis se busca una metodología que permita diseñar sensores basados en dispositivos

de RF con una alta sensibilidad y precisión en la detección de cambios de concentración de una sustancia específica.

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo general

- Diseñar y construir sensores de concentración de glucosa en líquidos basados en dispositivos RF.

### 1.2.2. Objetivos específicos

- Examinar diferentes metodologías con el fin de diseñar sensores altamente sensibles que permitan detectar cambios en la concentración de sustancias líquidas.
- Diseñar dispositivos RF que permitan cuantificar porcentajes de concentración en sustancias líquidas.
- Construir sensores de concentración de glucosa altamente sensibles basados en los resultados obtenidos en la fase de diseño.
- Validar el desempeño del sensor de concentración a través de pruebas en el laboratorio, comparando los resultados con métodos estándares.

## 1.3. Organización de la tesis

En el capítulo 2, se presenta un breve estado del arte de las diferentes técnicas de microondas utilizadas para determinar los cambios de permitividad de los materiales así como una breve explicación de su funcionamiento.

En el capítulo 3, se presentan los fundamentos básicos utilizados para los diseños de los sensores fabricados, una breve explicación de los metamateriales y sus características, así como una corta mención de los parámetros S para redes de dos puertos y en caso de que la red sea simétrica como los parámetros S se pueden usar para calcular el modo diferencial y el modo común del diseño.

En el capítulo 4, podemos ver una gráfica de la metodología empleada en la tesis así como un texto con su descripción.

En el capítulo 5, podemos ver un análisis tanto teórico como experimental de un primer diseño para detectar los cambios de permitividad basado en un anillo resonador cuadrado



en medio de dos monopolos y sus respectivas curvas, que contrastan los datos obtenidos mediante la simulación con los datos experimentales obtenidos mediante el VNA.

En el capítulo 6, presenta el diseño de un sensor doble banda, que funciona en modo diferencial para una banda y en modo común para la otra banda sin que se necesite hacer una modificación en la geometría y dimensiones físicas del diseño, luego se presenta su implementación física y la validación de su funcionamiento con las gráficas obtenidas a partir de los datos experimentales y los datos teóricos.

Finalmente en el capítulo 7 se presentan unas breves conclusiones del trabajo realizado, así como una pequeña recomendación al momento de trabajar con los equipos experimentales y un trabajo a futuro que sea desea abordar a partir de los diseños realizados.

## 2. Estado del Arte

Con el paso de los años la industria mundial ha visto la necesidad de tener sistemas de medición y control que permitan garantizar altos estándares en la calidad de sus productos y los servicios. Por ello, la inversión económica en sistemas de automatización y sensado es cada vez mayor con la finalidad de obtener sistemas inteligentes que ayuden en la toma de decisiones en tiempo real. Uno de los factores más interesantes es la medición y cuantificación de las propiedades asociadas a los materiales, bien sea, que dichos materiales estén en estado líquido, sólido o gaseoso. Donde dichas propiedades en general están ligadas a la composición de los mismos, pero simultáneamente dependen de factores intrínsecos o extrínsecos como temperatura, humedad, presión, concentración, etc. Este último factor, la concentración, es de suma importancia pues a partir de éste es posible determinar la calidad de diversos productos industriales, así como también es posible detectar y en ocasiones cuantificar la presencia de un compuesto o solvente dentro de una mezcla, la cual a simple vista pueda parecer normal. Un claro ejemplo de esta afirmación, fue demostrado recientemente por Gutiérrez y compañía [36], debido a que logran determinar la presencia de materiales explosivos a partir de la medición de la permitividad dieléctrica. Por otro lado, es posible usar este tipo de mediciones para determinar el nivel de glucosa en la sangre a través de la determinación de los cambios de permitividad presentes en la sangre [15]. Para llevar a cabo el monitoreo de dichas propiedades una de las alternativas que ha tomado fuerza en los últimos años ha sido la implementación de sistemas de medición que en forma directa o indirecta permitan determinar la permitividad relativa del material, esto debido a que dicho parámetro es muy sensible a cambios composicionales. Por esta razón, las técnicas basadas en dispositivos en la región de microondas están siendo fuertemente exploradas con el fin de ser empleadas en la industria, pues además estas pueden brindar la posibilidad de ser integradas en redes de sensores inalámbricas o incluso ser combinadas con Internet de las cosas (IOT por su sigla en inglés) con el fin de brindar una solución más completa a este problema que poseen en diversas áreas industriales ligadas a la medicina, biología, farmacéutica, agrícola, entre otras más.

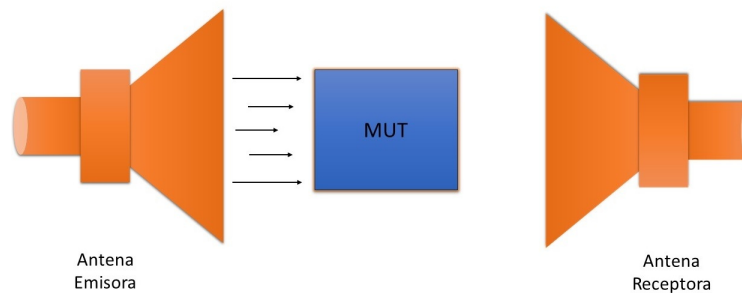
Por lo anterior, a continuación, presentaremos un barrido de las diferentes técnicas de microondas que han sido implementadas en la determinación de cambios de permitividad de materiales. Estas técnicas principalmente pueden ser separadas en dos grandes grupos: el primero de ellos es la técnica basada en estructuras no resonantes y la segunda es basada en estructuras resonantes.

## 2.1. Técnicas no resonantes

Estas técnicas o métodos se caracterizan porque las propiedades de los materiales son determinadas a partir de su impedancia y la velocidad que tiene la onda cuando esta viajando al interior del material. Esto se debe principalmente a que estas técnicas se caracterizan por que la onda pasa de un medio 1, el cual posee unas características y al interactuar con la muestra que se esta caracterizando (medio 2) se genera una onda reflejada como consecuencia del cambio de medio [37]. Por ende, es posible determinar las características de la muestra a partir del conocimiento de las perdidas por reflexión inducidas en la interfaz, el desfase inducido en la onda propagante, la atenuación u otros parámetros relacionados [37]. A continuación, se incluyen las técnicas más empleadas.

### 2.1.1. Método de espacio libre

Esta técnica es caracterizada por que la muestra bajo prueba (MUT) es colocada entre un par de antenas, una transmisora y otra receptora. Al insertar la muestra entre este par de antenas, es evidente que se genera una alteración en la señal, pero simultáneamente se induce un cambio de fase en la onda propagante, lo cual se da como una consecuencia de las reflexiones presentes en las interfaces de la muestra. Es entonces cuando es posible obtener la permitividad dieléctrica de la muestra a partir de modelos analíticos como los que presenta Gholb en [38]. Esta técnica se caracteriza por que en general se emplean antenas altamente directivas, las preferidas en general para llevar a cabo este método son las antenas tipo bocina, como es ilustrado en la Figura 2-1.



**Figura 2-1.:** Esquema de antenas de bocina

Esta técnica es bastante interesante debido a que es una técnica no invasiva, es decir, no requiere de contacto con la muestra y en general no requiere que esta sea destruida. Además es ideal cuando se pretende analizar muestras que se caracterizan por ser heterogéneas, como es el caso de mezclas y porque al emplear antenas de bocina, las cuales en general presentan amplios anchos de banda, nos ayuda a caracterizar la muestra en una región del espectro bastante amplia. Sin embargo, esta técnica posee como principal problema la complejidad

presente al momento de la calibración y que en general presenta efectos difractivos cuando la longitud de onda empleada es similar al tamaño de la muestra, lo cual puede generar variaciones en el valor de permitividad medido, incurriendo de esta manera en errores en la caracterización del material.

Debido a la simplicidad de este método de medición, este ha sido bastante explorado en el pasado con el fin de determinar propiedades dieléctricas en materiales, un caso específico es el que presentan Beruete y compañía en [39]. En este trabajo los autores logran demostrar las características dieléctricas que presentan los anillos resonadores abiertos en la mejora del rendimiento de sistemas de radio frecuencia como antenas o filtros. Este trabajo se torna interesante debido a que a través del método de espacio libre ellos logran evidenciar de forma experimental que las estructuras en anillo con abertura pueden brindar características especiales, como lo es que su permitividad presente valores negativos para algunos rangos del espectro. Adicionalmente, esta técnica ha sido explorada en [40] en la cual se utiliza esta técnica para hacer una caracterización dieléctrica del petróleo y el etanol, también este tipo de estructuras se han utilizado como biosensor en [41] para detectar antígenos prostáticos y cortisol.

### 2.1.2. Método de sonda coaxial abierta

En esta técnica se emplea un cable coaxial con uno de sus extremos abiertos, tal como se muestra en la Figura 2-2, esta técnica es particularmente efectiva cuando se desean caracterizar muestras líquidas o semi-sólidas.

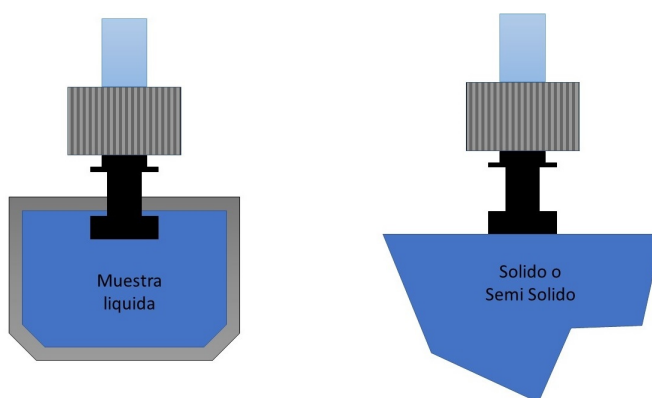


Figura 2-2.: Esquema de cable coaxial

Esta técnica es bastante interesante pues además de no ser invasiva, no requiere un protocolo de preparación de muestras, solo basta sumergir la sonda dentro de las muestras líquidas o ponerla en contacto directo con las muestras, en el caso de las muestras semisólidas. Esta técnica fue propuesta por primera vez por Stuchy y Stuchy en 1982 [42], cuando fue

empleada para la caracterización dieléctrica de muestras biológicas, las cuales vale resaltar se caracterizan por tener altos porcentajes de agua. El principio de medición de esta técnica se basa en la caracterización de la onda reflejada, ya que al llegar la onda e interactuar con la muestra, se genera una onda reflejada y cambios de fase como consecuencia del cambio de medio de propagación. Este método tiene la ventaja de que permite realizar caracterizaciones en un amplio ancho de banda, además que es muy práctico y simple de implementar en la caracterización de muestras. Sin embargo, tiene el inconveniente de que requiere de muestras de calibración para poder determinar la apertura de la sonda. Así, como también, es común que presente mayores inconvenientes en la caracterización de sólidos, esto debido a que se pueden generar gaps de aire entre la sonda y la muestra, lo cual puede inducir errores en el proceso de medición. Esta técnica ha sido usada en [43] para medir la permitividad del hielo, también lo utilizó [44] y [45] para estudiar la permitividad de agua desionizada y simulaciones de líquidos de la cabeza humana.

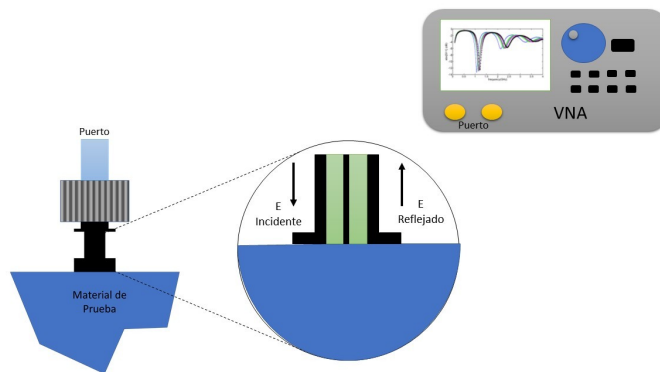
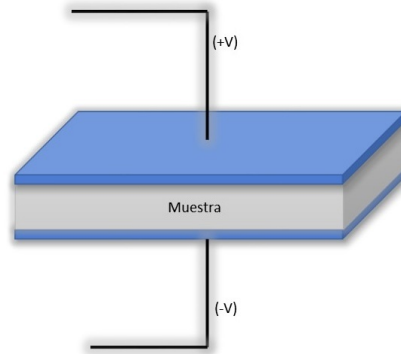


Figura 2-3.: Esquema experimental del uso de la sonda coaxial

### 2.1.3. Método de placas paralelas

Este método consiste en insertar la muestra que se desea caracterizar entre un par de placas metálicas, las cuales deben estar paralelas entre sí, para formar un condensador, como se ilustra en la Figura 2-4.



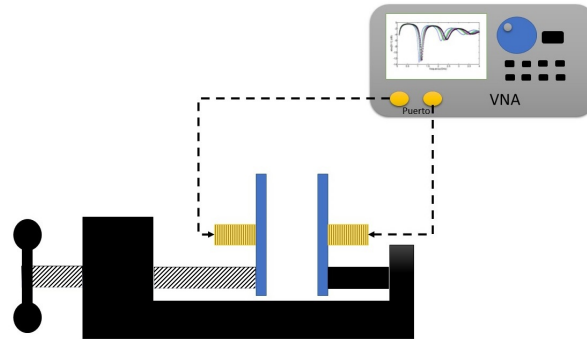
**Figura 2-4.:** Esquema placas paralelas

Posteriormente, se aplica una diferencia de potencial entre las dos placas metálicas, y la permitividad relativa de la muestra puede ser calculada a partir de la Ecuación (1).

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (1)$$

Donde  $C$  es la capacitancia,  $S$  es el área de las placas paralelas,  $d$  es la separación entre las placas, la cual debe ser igual al grosor de la muestra analizada,  $\varepsilon_0$  es la permitividad dieléctrica en el vacío y  $\varepsilon_r$  es la permitividad dieléctrica del material que estamos caracterizando. Esta técnica se caracteriza por que presenta una alta precisión en la medición y es muy simple de usar. Sin embargo, es una técnica que comúnmente funciona bien a bajas frecuencias (>1 GHz) y su implementación para mediciones en tiempo real en procesos industriales es bastante difícil. Adicionalmente, las muestras deben tener la misma geometría de las placas metálicas que forman el condensador, o se incurriría en errores en la medición. A la fecha esta técnica ha sido implementada en diversos procesos de automatización. Un claro ejemplo de esto fue mostrado por Stevan y compañía en 2015 [46], cuando implementaron un sensor de permitividad capacitivo para realizar un análisis de las propiedades dieléctricas de aceites vegetales cuando estos son sometidos a estrés térmico. Allí, los autores realizaron una caracterización de este tipo de aceites, los cuales en general se han convertido en un problema social y ambiental, pues estos en general son empleados para freír alimentos. Sin embargo, como es conocido este tipo de aceites al ser calentado pueden cambiar sus propiedades y, por ende, convertirse en contaminantes ambientales. Por esta razón, Stevan y compañía emplean el método capacitivo para correlacionar la constante dieléctrica de los aceites vegetales con parámetros físico-químicos, observando principalmente cómo estos se comportan cuando son sometidos a cambios térmicos. Por otro lado, Raymond y compañía desarrollaron un sensor de permitividad para la caracterización de materiales en el rango de frecuencias desde 300 kHz hasta 50 MHz, el cual se caracteriza por emplear el método capacitivo [47]. El dispositivo presentado en este trabajo es bastante interesante pues permite realizar la caracterización compleja de la permitividad dieléctrica, de hecho ellos muestran

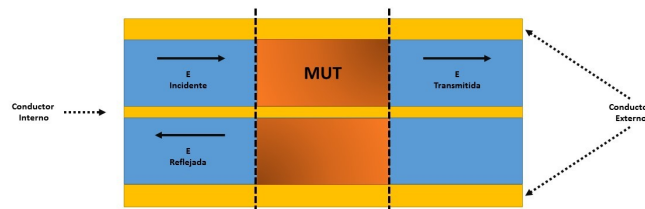
una caracterización de diversos materiales sólidos entre los que se destacan: vidrio, teflón y FR4.



**Figura 2-5.:** Esquema empleado para medición de permitividad dieléctrica usando método capacitivo.

#### 2.1.4. Método de Línea de Transmisión o guía de onda

En este método el material que se desea caracterizar es insertado dentro de la línea de transmisión o una guía de onda, tal como se muestra en la Figura 2-6. Por ende, esto genera cambios en la onda reflejada y transmitida. Por lo general es empleado un analizador de redes para medir los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ , los cuales son empleados para determinar las características del medio [36]. Este método es uno de los predilectos en especial cuando las muestras analizadas presentan baja conductividad.

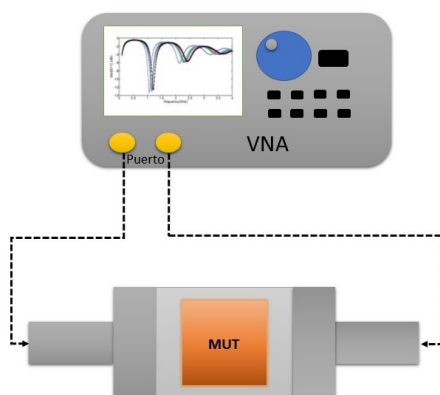


**Figura 2-6.:** Esquema línea de transmisión.

Este método permite realizar la caracterización en amplios anchos de banda, pero quizás su mejor característica es que permite la medición de materiales que sean anisotrópicos y presenten características magnéticas. Sin embargo, como todas las técnicas tiene sus inconvenientes, en su caso presentan el problema de que las muestras ha caracterizar deben tener

una forma y tamaño específico, la cual está predeterminada por el tipo de guía de onda usado, de manera tal, que la muestra logre rellenar por completo la sección de la guía de onda sin que queden gaps de aire. Adicionalmente, es importante que las muestras queden perpendiculares a la dirección de propagación de la onda, con el fin de mitigar posibles fuentes de error, como consecuencia en la afectación del coeficiente de reflexión o transmisión, los cuales vale recordar dependen de los parámetros S [48].

En el pasado este método ha sido ampliamente empleado para determinar las propiedades dieléctricas de materiales ricos en carbón, caracterización de suelos [13, 36, 49, 50]. Un claro ejemplo de ello, fue demostrado recientemente por Gutiérrez y compañía [36], allí ellos presentan un prototipo de bajo costo que permite realizar la caracterización de materiales basados en este método, el cual fue empleado para la determinación de materiales explosivos que son empleados comúnmente en dispositivos explosivos improvisados en Colombia. En el pasado, también esta técnica fue muy empleada en la caracterización de estructuras con metamateriales, en las cuales es importante poder determinar con exactitud el comportamiento de la permitividad y permeabilidad con el fin de hallar rangos del espectro en los cuales dichos parámetros presentan valores negativos, pues solo en dichas regiones pueden considerarse como metamateriales [51], [52]. De forma similar esta técnica ha sido empleada para la determinación de la permitividad dieléctrica y permeabilidad magnética asociada a películas de nanotubos de carbono depositadas. Esto es de vital importancia pues en general estos parámetros dependen de diversos factores como la concentración de nanotubos de carbono en la mezcla [53–56].



**Figura 2-7.:** Esquema del principio de medición empleado en el método de línea de transmisión o guía de onda.

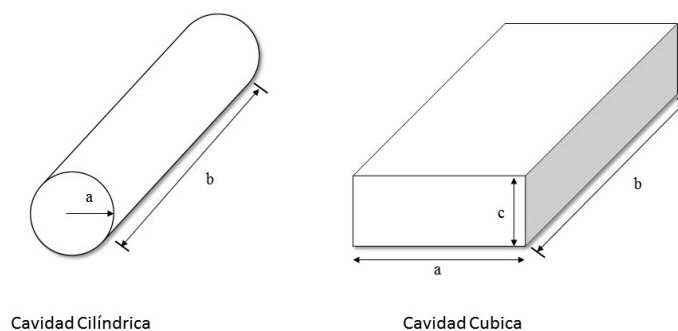


## 2.2. Técnicas resonantes

Adicional a los métodos antes mostrados, en esta sección presentaremos a continuación los métodos resonantes, los cuales a priori suelen ser mucho más interesantes en sistemas de medición que requieran mejores resoluciones y alta precisión [37]. Este tipo de técnicas además se caracterizan en que al material a caracterizar se realiza a una sola frecuencia o en un conjunto discreto de frecuencias, las cuales corresponden a los modos de oscilación del resonador [32]. En este tipo de métodos se pueden presentar dos situaciones diferentes, la primera de ellas cuando la muestra actúa como el resonador y la segunda cuando la muestra es insertada dentro del resonador, modificando de esta manera la frecuencia de resonancia de los modos de resonancia [32]. A continuación, se hace una revisión de las técnicas resonantes más importantes.

### 2.2.1. Método de perturbación de cavidades resonantes

Las cavidades resonantes son uno de los métodos más interesantes a la hora de realizar la caracterización dieléctrica de materiales, esto debido principalmente a que este tipo de resonadores presentan un alto factor de calidad. Comúnmente estas cavidades son diseñadas para permitir la excitación de modos de propagación TE o TM, según sea el interés. Posteriormente, el material que va a ser analizado es insertado dentro de la cavidad, en una localización específica. Comúnmente, este es insertado en un punto en el cual el campo eléctrico o campo magnético sea máximo. Al insertar la muestra dentro de la cavidad resonante, se está ejerciendo una perturbación de la misma y, por ende, se genera un corrimiento en la frecuencia de resonancia. Acá es importante recalcar que en general el factor de calidad ( $Q$ , relación existente entre la energía media almacenada y la energía perdida por segundo) de la cavidad también es alterado, pues este parámetro depende de la frecuencia central de resonancia y el ancho de banda del pico resonante. Adicionalmente, esta técnica permite la determinación de la permitividad dieléctrica real y compleja de las sustancias, lo cual en algunos casos industriales puede ser de interés. Este tipo de cavidades pueden ser cilíndricas o cúbicas como se ilustra en la Figura 2-8, las cuales comúnmente son diseñadas para que operen en alguna banda específica, de acuerdo al interés particular, y cuya frecuencia de resonancia depende de sus dimensiones.



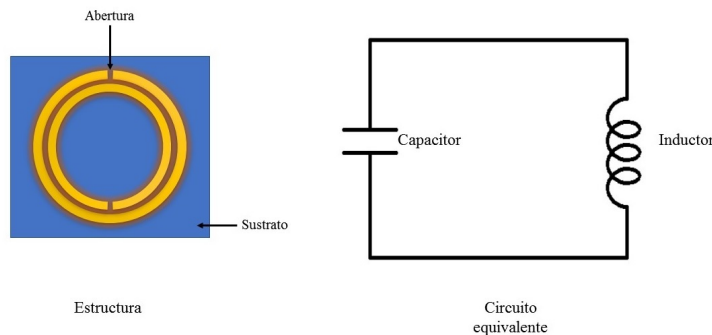
**Figura 2-8.:** Esquema de tipos de cavidades resonantes.

Las principales ventajas de esta técnica son su rapidez y precisión en la medición, requiere de pequeñas cantidades de muestra y es posible implementarlas incluso a altas temperaturas. Sin embargo, esta técnica presenta como principal inconveniente que es en general un método destructivo, ya que las muestras requieren ser procesadas para poder insertarlas en la cavidad y, además, la fabricación de este tipo de cavidades es un problema complejo, pues se debe tener una excelente calidad para que los picos se formen en frecuencias muy específicas y con un buen factor de calidad. Esta técnica ha sido utilizada por Lobato en [26] unida a un sustrato para mostrar un análisis de la permitividad compleja de diferentes materiales utilizando esta técnica, también Saeed en [57] utilizó esta técnica con la cual logró utilizar un volumen muy pequeño de muestra para hacer sus medidas de alrededor de  $0.3 \mu L$ .

### 2.2.2. Resonadores basados en anillos

Algunos circuitos resonadores se basan el concepto de los metamateriales debido a que estas líneas artificiales se implementan como una línea de acogida para elementos reactivos, donde la presencia de estos elementos aumenta los grados de libertad en el diseño del sensor incrementando las posibilidades en el control de la dispersión y la impedancia características de las líneas de transmisión común [58] generalmente este tipo de líneas de carga se usan como sensores. Su principio de detección se basa en la variación de la frecuencia de resonancia de la carga en el resonador del metamaterial con la variable a ser detectada [59,60] los metamateriales pueden ser de anillo partido (SRR), eléctrico LC (ELC), en forma de S resonadores de anillos de división (S-SRR) [58].

Entre estos también se encuentran los resonadores de Anillos Ranurados RAR que están formados por uno o más anillos de metal, separados por un sustrato dieléctrico, donde cada uno de ellos posee una ranura como en la figura 2-9. Esta estructura al aplicarse un campo magnético genera un flujo de corriente dentro de los anillos actuando como un inductor y de la misma manera el dieléctrico entre las ranuras genera una capacitancia en el anillo, así el circuito equivalente para los RAR es un circuito  $LC$  en paralelo.



**Figura 2-9.:** Esquema y circuito equivalente para anillo ranurado.

Los sensores dieléctricos se basan en la interacción del campo electromagnético y el material a medir, lo que hace que se vean afectados por la geometría de la muestra, así como por la frecuencia de trabajo [13] y el grado de conductividad de la sustancia a medir [61]. En este sensor su circuito equivalente es un circuito  $LC$  el sensado se verá afectado por las condiciones ácidas o básicas del entorno de medición ya que estas afectan la frecuencia de resonancia del circuito [62] debido a que los cambios en la frecuencia de resonancia se detectan midiendo el cambio inducido en la bobina, igualmente estas condiciones afectan la frecuencia de resonancia la que a su vez también es afectada por la capacitancia del sensor que va estar relacionada con la permitividad eléctrica del material con el que está hecho el sensor [63]. Debido a estas características este tipo de diseños se han aplicado como biosensores tanto en la proyección de imágenes como en la detección de moléculas específicas en las células [8]. Con el uso de estas estructuras se han desarrollado sensores con un bajo consumo de energía capaces de conectarse con otras redes de sensores, además el uso de anillos resonadores partidos (SRR) ayuda a miniaturizar el sensor, aumentar la sensibilidad, disminuir el volumen de la muestra y bajar costos de producción [64] en comparación con los métodos convencionales para aplicaciones de detección de campo cercano en la medición de pequeñas variaciones de la concentración de fluidos, los resonadores electromagnéticos se ha introducido con la finalidad reducir la complejidad de sensores inalámbricos tradicionales mediante la eliminación de la necesidad de componentes de comunicación integrados y fuentes de energía [1], la tecnología microstrip y los anillos resonadores son ampliamente usados en el diseño de resonadores de microondas y filtros donde la frecuencia de resonancia es afectada por la geometría del diseño, el material que compone el dispositivo de medida [65] además de que el metamaterial afecta el comportamiento eléctrico del sensor [66].

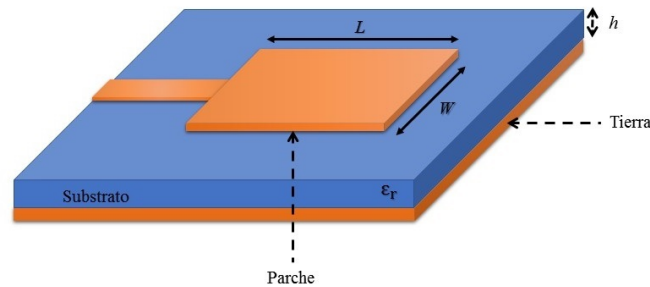
Otro tipo de resonadores que se han empleado son los resonadores de onda lenta (SWR por sus siglas en inglés) la implementación de este tipo de resonadores ayuda a controlar las frecuencias parásitas en un rango de trabajo específico, este tipo de resonadores han desempeñado un papel importante en los sistemas de comunicaciones modernos ya que han permitido reducir la interferencia evitando de esta manera que señales fuera de la banda

lleguen al receptor y afecten su sensibilidad así como ampliar la banda de detección del mismo [67], los resonadores de onda lenta o también conocidos como resonadores de impedancia escalonada se suelen utilizar en filtros pasa bandas, porque ayudan a controlar la respuesta espuria o parásita aunque su mismo diseño hace que se puedan implementar en pocas configuraciones filtrantes [67,68], otro factor importante para el uso de este tipo de resonadores reside en que con ellos es posible trabajar en dos modos uno es el modo diferencial y el otro es el modo común, al trabajar con este tipo de resonadores la señal en el modo diferencial pasa sin problemas a través de su banda de paso, mientras que en el modo común bloquea el ruido ya que la distribución del campo eléctrico en la ranura bajo excitación del modo común es simétrica por lo que la señal en modo común no puede transmitirse logrando de esta manera ser suprimida [69], al operar en el modo diferencial (MD) se genera una pared eléctrica virtual a lo largo del eje de simetría, lo que hace que el resonador trabaje como un resonador de un cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4$ ) cortocircuitado. Mientras que para el modo común (MC) se genera una pared magnética virtual a lo largo del plano de simetría, por lo que el resonador trabaja como un resonador de media onda ( $\lambda/2$ ) que va funcionar como un circuito abierto que va resonar una frecuencia específica [69].

## 3. Fundamentos del diseño

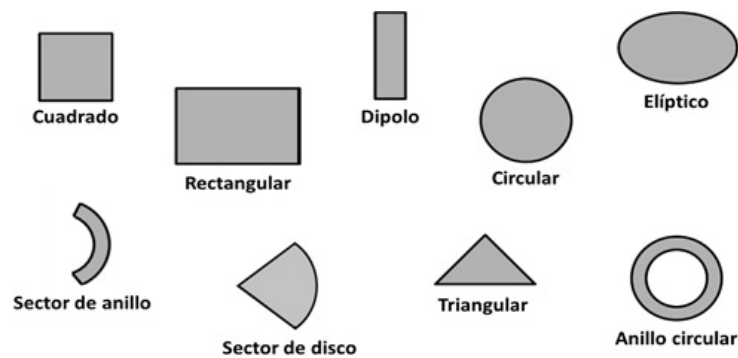
### 3.1. Antenas Patch

Las antenas tipo parche o microstrip Figura 3-1, consisten en un patch o parche metálico muy delgado cuyo tamaño es menor que la longitud de onda ( $t \ll \lambda_0$ ), el cual se ubica sobre un material dieléctrico también delgado ( $h \ll \lambda_0$ ), generalmente los valores del grosor del sustrato suelen ser de  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$  por encima del plano de tierra [48]. Existen numerosos sustratos que se pueden utilizar en el diseño de antenas microstrip, y sus constantes dieléctricas están por lo general en el rango de  $2, 2 \leq \epsilon_r \leq 12$ , los más deseables para un buen rendimiento de la antena suelen ser sustratos cuya constante dieléctrica se encuentre en el extremo inferior ya que proporciona mejor eficiencia, mayor ancho de banda y limitan la radiación en el espacio libre, sin embargo cuando son empleados sustratos dieléctricos con constantes dieléctricas muy bajas, la principal desventaja va relacionada con las dimensiones físicas del diseño, pues generalmente hace que las antenas sean muy grandes y su integración a circuitos eléctricos sea más compleja [48]. Por su parte los sustratos dieléctricos con constantes dieléctricas más elevadas son deseables para aplicaciones de circuitos de microondas ya que se puede disminuir el tamaño de los elementos, así como también generar campos unidos estrechamente que minimizan la radiación y el acoplamiento no deseado, sin embargo al poseer mayores pérdidas son menos eficientes y sus anchos de banda son relativamente pequeños [48].



**Figura 3-1.:** Esquema de antena patch convencional

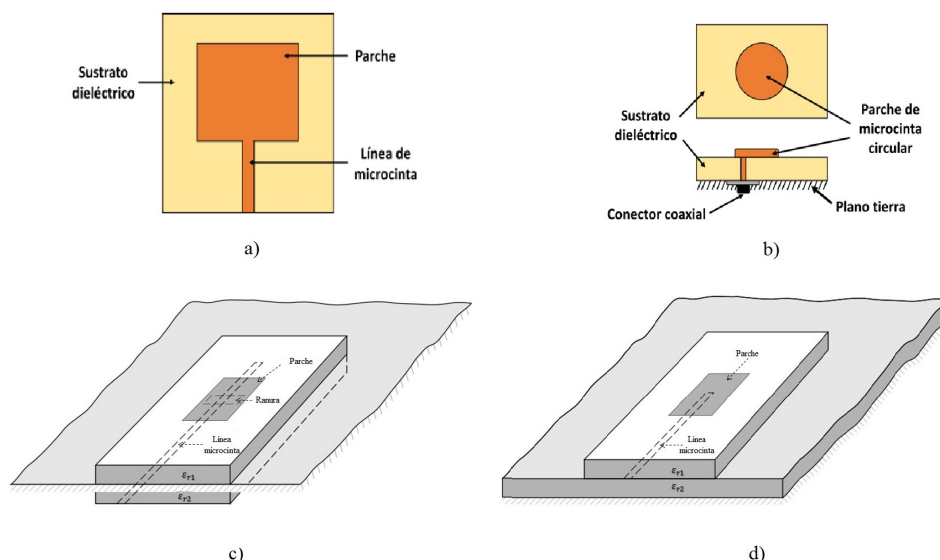
Adicionalmente, las frecuencias de operación de estas antenas depende de las geometrías del parche metálico superior, o incluso de modificaciones sobre el plano tierra. Por lo anterior, diversas formas geométricas han sido exploradas en el pasado, con el fin de mejorar el rendimiento de las antenas. Así, el parche puede tener una configuración cuadrada, rectangular, dipolo, circular, elíptica, triangular como las que se aprecian en la Figura 3-2. Siendo las más comunes la cuadrada, la rectangular y la circular [48], esto debido a que son de fabricación sencilla, poseen soluciones analíticas simples y características de radiación atractivas [48]. Por ejemplo, el parche en forma de dipolo en general es muy atractivo a la hora de la construcción de diseños altamente compactos, pues este es realmente muy simple de fabricar, mientras ofrece características importantes frente a las otras configuraciones, como lo son su alto ancho de banda [48].



**Figura 3-2.:** Geometrías comúnmente empleadas en antenas tipo parche. Esta imagen fue tomada de [48]

## 3.2. Puertos de alimentación

Existen muchas configuraciones que se pueden usar para alimentar las antenas microstrip. Pero las más populares son: (a) la línea microcinta, (b) sonda coaxial, (c) acoplamiento por apertura, y (d) acoplamiento por proximidad [48]. Estos cuatro métodos son ilustrados en la Figura 3-3. La línea microcinta consiste en una tira conductora que usualmente suele ser de un ancho mucho menor en comparación con el parche, debido a que sus dimensiones, en especial, su ancho, tienen una fuerte incidencia sobre la impedancia de la misma [70]. Este tipo de alimentación es de fácil fabricación así como también de una fácil inserción en el diseño, su principal desventaja está relacionada con las ondas superficiales que son generadas como consecuencia de trabajar con sustratos muy gruesos, lo cual puede ocasionar fenómenos resonantes en la línea de transmisión, que se pueden ver reflejados como una nueva banda de resonancia, la cual en general es no deseada pues puede ocasionar interferencias [48]. Por su parte la alimentación por sonda coaxial se basa en la conexión de un cable coaxial, donde el conductor interno del cable está unido al parche radiante, mientras el conductor externo del cable es conectado al plano de tierra de la antena o del dispositivo [70]. Este tipo de conexión es bastante útil, pues es fácil de fabricar y ayuda a disminuir la radiación espuria. Tanto la línea de alimentación microcinta como la sonda poseen asimetrías inherentes que generan modos de orden superior, quienes a su vez inducen fenómenos asociados a la polarización cruzada. Para solventar este inconveniente, se han introducido los acoplamientos tanto de apertura como de proximidad [48]. El acoplamiento de apertura es el más difícil de fabricar de las cuatro alternativas ilustradas en la Figura 3-3. Sin embargo este tipo de conexión es verdaderamente simple de modelar computacionalmente y tiene radiación de espuria moderada. Vale destacar, y como es evidente de la Figura 3-3 (c), que este tipo de acoplamiento consiste en dos sustratos que están separados por un plano de tierra. En la parte inferior del sustrato inferior se halla una línea de alimentación de microcinta cuya energía es acoplada al parche a través de una ranura en el plano de tierra que separa los dos sustratos, esta disposición permite una optimización independiente del mecanismo de alimentación y del elemento radiante [48]. Usualmente este tipo de acoplamientos por apertura se fabrican de manera tal que el material dieléctrico que posee la mayor constante dieléctrica se encuentre el sustrato inferior y el material de menor constante dieléctrica para el sustrato superior, además el plano de tierra entre los sustratos también aísla la alimentación del elemento radiante y minimiza la interferencia para la formación del patrón y la pureza de polarización. En este tipo de diseños los parámetros eléctricos del sustrato, el ancho de la línea de alimentación, el tamaño y la posición de la ranura se pueden usar para optimización de los mismos [48]. Finalmente, el método basado en acoplamiento por proximidad, es el que posee un mayor ancho de banda (tan alto como el 13 por ciento) comparado con los otros métodos anteriormente descritos, tiene una fácil modelación así como una baja radiación espuria [48]. Por esta razón, y en aras de trabajar con diseños cuya implementación sea más simple y sencilla, se decidió implementar el método de alimentación basado en microcinta.



**Figura 3-3.:** Esquemas de métodos de alimentación más empleados en antenas y dispositivos RF. Esta imagen fue tomada de [48]

### 3.3. Metamateriales

Los metamateriales son estructuras electromagnéticas artificiales cuya longitud de onda es menor que la longitud de onda electromagnética incidente [70]. Teóricamente esta estructura fue propuesta por Pendry et al, (1999) [71] y experimentalmente demostrada por Smith et al., (2001) [72]. En la actualidad, el estudio de los metamateriales ha alcanzado un alto grado de sofisticación, como resultado de esto hay un continuo progreso en el diseño y fabricación de metamateriales en las escalas micrométricas y nanométricas. Una de las aplicaciones más relevantes de este tipo de estructuras ha sido usado en la construcción de sensores como en [73] donde Acevedo y colaboradores utilizaron este tipo de estructuras como un sensor de caracterización dieléctrica de materiales, sin embargo este tipo de estructuras han sido implementadas en la mejora de parámetros eléctricos asociados a antenas, filtros y otros dispositivos electromagnéticos [13, 16, 46, 74, 75].

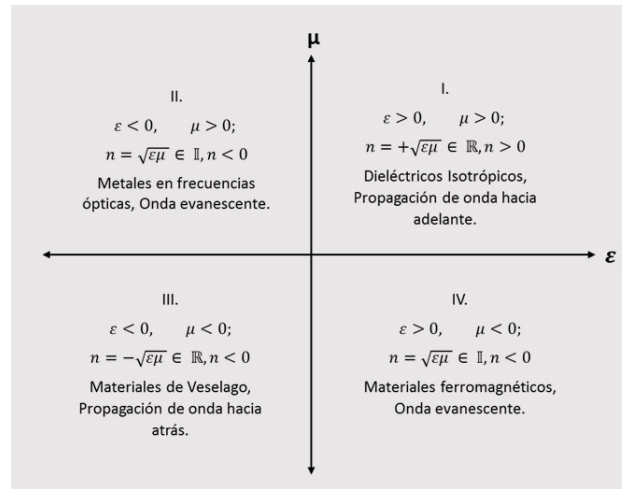
Los metamateriales son estructuras interesantes debido a sus características electromagnéticas artificiales que no son usuales en la naturaleza, estas estructuras deben cumplir que el tamaño de la celda unitaria sea mucho menor que la longitud de onda guiada. Por lo que el tamaño de la celda en promedio debe ser al menos más pequeño que un cuarto de la longitud de onda, para cumplir con la condición de homogeneidad efectiva y garantizar que los fenómenos de refracción sean mayores que los fenómenos de dispersión/refracción a medida que la onda se propaga en la estructura de metamaterial electromagnético o MTM por sus siglas en inglés (Electromagnetic metamaterial) [74, 76]. Al cumplirse esta condición de homogeneidad efectiva la estructura se comporta como un material real en el cual las ondas



electromagnéticas se verán afectadas por los parámetros macroscópicos, así como también los parámetros constitutivos los cuales son la permitividad  $\varepsilon$  y la permeabilidad  $\mu$ , los cuales deben ser negativos simultáneamente en un mismo rango de frecuencias. Estos parámetros se relacionan con el índice de refracción  $n$  a través de la ecuación (1):

$$n = \pm \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (1)$$

Donde  $\varepsilon_r$  y  $\mu_r$  son la permitividad y la permeabilidad relativa respectivamente. Las cuatro posibles combinaciones de signos se ilustran en la Figura 3-4, tres configuraciones son bien conocidas en los materiales convencionales, pero la combinación del tercer cuadrante  $(-, -)$  donde se da simultáneamente permitividad y permeabilidad negativas corresponde a una nueva clase de materiales que se caracterizan por fases antiparalelas y velocidades grupales, o índice de refracción negativo NRI (por sus siglas en inglés)



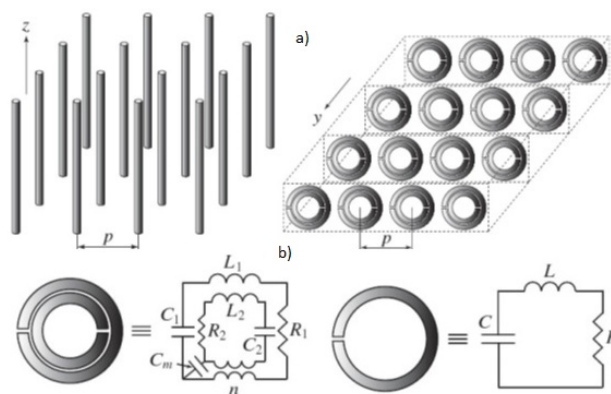
**Figura 3-4.:** Diagrama de permitividad-permeabilidad ( $\varepsilon - \mu$ ) e índice de refracción ( $n$ )

Los metamateriales también se les conoce como materiales de Veselago ya que el físico ruso Viktor Veselago fue uno de los primeros científicos en 1967 [70] en hacer una especulación teórica de la existencia de un material con valores negativos simultáneos de  $\varepsilon$  y  $\mu$  para el tercer cuadrante de la Figura 3-4. Veselago predijo que este tipo de materiales debían presentar algunos efectos interesantes, entre los cuales se destacan los siguientes:

1. Inversión de la ley de Snell.
2. Refracción negativa en la interfaz entre un medio derecho (Right handed por sus siglas en inglés) y un medio izquierdo (Left handed por sus siglas en inglés).
3. Inversión del efecto Doppler.
4. Intercambio del efecto de convergencia y divergencia en lentes convexas y cóncavas respectivamente, cuando las lentes son de naturaleza zurda.

5. Expresiones de sus parámetros constitutivos ( $\varepsilon$  y  $\mu$ ) equiparables a las de medios de plasma en entornos resonantes izquierdos.

Pero no fue sino hasta que Pendry en 1999 logran hacer un material artificial lo suficientemente pequeño que cumpliera la propiedad de homogeneidad, Para conseguir una permeabilidad negativa Pendry propuso la estructura del resonador de anillo abierto (Split-Ring Resonator, SRR). El anillo al ser atravesado por un campo magnético perpendicular al plano del anillo induce corrientes resonantes en el anillo, los cuales generan momentos dipolares magnéticos equivalentes, por lo cual el anillo se comporta como un circuito resonador RLC como el de la Figura 3-5.



**Figura 3-5.:** a) estructuras presentadas por Pendry, b) equivalente de la estructura SRR, tomado de [76]

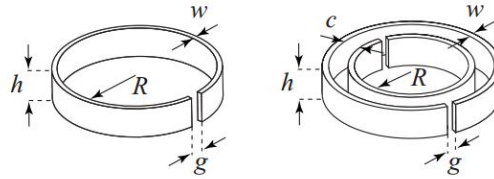
La implementación de este tipo de resonadores ha permitido que algunos autores demuestren que a través de su implementación es posible mejorar el rendimiento eléctrico tanto en antenas como en otros tipos de dispositivos como filtros, acopladores direccionales, divisores de potencia, resonadores, etc [71]. Ahora bien, como es de esperar, al ser una estructura resonante, esta debe tener una frecuencia de resonancia asociada, la cual a su vez depende de la geometría, los materiales y el medio circundante. Para calcular dicha frecuencia se pueden implementar modelos analíticos siempre y cuando la estructura no sea compleja y por ende su solución sea simple. Por otro lado, cuando las estructuras implementadas poseen geometrías poco convencionales, es decir, diferentes al anillo circular o cuadrado, se hace necesaria la implementación de paquetes numéricos como CST STUDIO o HFSS, que nos permitan realizar un análisis de la estructura resonante implementada.

Cuando son implementados los SRR se debe tener claro que estos en general ayudan a compactar las antenas y dispositivos RF debido a que este tipo de estructuras ayudan con el almacenamiento del campo eléctrico y del campo magnético, a través de capacitancias e inductancias inducidas respectivamente, las cuales dependen de la geometría empleada. Los SRR son estructuras que poseen dos tipos de capacitancias, la primera de ellas, es una capacitancia que se debe a la apertura, y la segunda es una capacitancia debido a la interacción

entre los dos anillos concéntricos, la cual es conocida como capacitancia interanillo, estas dos capacitancias en serie representan la capacitancia total  $C$ . Por otro lado, la inductancia  $L$  es tomada como la inductancia media de los dos anillos. A partir de lo anterior, y haciendo un equivalente circuital, tenemos que la frecuencia de resonancia de este tipo de estructuras puede ser determinada a través de la ecuación (2):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

Dicha expresión fue presentada por Shamoni [77], que de manera analítica logró demostrar que las dos capacitancias se pueden considerar como una suma en paralelo a la capacitancia entre anillos. Para tratar de comprender mejor esto, a continuación se presenta un análisis detallado de un resonador circular, el cual es quizás el más empleado en la literatura. Los anillos resonantes circulares los cuales típicamente tienen la forma que se aprecia en la Figura 3-6. En este tipo de estructuras la inductancia puede ser fácilmente determinada a través de la ecuación (3).



**Figura 3-6.:** anillo simple (a) y anillo doble (b)

$$L = \mu_0 R_m \left( \log \frac{8R_m}{h+w} - \frac{1}{2} \right) \quad (3)$$

Donde  $R_m$  se define como,  $R_m = R + w/2$ ,  $R$  corresponde al radio del anillo y  $w$  al grosor del anillo y  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío. En este tipo de resonador, tenemos que la capacitancia del anillo se debe a la separación del gap (abertura del anillo), formando un condensador de placas paralelas y es posible calcularla a partir de la ecuación (4) como se muestra a continuación:

$$C_{gap} = \varepsilon_0 \frac{hw}{g} + C_0 \quad (4)$$

en donde  $\varepsilon_0$  es la permitividad del espacio vacío,  $h$  es altura del anillo,  $w$  es el grosor,  $g$  es la apertura en el anillo o también conocido como gap, mientras que  $C_0$  es una corrección debida a los campos de borde y se define como se muestra en la ecuación (5):

$$C_0 = \varepsilon_0 (h + w + g) \quad (5)$$

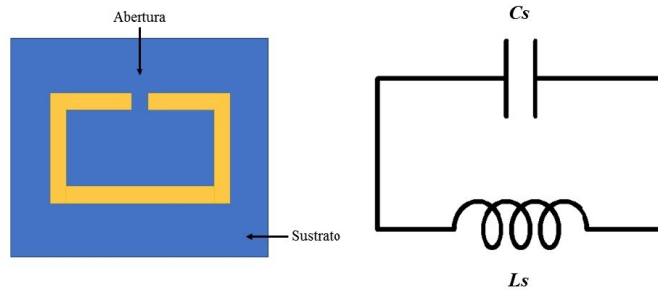
Adicionalmente, en este tipo de estructuras es importante tener en cuenta la capacitancia de superficie, la cual se genera a partir del campo confinado en la estructura resonante y la cual depende de la estructura geométrica como es evidente de la ecuación (6), la cual es definida en términos de la altura  $h$ , el grosor  $w$  del resonador, y la abertura del anillo

$$C_{surf} = \frac{2\varepsilon_0 (h + w)}{\pi} \log \frac{4R}{g} \quad (6)$$

A partir de lo anterior, podemos definir la capacitancia total como la suma de las capacitancias debidas al gap y la capacitancia superficial, así la capacitancia total puede ser estimada usando la siguiente expresión:

$$C_{total} = C_{gap} + C_{surf} \quad (7)$$

Otra configuración típica de este tipo de resonadores, son los anillos resonadores cuadrados o SRRs (square ring resonators por sus siglas en ingles) en la Figura 3-7, se puede apreciar la forma de estos anillos así como su circuito equivalente, en estos también es posible conocer su frecuencia de resonancia a partir de sus dimensiones físicas [78].



**Figura 3-7.:** Esquema anillo resonador cuadrado y su circuito eléctrico equivalente

En este tipo de anillos  $L_s$  corresponde a la inductancia del lazo conductor de anillo resonador y  $C_s$  corresponde a la capacitancia presente en la apertura del anillo [78], la capacitancia  $C_s$  se ve afectada por los materiales dieléctricos alrededor de la apertura [78], por ende es muy sensible a los cambios en el medio circundante ya que cualquier variación en el medio circundante afecta fuertemente el campo cercano generado por este tipo de estructura. A partir de lo anterior la capacitancia asociada a este tipo de resonadores puede ser estimada a partir de la ecuación (8):

$$C_s = C_0 + \varepsilon_{sam} C_c \quad (8)$$

Donde  $C_0$  corresponde al efecto capacitivo del sustrato dieléctrico, la apertura del anillo y el espacio circundante. El término  $\varepsilon_{sam} C_c$ , corresponde a la contribución debida al material bajo test (MUT por sus siglas en inglés) que ésta ubicado cerca del resonador, lo cual genera

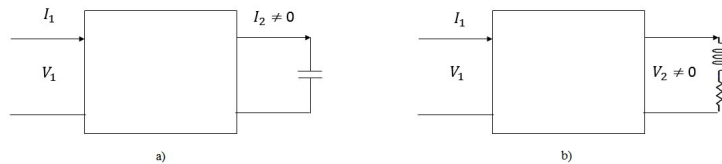
modificaciones en la carga, y por ende, en la capacitancia del dispositivo. Allí tenemos que  $C_c$  es la capacitancia cuando el resonador no está en contacto con una muestra diferente al aire, mientras que,  $\varepsilon_{sam} = (\varepsilon_{sam}' + j\varepsilon_{sam}'')$ , es la permitividad de la muestra. Por ello, se puede ver que la capacitancia total  $C_t$  del SRR está en función de la permitividad de la muestra por lo que :

$$C_t = F_c (\varepsilon_{sam}', \varepsilon_{sam}'') \quad (9)$$

A partir de la capacitancia total  $C_t$  y la inductancia  $L_s$  es posible obtener la frecuencia de resonancia empleando nuevamente la ecuación (2).

### 3.4. Parámetros S

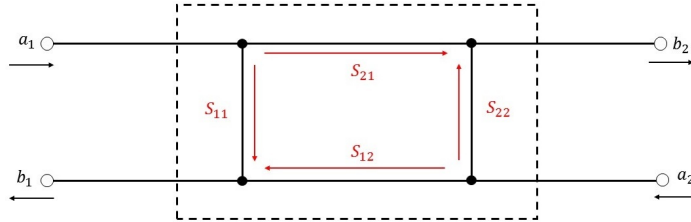
Los parámetros S son los coeficientes de reflexión y transmisión que se producen en el medio por el cual viaja una onda electromagnética. Los coeficientes de transmisión se relacionan con la atenuación y la ganancia; mientras los de reflexión, con la relación de voltaje de onda estacionaria o VSWR por sus siglas en inglés (Voltage Standing Wave Ratio) y la impedancia. Los parámetros Z, Y, H, T y ABCD, que caracterizan a una red de "n" puertos, son definidos cuando uno de los puertos está en corto circuito ( $v=0$ ) o en circuito abierto ( $i=0$ ) [37, 79]. Conforme aumenta la frecuencia es más complejo hacer un circuito abierto en las terminales, estas terminales separadas forman un capacitor como se muestra en la Figura 3-8 a) [37]. El voltaje en el capacitor, tiende a cero a medida que se aumenta la frecuencia, provocando un comportamiento más de corto circuito que de circuito abierto. Para hacer un circuito cerrado, las terminales del puerto son conectadas mediante un conductor. En la realidad, el conductor se comporta como un arreglo en serie de un resistor y un inductor, como se ilustra en la Figura 3-8 b). Al aumentar la frecuencia, la impedancia del conductor aumenta. Esto provoca un comportamiento más de un circuito abierto que de corto circuito. Debido a que para altas frecuencias no es posible caracterizar un red "n" puertos con los parámetros Z, Y, H, T y ABCD [37].



**Figura 3-8.:** Efectos debidos a la alta frecuencia en las redes de dos puertos tomado de [37]

Los Parámetros de dispersión o S pueden ser convertidos en parámetros Z, Y, H, T y ABCD [37], definiendo a "b" como la señal de salida en uno de los puertos y "a" como la señal de

entrada se puede mostrar la definición para red de dos puertos en términos de los parámetros de dispersión como se ve la Figura 3-9.



**Figura 3-9.:** Red de dos puertos por parámetros de dispersión tomado de [37]

Debido a que "a" y "b" son las raíces cuadradas de la potencia.  $(a_1)^2$  es la potencia incidente sobre el puerto uno y  $(b_2)^2$  es la potencia de salida del puerto dos. La Figura 3-9 muestra la relación entre los parámetros S y las "a"'s y "b"'s de la red de dos puertos [37], un ejemplo de esta relación es que una señal  $a_1$  es parcialmente reflejada en el puerto uno, el resto de la señal es transmitida a través del dispositivo y sale por el puerto dos. La fracción de  $a_1$  que se refleja en el puerto uno es obtenida mediante el parámetro  $S_{11}$ , mientras que la fracción de  $a_1$  que es transmitida se obtiene mediante el  $S_{21}$ . De manera similar la fracción reflejada de  $a_2$  en el puerto dos es obtenida mediante el parámetro  $S_{22}$  y la fracción transmitida se obtiene por el  $S_{12}$  [37].

Por lo tanto los parámetros de dispersión o parámetros S para una red de dos puertos se definen en términos de las variables de onda [80], así:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 0 \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_2=0} = 0$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = 0 \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_2=0} = 0$$

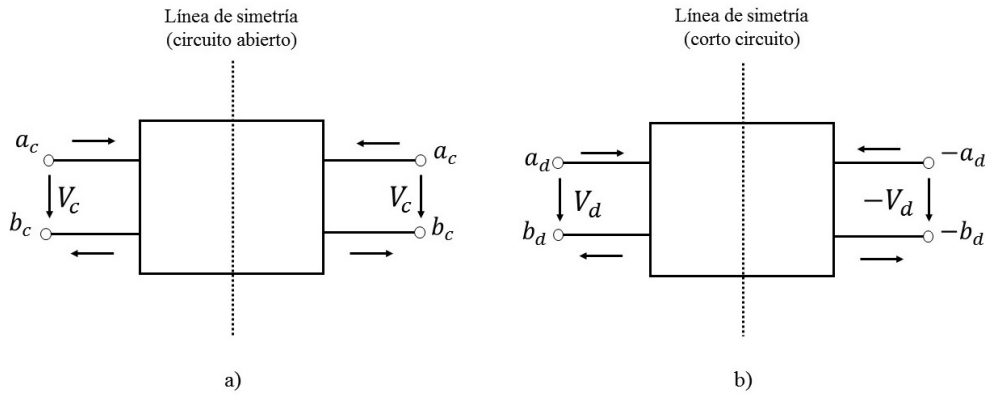
Cuando  $a_n=0$ , es decir cuando no existe impedancia de reflexión en el puerto n esta definición se puede escribir como [80]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se denominan coeficientes de reflexión mientras que  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son los coeficientes de transmisión. Estos parámetros se miden a frecuencias de microondas [80] en general los parámetros S son complejos por lo que es conveniente expresarlos en términos

de amplitudes y fases [80]. Ahora si la red es simétrica, esta se puede dividir en dos partes idénticas respecto a su línea de simetría, como en la Figura 3-10. Cuando se aplica una excitación par o en modo común como se ve en la Figura 3-10a), la interfaz simétrica posee un circuito abierto y las mitades de la red se convierten en dos redes idénticas de un solo puerto con el otro puerto abierto [80]. Mientras que si se da una excitación impar o en modo diferencial como se ve en la Figura 3-10b), la red simétrica está cortocircuitada.

Debido a que la excitación de una red de dos puertos simétrica se obtiene mediante una combinación lineal de las excitaciones en modo común y en modo diferencial, el análisis de la red se simplifica al analizar por separado las redes de modo común y de modo diferencial de un puerto, y posteriormente se determinan la parámetros de la red de dos puertos para los parámetros de red en modo común y diferencial [80].



**Figura 3-10.:** Red de dos puertos simétrica con a) excitación modo común y b) excitación en modo diferencial tomado de [80]

Los parámetros S de un puerto en modo común y en modo diferencial [80]:

$$S_{11_c} = \frac{b_c}{a_c} \quad (10)$$

$$S_{11_d} = \frac{b_d}{a_d} \quad (11)$$

Donde los subíndices c y d corresponden al modo común y al modo diferencial respectivamente, la red de simetría posee las siguientes relaciones de variables de onda:

$$a_1 = a_c + a_d \quad a_2 = a_c - a_d \quad (12)$$

$$b_1 = b_c + b_d \quad b_2 = b_c - b_d$$

Si  $a_2=0$ , entonces obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} a_1 &= 2a_c = 2a_d \\ b_1 &= S_{11c}a_c + S_{11d}a_d \\ b_2 &= S_{11c}a_c - S_{11d}a_d \end{aligned}$$

Luego sustituyendo estos resultados en las definiciones de los parámetros S de dos puertos se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2} (S_{11c} + S_{11d}) \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2} (S_{11c} - S_{11d}) \\ S_{22} &= S_{11} \\ S_{12} &= S_{21} \end{aligned} \tag{13}$$

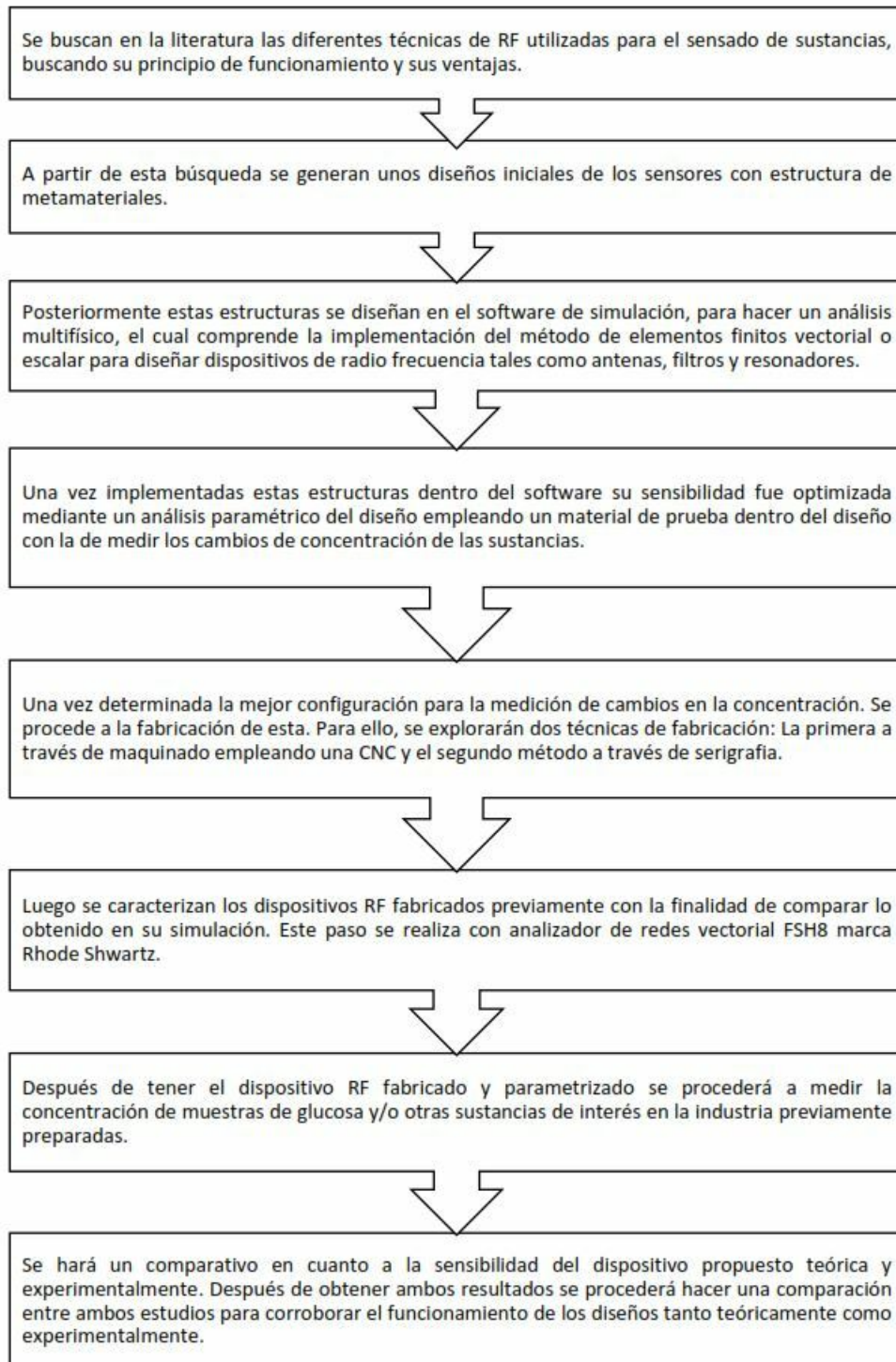
La igualdad de las dos últimas ecuaciones es debido a la simetría de la red.





## 4. Metodología

### 4.1. Diagrama de Bloques del procedimiento



Como se puede ver del diagrama de flujo el primer paso es la búsqueda en la literatura de las diferentes técnicas existentes para el sensado de sustancias por medio de dispositivos RF indagando acerca de su principio de operación y sus principales ventajas, cuales poseen una fácil implementación en el software de simulación, así como un proceso de fabricación sencillo y de bajo costo, a partir de esta búsqueda se generan los diseños iniciales de los sensores los cuales serán implementados en la herramienta computacional para poder hacer un análisis paramétrico del diseño que permita optimizar la sensibilidad de dichos diseños al cambio de concentración de diferentes sustancias líquidas entre ellas diferentes tipos de alcoholes y glucosa, con lo cual se estarían cumpliendo los dos primeros objetivos específicos.

Pasada la etapa de simulaciones mediante los paquetes computacionales se logran obtener las mejores configuraciones para los diseños las cuales serán fabricados mediante una maquina CNC y otro por el método de serigrafía, posteriormente los diseños fabricados son caracterizados mediante un analizador de redes vectoriales FHS8 marca Rhode & Shwart. Este paso es fundamental porque permite corroborar la validez del modelo empleado para el diseño. En caso de no obtener una buena correlación entre lo medido y lo obtenido teóricamente se hizo el ajuste necesario en las herramientas computacionales. Adicionalmente en esta fase se realizó la fabricación de muestras a las cuales se utilizaron para la caracterización a través de la implementación del sensor. Para ello se tuvo en cuenta la permitividad de las muestras reportadas en los artículos [33, 81–83], para variar la concentración en el caso de la glucosa se realizaron diluciones con agua destilada. Durante esta etapa se hicieron diferentes pruebas que permitan determinar cambios en la concentración de las sustancias a través de las medidas con el sensor y así determinar la curva característica del sensor y su sensibilidad, así como pruebas de estabilidad, en la cual se evaluó el comportamiento del sensor en el tiempo (se toman mediciones periódicas en el tiempo a medida que se mantienen constantes las condiciones ambientales y del sensor, es decir, para una sola concentración). De esta manera se daría cumplimiento al tercer y cuarto objetivo específico.

Finalmente, al lograr diseñar y construir un sensor que funcione mediante una técnica de RF capaz de detectar cambios de concentración de glucosa en sustancias líquidas con su respectiva curva de característica y sensibilidad se logra dar cumplimiento al objetivo general de esta tesis.

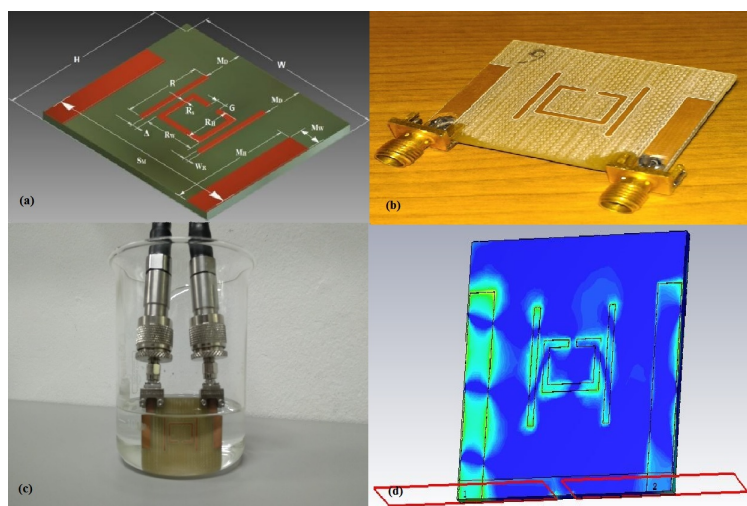
## 5. Sensor de permitividad basado en anillo Rectangular

Como hemos mencionado antes, los metamateriales pueden ofrecer una plataforma interesante en la construcción de una nueva generación de sistemas de monitoreo y sensado. Por ello, en este capítulo presentaremos una primera metodología que demuestra que es posible obtener un sensor con alta sensibilidad, el cual es basado en el uso de un par de monopolos, entre los cuales hemos ubicado un anillo resonador dividido con forma rectangular. Para llevar a cabo el diseño y posterior análisis de esta estructura hemos empleado el método de elementos finitos vectorial, con ayuda del software comercial CST STUDIO. A partir de este diseño hemos logrado evidenciar que este dispositivo de microondas puede ser empleado para determinar cambios en la permitividad dieléctrica de sustancias cuya permitividad relativa se encuentre entre 16 y 40, es decir, la mayoría de las sustancias líquidas y algunos sólidos presentes en la industria. Entre las sustancias que encontramos con valores de permitividad relativa en este rango están todos los alcoholes y plásticos.

### 5.1. Diseño del sensor

El diseño se basa en un resonador en forma de anillo rectangular dividido (SRR), el cual se ubica entre un par de antenas monopulares impresas en el mismo plano, como se muestra en la Figura 5-1 (a). Estas antenas monopulares presentan una impedancia de  $50 \Omega$ , sus dimensiones son detalladas en la Tabla 5-1. Por su parte, nuestra estructura resonante se basa en un anillo de Pendry con forma cuadrada, el cual es empleado como un transductor para la detección de cambios de permitividad dieléctrica en el medio circundante. Para este diseño hemos seleccionado esta estructura, ya que como lo ilustramos en el capítulo 3, su principio de funcionamiento es realmente simple debido a que los cambios en la frecuencia de resonancia se deben a la modificación de la capacitancia efectiva, la cual cambia al alterar las propiedades dieléctricas de la muestra circundante al anillo resonador. En este caso, los cambios se darán debido a que cambiaremos drásticamente la permitividad de sustancias líquidas como alcoholes. Otro factor importante en este tipo de sensores está asociado a su proceso de fabricación, pues este es clave para obtener una mejor calidad de nuestras antenas impresas, ya que cualquier imperfección puede generar pérdidas del campo eléctrico o incluso variaciones en las frecuencias de resonancia de nuestro dispositivo. En nuestro caso, se empleó una máquina de control numérico (LPKF, D104), para llevar a cabo la fabricación

de nuestros diseños sobre placas cuyo material dieléctrico es FR4 estándar. Este material dieléctrico se caracteriza por que tiene una permitividad relativa de  $\epsilon_r = 4,4$ , un espesor de  $1,6 \text{ mm}$ , pérdidas tangenciales de 0.019 y una capa de cobre de  $35 \mu\text{m}$ . Las dimensiones del dispositivo se resumen en la Tabla 4-1. Una vez fabricada, se procedió a soldar un par de conectores SMA de  $50 \Omega$  (SMA-J-P-H-ST-EM) en cada uno de los monopolos como se ilustra en la Figura 5.1 (b). Para llevar a cabo las pruebas experimentales se optó por realizar una inmersión total de nuestro sensor en un recipiente, el cual contenía un volumen de 100 ml de cada muestra, tal como se ilustra en la Figura 5-1 (c) por ultimo se muestra la Figura 5-1 (d) muestra distribución del campo eléctrico obtenido mediante simulación.



**Figura 5-1.:** a)Esquema 3D del sensor propuesto. b)Sensor fabricado empleando micro-maquinado en la CNC. c)Fotografía del sensor empleado en la caracterización de alcoholes. d)distribución del campo eléctrico.

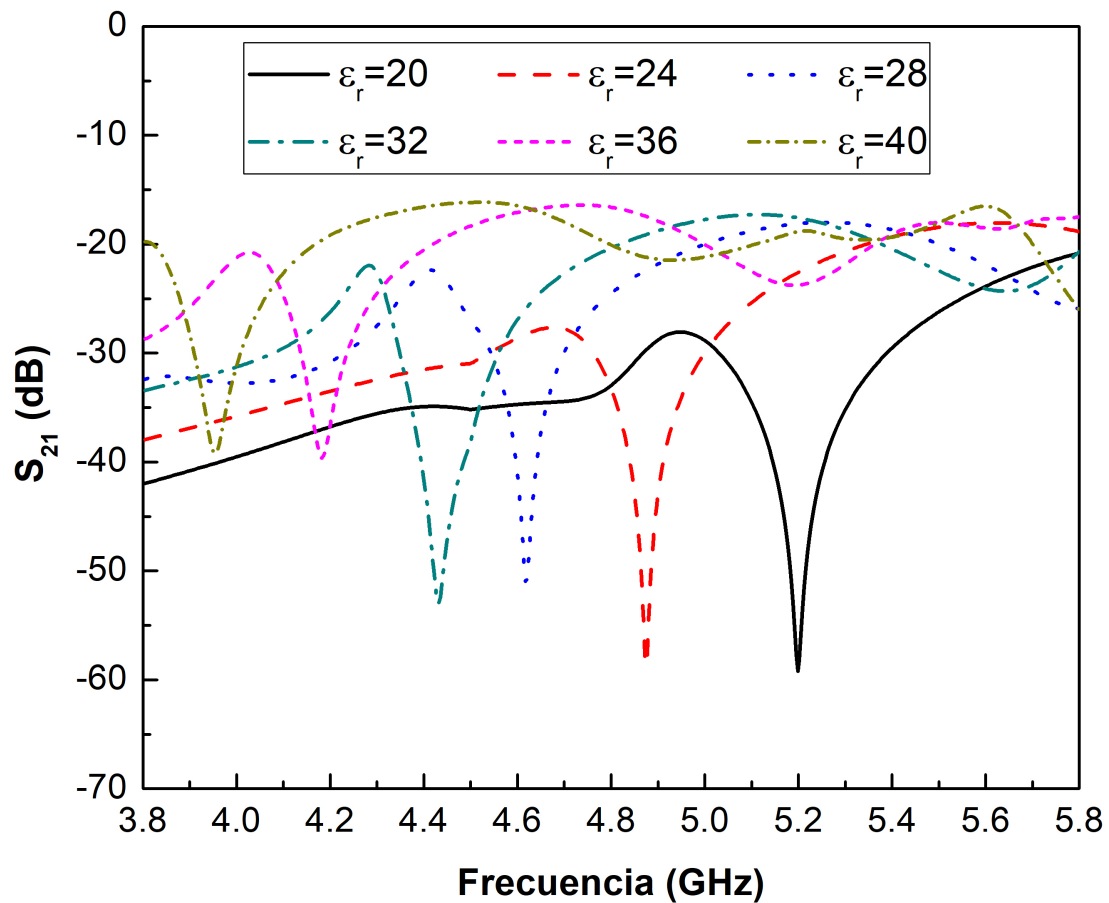
## 5.2. Resultados y discusión

La Figura 5-2 muestra los resultados teóricos obtenidos al analizar el desempeño del sensor propuesto cuando es inmerso en sustancias líquidas, cuya permitividad dieléctrica relativa va desde 20 hasta 40. Para llevar a cabo este análisis teórico se empleó el software comercial CST STUDIO . De los resultados obtenidos en la Figura 5-2, es evidente que la frecuencia de resonancia de nuestro sensor se desplaza hacia frecuencias más bajas a medida que incrementamos la permitividad dieléctrica del medio circundante. Este resultado concuerda con lo expresado matemáticamente en la ecuación (7). Debido a que al incrementar el valor de la permitividad dieléctrica del medio en el cual se sumerge el sensor, las capacitancias de superficie y de gap toman valores mayores, por ende, la frecuencia de resonancia decrece.

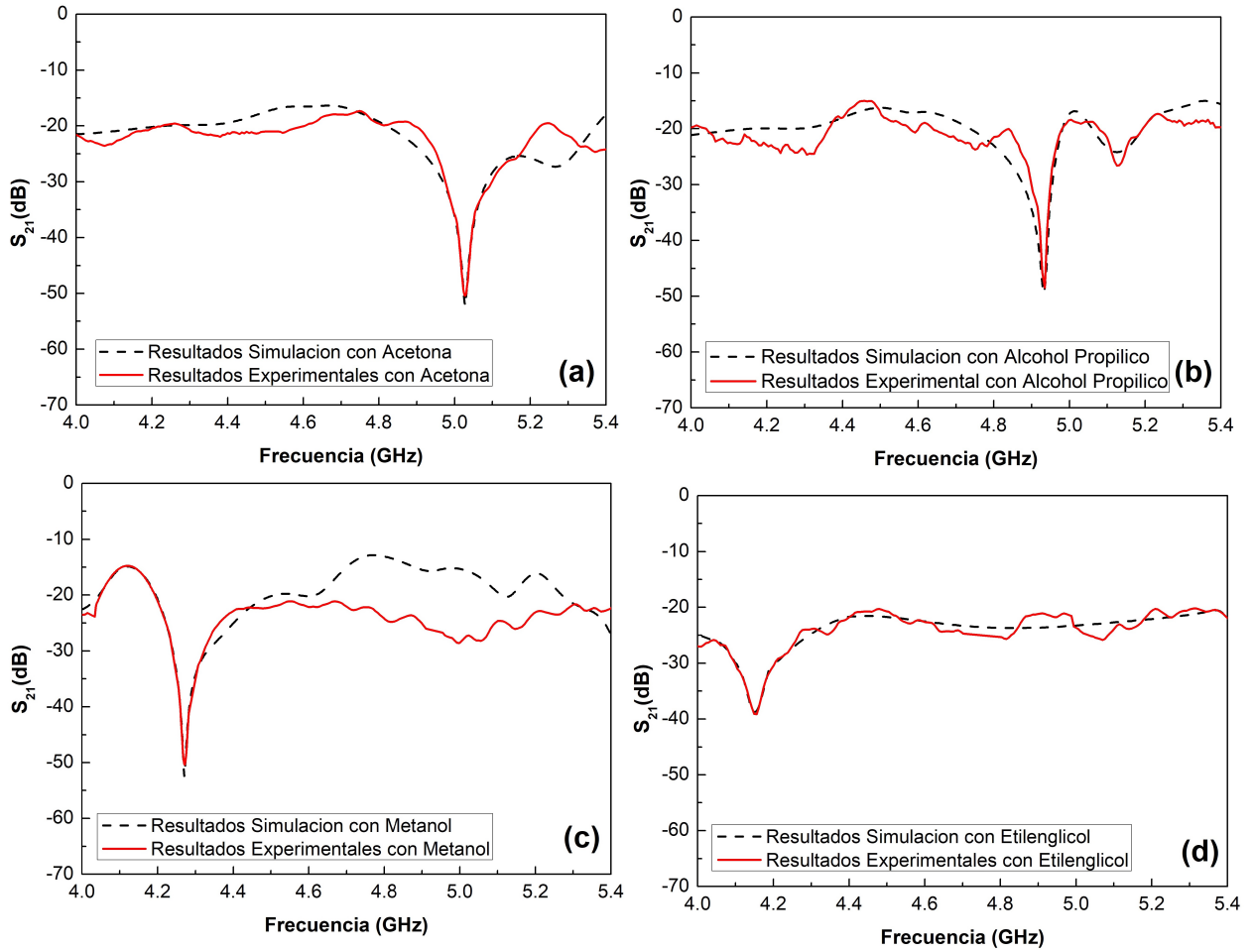
Posteriormente se validó el comportamiento del sensor diseñado, para ello, se preparan diferentes muestras de líquidos con permitividad dieléctrica conocidas entre 16 y 40. La Figura 4-3 muestra una comparación de las respuestas teórica (línea negra continua) y experimental (línea roja punteada) obtenida por el sensor. Para ello, se ha analizado el parámetro  $S_{21}$  en el rango de frecuencias que va desde 4 GHz hasta 5.5 GHz, pues es donde nuestro sensor presenta resonancias. En la fase experimental del trabajo se ha empleado un analizador de redes vectorial VNA Rhode y Schwartz FSH8 para analizar espectralmente el sensor cuando este es inmerso en 100 ml de diferentes líquidos: acetona, alcohol propílico, metanol y etilenglicol. Como se observa de la Figura 5-3, los resultados teóricos y experimentales son muy similares. Las pequeñas diferencias entre ellos pueden deberse a un desajuste de la impedancia entre el sensor y los conectores SMA o debido a pequeñas tolerancias de fabricación en el proceso grabado con la máquina CNC.

**Tabla 5-1.:** Parametros geometricos del sensor

Parámetros	Símbolo	Dimensiones (mm)
Ancho sustrato	W	40.0
Altura sustrato	H	35.0
Espesor sustrato	T	1.6
Ancho Monopolo	$M_w$	1.5
Altura Monopolo	$M_H$	28.0
Altura rectángulo	R	16.0
Ancho del resonador	$R_W$	10.5
Ancho del rectángulo	$W_R$	1.0
Altura resonador	RH	7.0
Separación del resonador	$R_s$	1.0
Espesor capa de cobre	$T_C$	0.035
Abertura	G	1.5
Separación de monopolos	$S_M$	24.5
Separación resonador y monopolo	$\Delta$	1.25
Distancia Monopolo	$M_D$	8



**Figura 5-2.:** Análisis teórico del comportamiento del sensor propuesto, cuando es inmerso en sustancias líquidas cuya permitividad relativa varía desde 20 hasta 40

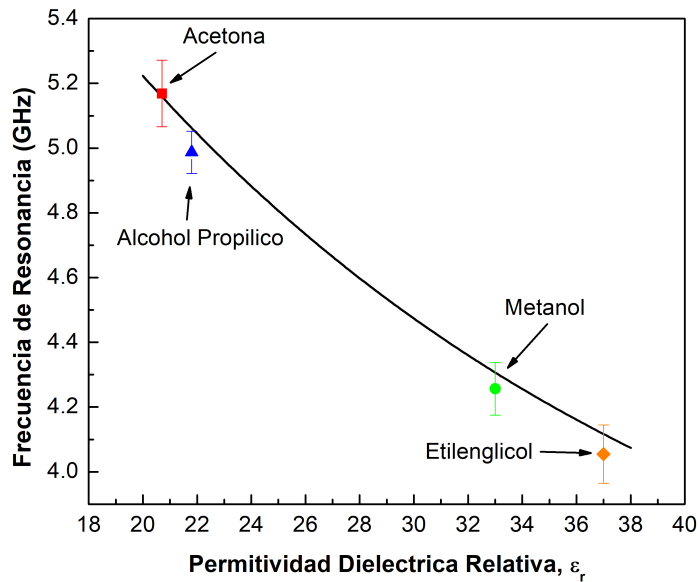


**Figura 5-3.:** Comparación de resultados teóricos y experimentales del parámetro  $S_{21}$  obtenidos para (a) Acetona ( $\epsilon=20.7$ ), (b) alcohol Propílico ( $\epsilon=21.8$ ), (c) Metanol ( $\epsilon=33.1$ ) y (d) Etilenglicol ( $\epsilon=37$ ). Las curvas negras muestran los resultados obtenidos en las simulaciones, mientras las curvas rojas ilustran los resultados experimentales obtenidos.

Una vez validado el comportamiento de nuestro sensor, se procedió con la caracterización del mismo para determinar su desempeño en comparación a otros diseños antes propuestos. Por ello, iniciamos analizando cómo es la sensibilidad de nuestro sensor, la cual se define como el cambio en la frecuencia de resonancia con respecto a la permitividad. Para poder determinar dicho parámetro, se evaluó cómo cambiaba la posición del pico de resonancia a medida que la permitividad dieléctrica relativa varía desde 20 hasta 38 (este rango de permitividades es interesante pues corresponde a la permitividad asociada a la mayoría de alcoholes empleados en la industria). Los resultados teóricos y experimentales son ilustrados en la Figura 5-4. De esta figura se puede observar claramente, que es posible obtener un cambio en la frecuencia de resonancia de  $60.36 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ , cuando la permitividad dieléctrica cambia de 20 a 38. Este resultado indica que el resonador de anillo dividido acoplado a monopolos



tiene un excelente comportamiento para medir el cambio de permitividad dieléctrica en alcoholes. Adicionalmente, con el fin de evaluar la repetibilidad del sensor, cada medida experimental se repitió 10 veces dentro de una habitación con temperatura controlada a  $22\text{ }^{\circ}\text{C}$ . A continuación, los datos de cada medición se procesaron para obtener el valor medio de la frecuencia de resonancia y su desviación estándar respectiva. Los resultados se resumen en la Figura 5-4, que muestra una alta repetibilidad del sensor y pequeñas desviaciones para los cuatro casos experimentales. Allí, es evidente que los resultados obtenidos con nuestro modelo computacional son acertados pues están dentro de la desviación estándar obtenida experimentalmente.



**Figura 5-4.:** Frecuencia de resonancia en función de la permitividad dieléctrica de diferentes líquidos. El punto es el valor medio de la frecuencia de resonancia y las barras son representativas de la desviación estándar de las 10 mediciones experimentales llevadas a cabo en cada punto.

A partir de lo anterior podemos concluir que el dispositivo propuesto tiene una gran confiabilidad para detectar cambios en la permitividad dieléctrica de diferentes líquidos, cuya permitividad dieléctrica relativa esté en el rango que va desde 21 hasta 38. Además, como se predijo en la Figura 5-3, los resultados experimentales tienen una buena concordancia con el modelo teórico. Posteriormente, se estima que la sensibilidad del sensor la cual es  $-61.92\text{ MHz}/\Delta\epsilon$  en un rango de permitividad dieléctrica de 21 a 38, la línea de ajuste en este rango de permitividades tubo un  $R^2 = 0.9903$  y el error de linealidad del sensor fue calculado en 0.1519, este valor de sensibilidad es aproximadamente 65 veces mayor que la sensibilidad de un sensor basado en una guía de onda integrada al sustrato (SIW) cavidad resonante [84], y

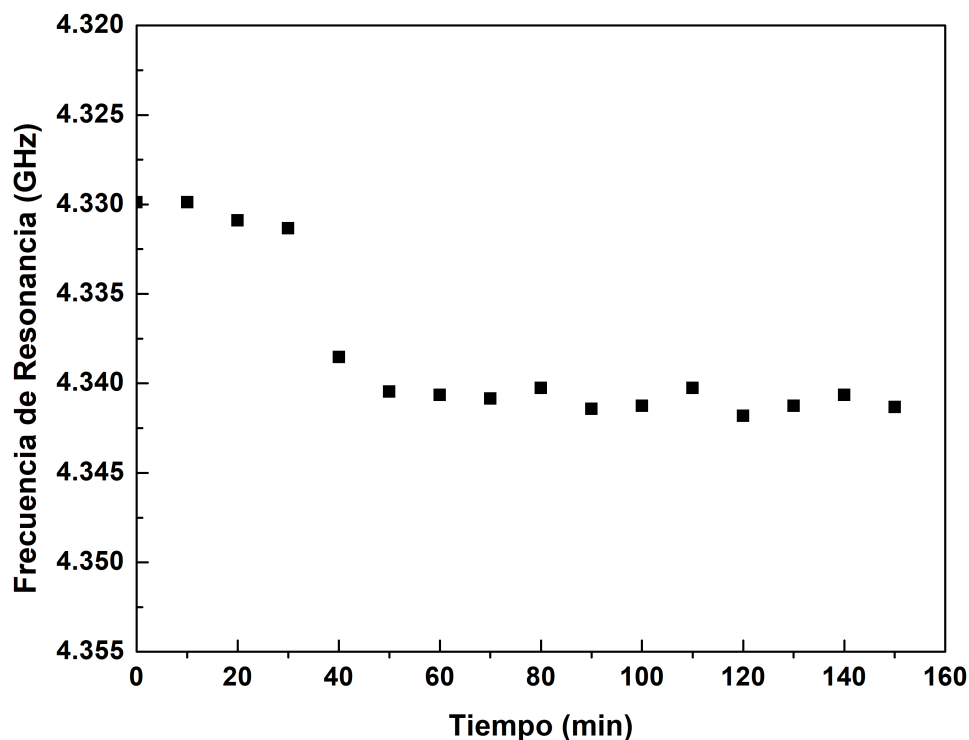
aproximadamente 60 veces mayor que la sensibilidad a la permitividad de un sensor compuesto por un sensor de túnel SIW Epsilon-Near-Zero (ENZ) [84]. Adicionalmente, en la tabla 5-2 se presenta a manera de resumen una comparación de algunas técnicas empleadas para medir los cambios de la permitividad dieléctrica con dispositivos resonantes. Como es evidente de esta tabla, si comparamos nuestro sensor con la técnica de múltiple anillo dividido, podemos observar que nuestra propuesta presenta una sensibilidad 1.9 veces superior, adicionalmente nuestro sensor puede operar en un rango más amplio de permitividades dieléctricas, lo cual lo hace más interesante en aplicaciones industriales pues la mayoría de alcoholes y solventes empleados en fábricas poseen una permitividad dieléctrica relativa en este rango. Por otro lado, nuestro diseño es cuatro veces más sensible que la técnica de perturbación de cavidad, aunque dicha técnica utiliza un dispositivo más compacto al propuesto.

**Tabla 5-2.:** Comparación de sensores de permitividad dieléctrica.

Técnica	Rango de permitividad dieléctrica	Sensibilidad MHz/ $\Delta\epsilon$	Dimensiones $mm^2$ (ancho y largo)	Referencia
Resonador de anillos divididos acoplado a monopolos	21 a 38	-61.92	$35 \times 40$	Diseño Propuesto
Resonador rectangular múltiple de anillo dividido	1 a 10	32	$35 \times 14$	[85]
Resonador de anillo rectangular dividido múltiple	1 a 10	26	$35 \times 14$	[85]
Perturbación de cavidad	1 a 10.5	-14	$21 \times 63$	[86]
Sustrato, Resonadores integrados a cavidades de guía de onda	1 a 4	-8.31	$32 \times 23$	[57]
SIW Epsilon-Near-Zero (ENZ)	1 a 20	1.03	$71 \times 41$	[87]
Cavidad resonante de guía de onda integrada (SIW)	1 a 20	0.93	$79 \times 50$	[87]

Finalmente, se presenta en la Figura 5-5 la prueba de estabilidad del sensor cuando es sumergido en 100 ml de etilenglicol durante 150 minutos. Se emplea esta sustancia debido a que posee una tasa de evaporación pequeña en comparación con las otras sustancias empleadas en este trabajo. Para garantizar una prueba consistente, se toman las medidas con el VNA cada 10 minutos. Cada medición se procesa para obtener la frecuencia de resonancia. A partir de este resultado se puede observar que la frecuencia de resonancia inicia en un valor de **4.3299 GHz**, en cual decrece 20 MHz después de 30 min, lo cual se debe principalmente a un cambio en la composición del etilenglicol a través de un proceso de evaporación.

Cuando el etilenglicol se evapora, hay una mayor cantidad de agua en la muestra [88], lo que aumenta la permitividad dieléctrica de la muestra y disminuye la frecuencia de resonancia del sensor. Después de 40 minutos la sustancia se estabiliza y por ende, a partir de este punto la frecuencia permanece prácticamente constante. Evidenciando de esta manera que la configuración propuesta es muy estable en el tiempo.



**Figura 5-5.:** Cambio en la frecuencia de resonancia con el tiempo sensor está inmerso en mezcla de etilenglicol durante 150 minutos.

## Conclusiones

El diseño de sensor de permitividad de materiales basado en un resonador de anillo dividido excitado por monopolos presentado en este trabajo fue analizado su rendimiento eléctrico cuando se modifican las propiedades dieléctricas del medio circundante. Los resultados teóricos y experimentales muestran que es posible obtener un excelente dispositivo sensor basado en esta nueva estructura. Los cambios en la frecuencia de resonancia del resonador son causados por la variación de la permitividad dieléctrica efectiva de toda la estructura, que se usa para detectar cambios en la concentración de sustancias líquidas en un amplio rango. Además, la estructura se analiza por medio de simulaciones electromagnéticas, que muestra la sensibilidad más alta reportada en un rango de permitividad dieléctrica de 21 a 38. El dispositivo propuesto tiene un tamaño compacto, respuesta estable, un diseño simple

y un proceso de fabricación económico, lo que hace que sea un candidato atractivo para la detección de cambios de permitividad dieléctrica en procesos industriales en los cuales sea interesante el monitoreo de alcoholes.

## 6. Sensor Doble Banda basado en Anillo resonador de onda lenta para caracterización dieléctrica

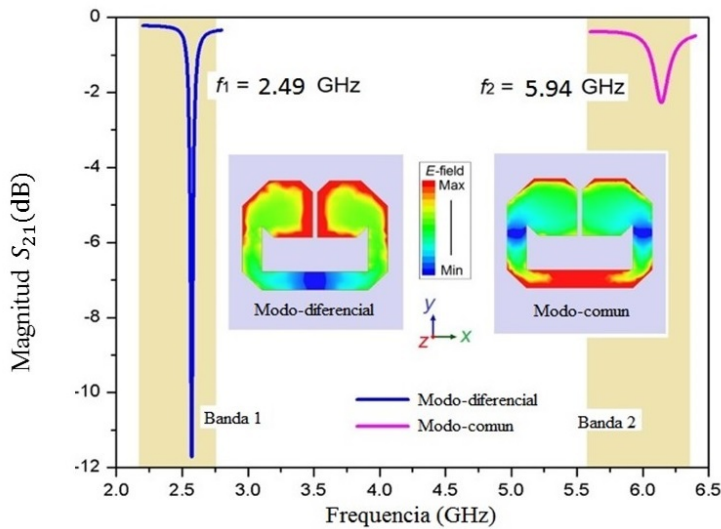
En muchas aplicaciones de la industria mantener un tamaño y peso reducido en los sensores es de vital importancia, sobre todo cuando se trabajan con tecnologías de circuitos impresos, esto con la finalidad de no interferir de manera directa en los procesos donde se necesita la recolección de los datos sin interferir de manera abrupta el proceso, debido a esto la caracterización dieléctrica a través de microondas ha sido un tema de estudio en las últimas décadas [30]. Entre los diferentes métodos y circuitos de microondas para evaluar la permitividad dieléctrica de los materiales, la técnica de resonancia goza de gran popularidad debido a su precisión, el análisis directo basado en el método de cambio en la frecuencia de resonancia y del factor de calidad  $Q$  producido por la muestra a evaluar [30, 31]. Además, debido a su fácil integración de los circuitos microondas a formas planas, se han desarrollado gran cantidad de dispositivos de detección resonante de microcinta, con ventajas tales como pequeñas dimensiones y facilidad de fabricación [89–91]. Los sensores de microstrip resonantes usan resonadores en forma de anillo, ya que su comportamiento eléctrico es bien conocido [70].

Diferentes autores han utilizado este tipo de configuraciones basadas en anillos resonadores como Meyne en [89], en el cual utilizó dos configuraciones de sensores basadas en un solo resonador de anillo abierto con la finalidad de medir las características dieléctricas de líquidos de altas pérdidas cada uno de los sensores operaba en una sola banda de frecuencia, en [92] se utilizó un solo resonador de anillo abierto acoplado a una microcinta para la detección dieléctrica de productos sólidos.

Para este trabajo se realizó un diseño de configuración de resonador de onda lenta (SWR) por sus siglas en inglés también conocido como resonador de impedancia escalonada, ya que el uso de este tipo de configuración puede reducir la velocidad de fase o generar una propagación de onda lenta que ayuda a la reducción del tamaño del diseño [80], este tipo de resonador tiene una frecuencia fundamental de trabajo y también presenta armónicos en otras frecuencias permitiendo su uso en varias frecuencias [67] de manera simultánea sin una modificación en los parámetros físicos del diseño lo que nos permite su uso como un sensor de banda dual, así como también ayuda a la eliminación de frecuencias espurias o no deseadas dentro del diseño [67]. Este sensor se diseñó para funcionar como un sensor de doble banda



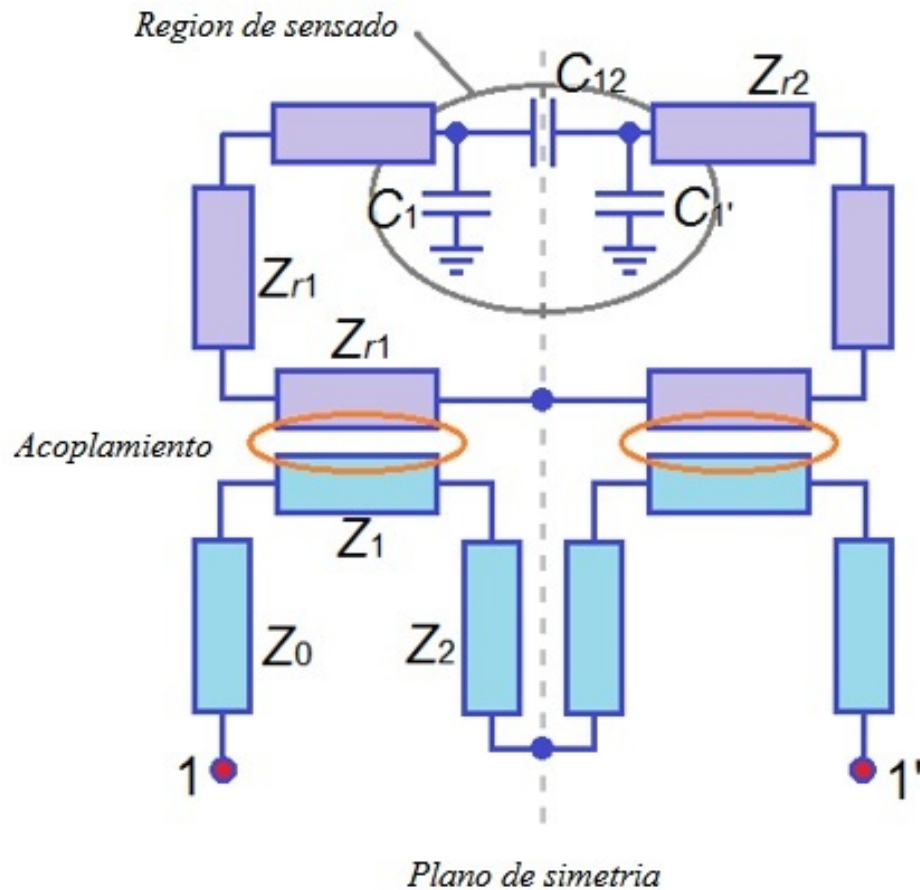
Durante la etapa de diseño se ajustó el modelo de manera que la resonancia fundamental y la primera resonancia de orden superior se encontraran dentro de las bandas de frecuencias deseadas centradas en los valores de  $2.49 \text{ GHz}$  y  $5.94 \text{ GHz}$ , además se buscó que las resonancias se encontrarán situadas un poco más en los extremos superiores de las bandas debido a que las muestras ocasionarán que ambas frecuencias de resonancia presenten un desplazamiento hacia frecuencias más bajas. La línea de transmisión simétrica puesta debajo del anillo de onda lenta se usa para mejorar su rendimiento la sección central de la línea se diseño más estrecha y se le agrega una extensión central en forma de "U" y se optimiza en simulaciones con la finalidad de mejorar el acoplamiento en ambos modos.



**Figura 6-2.:** Respuesta simulación del diseño propuesto, los recuadros insertados muestran la distribución del campo eléctrico E sobre el anillo resonador de onda lenta.

Como se puede ver de la Figura 6-2 la resonancia fundamental del anillo resonador ocurre a los  $2.49 \text{ GHz}$  donde se observa que la distribución de campo eléctrico de la estructura es máxima en la apertura del anillo resonador, mientras que la primera resonancia de orden superior ocurre a una frecuencia de  $5.94 \text{ GHz}$  y su distribución de campo eléctrico muestra una menor de distribución en la apertura del anillo en comparación con la resonancia fundamental.

Un circuito esquemático del diseño se puede ver en la Figura 6-3, en donde el diseño está modelado por secciones de líneas de transmisión, las secciones inferiores tienen impedancia  $Z_{r1}$  y  $Z_{r2}$  para las secciones superiores. La línea de acoplamiento está formada por secciones de línea de transmisión de impedancias  $Z_0$ ,  $Z_1$  y  $Z_2$ , el acoplamiento se debe a la proximidad del resonador con la línea de alimentación, la región de la detección esta determinada por una serie de capacitancias correspondientes a  $C_1$  a la capacitancia de la sección ancha del anillo resonador mientras que  $C_{12}$  corresponde a la capacitancia de la apertura del anillo.



**Figura 6-3.:** Circuito equivalente del diseño.

Ahora cuando el circuito está funcionando en el modo diferencial se forman cortocircuitos virtuales en los nodos de la línea de simetría y la región es dividida por una pared eléctrica E virtual que genera dos capacitancias  $C_1$  y  $2C_{12}$ , haciendo que la resonancia en el modo diferencial se haga por medio del acoplamiento magnético H entre la línea y el resonador [80] como se puede ver en la Figura 6-4, mientras que cuando el circuito funciona en el modo común los circuitos abiertos virtuales se producen en los nodos de la línea de simetría creando una pared magnética H virtual que cruza la región de sensado y produciendo que la capacitancia  $C_{12}$  se desvanezca, como se ve en la Figura, esta media sección equivalente del resonador genera la resonancia en modo común por medio del acoplamiento eléctrico E entre la línea y el resonador [80].



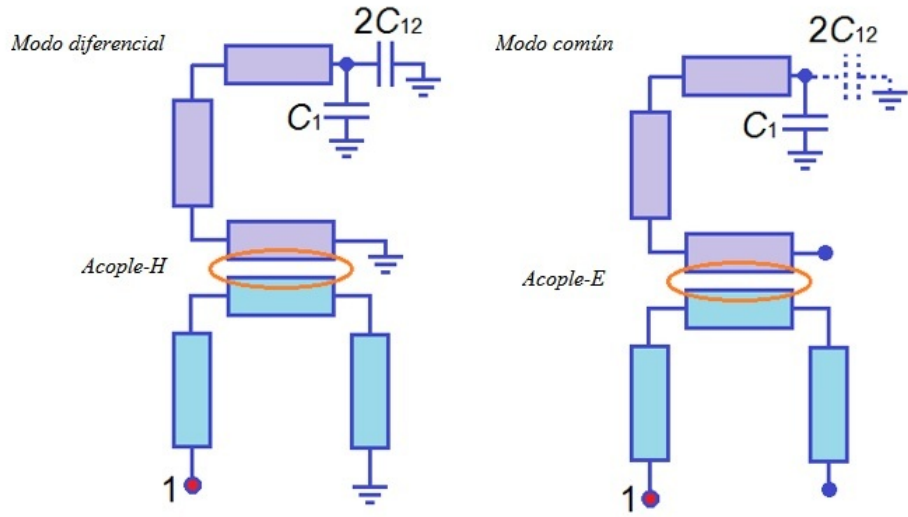


Figura 6-4.: Circuito equivalente del diseño para acople H y E.

Posteriormente se observó la respuesta de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  tanto en magnitud como en fase del diseño solo sin ningún tipo de sustancia de prueba para caracterizar su respuesta natural así como también su respuesta al insertarle un recipiente de PLA mediante su simulación en el software la cual puede apreciarse en la Figura 6-5 y la gráfica de las respuestas obtenidas se pueden observar la Figura 6-6:

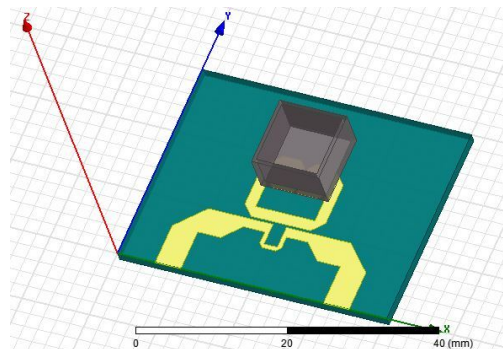
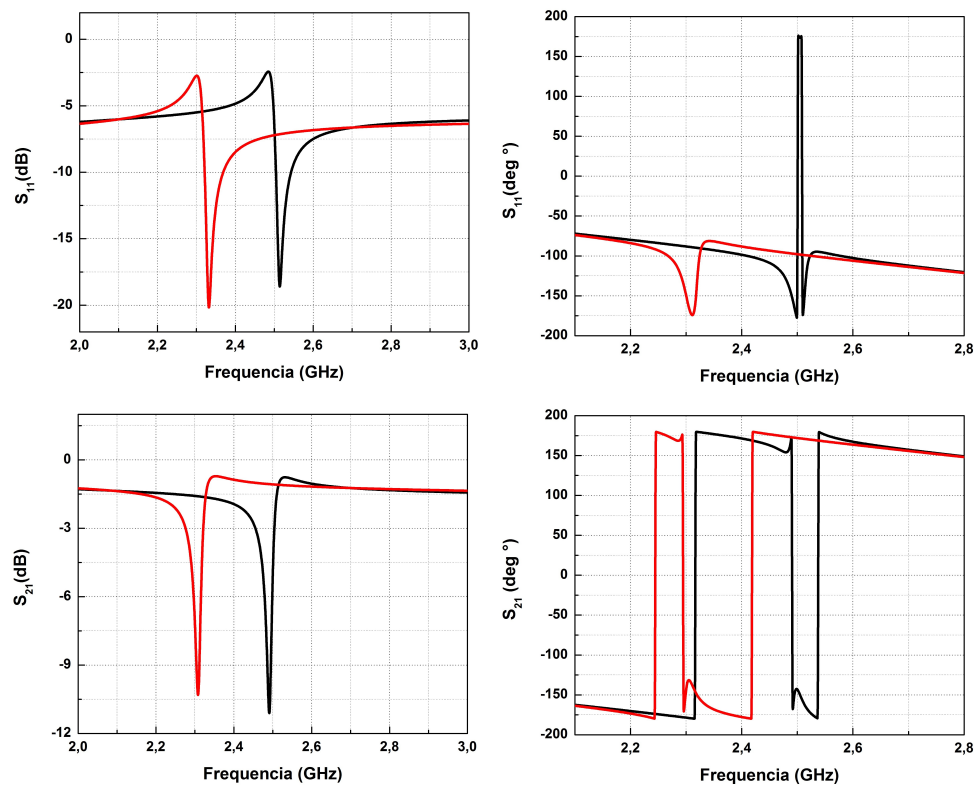


Figura 6-5.: Diseño con la caja PLA.



**Figura 6-6.:** Respuesta simulación del diseño propuesto en color negro sin PLA y en rojo con PLA

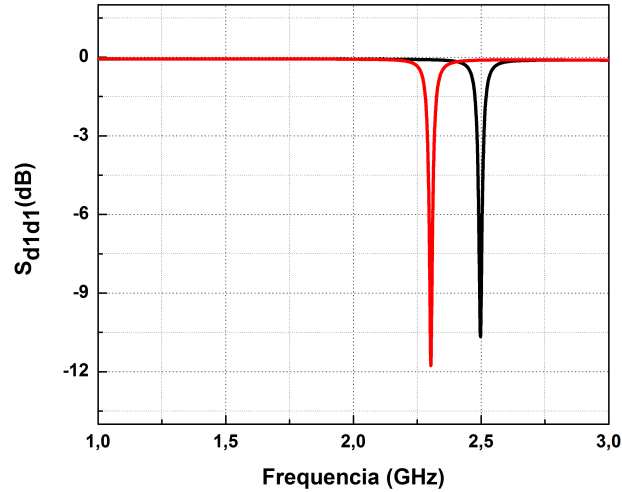
Las dimensiones de la caja de PLA son de 10 mm de largo, 10 mm de ancho y una altura de 6 mm el piso del recipiente de PLA es de 1.2 mm de grosor, esta caja será utilizada más adelante para genere un líquido de prueba LUT por sus siglas en inglés (liquid Under Test) con la finalidad de hacer un análisis en modo diferencial para la primera banda ISM y en modo común para la segunda banda ISM en la estructura, variando la permitividad relativa con valores desde 1 hasta 80 en pasos de 10 para observar su respuesta en simulación. Como se puede ver en la Figura 6-6, para el parámetro S se tiene dos colores uno de color negro para la simulación sin PLA y la gráfica de color rojo para la simulación con PLA como se puede observar el parámetro  $S_{11}$  con PLA posee una frecuencia de resonancia  $2.33 \text{ GHz}$  y desciende hasta los  $-20.22 \text{ dB}$ , mientras que para gráfica sin PLA la frecuencia es de  $2.51 \text{ GHz}$  y desciende hasta los  $-18.64 \text{ dB}$ . Para el parámetro  $S_{21}$  se tiene que la simulación sin PLA tiene un pico de resonancia a las  $2.49 \text{ GHz}$  y desciende hasta  $-11.16 \text{ dB}$  y para la gráfica con PLA el pico de resonancia se presenta  $2.31 \text{ GHz}$  y desciende hasta  $-10.35 \text{ dB}$ , se logra apreciar que para ambos parámetros sus gráficas conservan similitud en la forma de su espectro solo que la frecuencia de resonancia se mueve hacia frecuencias más bajas con la inserción de la caja de PLA en el diseño las diferencias en frecuencia para con caja de PLA y sin caja de PLA para los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  fue de  $190 \text{ MHz}$  y  $180 \text{ MHz}$  respec-

tivamente. Ahora si se observan las gráficas de las fases para ambos parámetros S donde el color negro correspondiente a la gráfica sin caja de PLA y la roja con caja de PLA, se puede observar que la gráficas correspondientes al parámetro  $S_{11}$  se ven diferentes y poseen una frecuencia de resonancia para la gráfica de color rojo  $2.56 \text{ GHz}$  y llega a  $-179.9^\circ$  mientras que la de color negro el primer pico de frecuencia se puede observar a  $2.31 \text{ GHz}$  y llega  $-174.3^\circ$ , observando el parámetro  $S_{21}$  se puede ver que ambas gráficas poseen cierta semejanza entre sí donde el primer pico de resonancia se produce para la gráfica de color rojo a una frecuencia de  $2.24 \text{ GHz}$  y llega a  $-179.9^\circ$  mientras que para la gráfica de color negro este pico de resonancia se da a una frecuencia  $2.32 \text{ GHz}$  y llega a  $-179.9^\circ$  en este parámetro se logra apreciar que ambas gráficas poseen un compartimiento muy similar. A partir de lo anterior, podemos concluir que el uso de un porta muestras de material PLA nos genera un desplazamiento de nuestras frecuencias de resonancia debido a que esta también tiene una permitividad relativa asociada. Por ende, esto altera el campo cercano de nuestro sensor.

Para iniciar nuestro análisis, debemos recordar que este sensor opera en dos modos de operación diferentes, en la primera banda opera en modo diferencial, mientras que en la segunda banda opera en modo común. El modo diferencial se logra obtener al hacer el siguiente cálculo mediante la ecuación 9 con los parámetros S obtenidos a partir de la simulación del diseño en la primera banda:

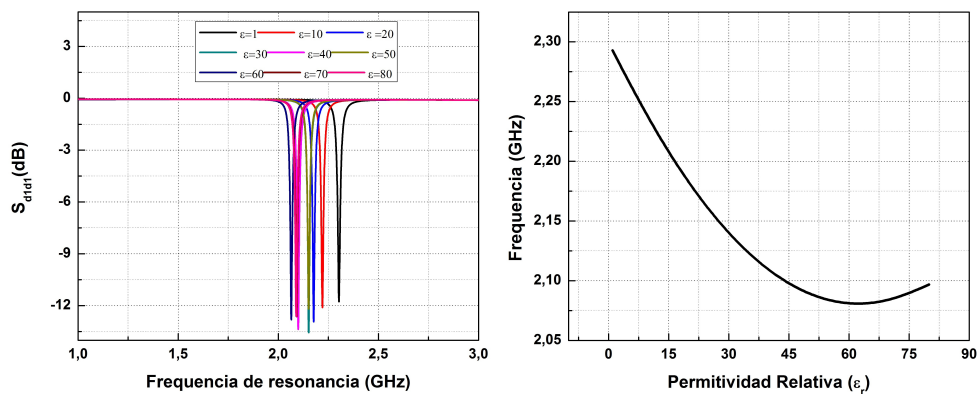
$$S_{d1d1} = \frac{1}{2} (S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}) \quad (9)$$

A partir de esta ecuación se generan gráficos del modo diferencial para la respuesta en simulación del sensor sin y con caja de PLA la cual se puede ver la Figura 6-7, donde se muestra claramente que el uso de la caja de PLA en el diseño afecta la respuesta del sensor haciendo que la frecuencia de resonancia del mismo descienda a una frecuencia más baja.



**Figura 6-7.:** Respuesta modo diferencial sin y con caja de PLA

Como se ve en la Figura 6-7 la gráfica de color rojo corresponde a la simulación del modo común para el diseño con caja de PLA el cual posee el pico de resonancia a  $2.303 \text{ GHz}$  y desciende hasta  $-11.86 \text{ dB}$ , mientras que el modo común para el diseño sin PLA que corresponde a la gráfica de color negro su pico de resonancia se da  $2.497 \text{ GHz}$  y desciende hasta  $-10.73 \text{ dB}$  la diferencia en frecuencia entre estos dos picos de resonancia es de  $194 \text{ MHz}$ . Posteriormente se obtuvieron por medio de simulación las gráficas de los picos de resonancia por cada valor de permitividad para el diseño en el modo diferencial para la primera banda ISM ubicada entre 1 y 2.5 GHz así como su gráfica de sensibilidad a partir de los datos obtenidos en la simulación como se puede apreciar en la siguiente Figura 6-8:



**Figura 6-8.:** Respuesta simulación en modo diferencial y sensibilidad teórica.

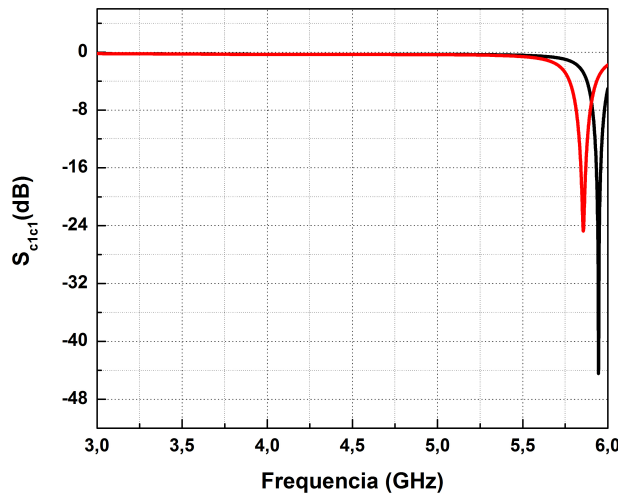
Como puede verse de la Figura 6-8 las frecuencias están bien definidas para cada uno de los

valores  $\epsilon_r$ , así como también que al usar la caja de PLA con el LUT dentro del diseño se puede ver que al aumentar los valores de  $\epsilon$  la frecuencia de resonancia tiende hacia frecuencias más bajas, este comportamiento también es apreciable en su gráfica de sensibilidad teórica donde a valores más altos de  $\epsilon_r$  la frecuencia de resonancia tiende a ser más baja, al hacer un análisis de su sensibilidad se calculó que esta sería de  $-4,8 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ .

Por otro lado, para el modo común se logra con la ecuación 10 usando los parámetros S obtenidos de la misma simulación en la segunda banda ISM desde  $5,725 \text{ GHz}$  a  $5,875 \text{ GHz}$ :

$$S_{c1c1} = \frac{1}{2} (S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}) \quad (10)$$

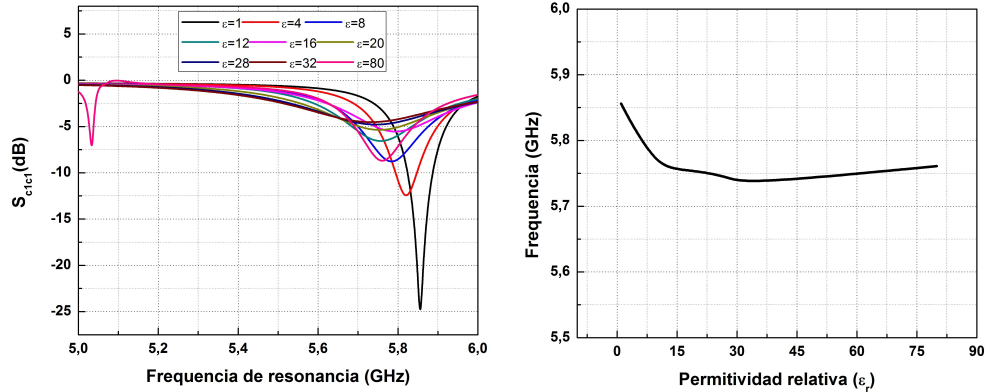
Como se hizo para la banda ISM inicial la cual se analizó en el modo diferencial, para esta segunda banda también se hace el análisis de las gráficas de las respuesta del diseño sin caja de PLA y con caja de PLA pero en modo común utilizando los datos obtenidos en las simulaciones y la ecuación 10 donde las gráficas obtenidas se pueden apreciar en la Figura 6-9:



**Figura 6-9.:** Respuesta modo común sin y con caja de PLA

Como se puede ver a partir de la Figura 6-9, el uso del caja de PLA hace que la frecuencia de resonancia del diseño se desplace hacia frecuencias más bajas, la gráfica de color negro corresponde al diseño sin la inserción de la caja de PLA donde la frecuencia de resonancia se da a  $5.945 \text{ GHz}$  y desciende  $-46.98 \text{ dB}$ , mientras que la gráfica de color rojo que corresponde al diseño con la inserción de la caja de PLA la frecuencia de resonancia se da a  $5.855 \text{ GHz}$  y desciende hasta los  $-24.71 \text{ dB}$ , la diferencia de frecuencia entre el pico sin la inserción de PLA y con la inserción fue de  $90 \text{ MHz}$ . Luego se procedió a simular su respuesta ante el

cambio en el valor de la permitividad del LUT su respuesta se puede ver a continuación en la Figura 6-10:



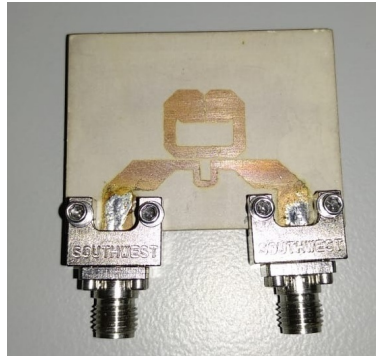
**Figura 6-10.:** Respuesta simulación en modo común y sensibilidad teórica.

Como se puede ver a partir de la gráfica de sensibilidad teórica se puede calcular la sensibilidad para valores de  $\epsilon$  desde 1 hasta 12 de  $-8.79 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ , 12 a 32 es de  $-0.812 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$  y de 20 a 80 la sensibilidad es de  $0.163 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ .

Podemos observar que este diseño posee un funcionamiento superior al presentado en el capítulo 5, en cuanto al funcionamiento para dos bandas sin hacer modificación alguna en su diseño y geometría, se puede abarcar un rango más amplio de permitividades que permiten un mayor número de materiales que se pueden caracterizar, desde sustancias gaseosas que poseen permitividades bajas, pasando por diferentes alcoholes de uso industrial, hasta muestras de glucosa que poseen valores de permitividad cercanos a 70, se tiene mayor sensibilidad que el sensor presentando por [87], con un tamaño más reducido además de funcionar en dos bandas ISM diferentes, posee menor sensibilidad que la presentada por el sensor del capítulo 5 pero este diseño rebasa el rango de permitividades del anterior, además de funcionar para dos bandas con un tamaño similar entre los diseños.

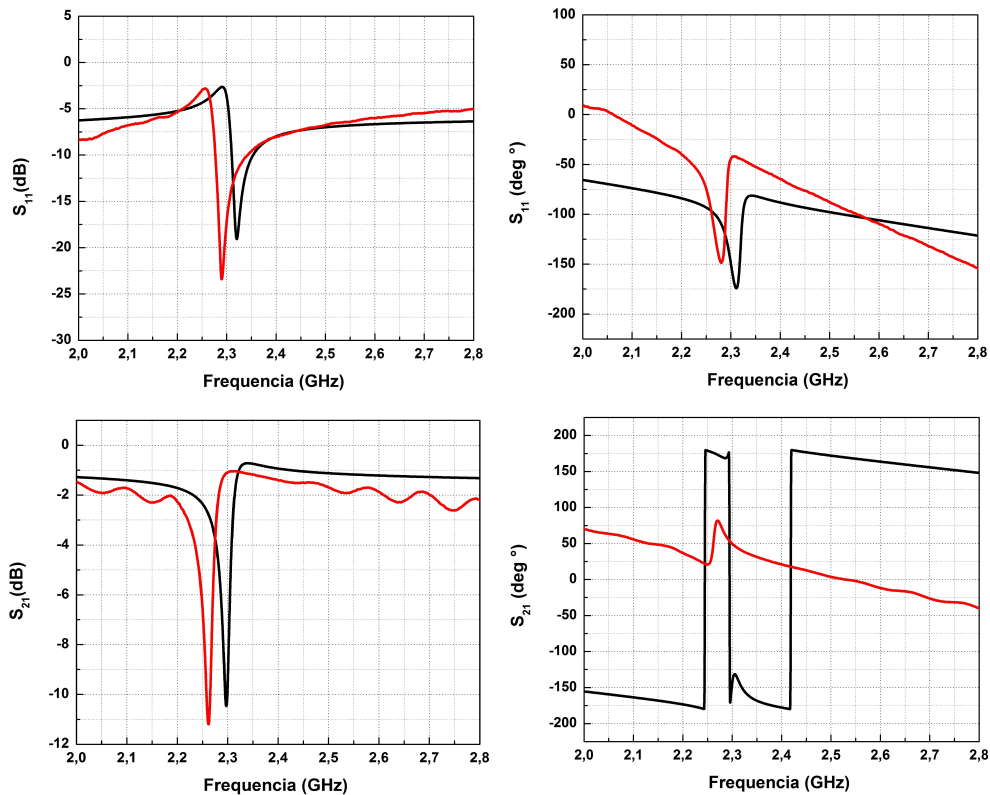
## 6.2. Validación

Debido a las características del diseño éste se realizó mediante el uso de una máquina de CNC (SXCNC Desktop CNC Engraving Machine) para evitar algún tipo de imperfecciones que puedan generar perturbación en las medidas a realizar causando variaciones en las frecuencias de resonancia del dispositivo, posteriormente se le añadieron los conectores SMA de  $50 \Omega$  (SOUTHWEST 292-07A-5), como se puede apreciar en la siguiente Figura 6-11:



**Figura 6-11.:** Fotografía de sensor construido, los dos conectores empleados poseen una impedancia de  $50 \Omega$

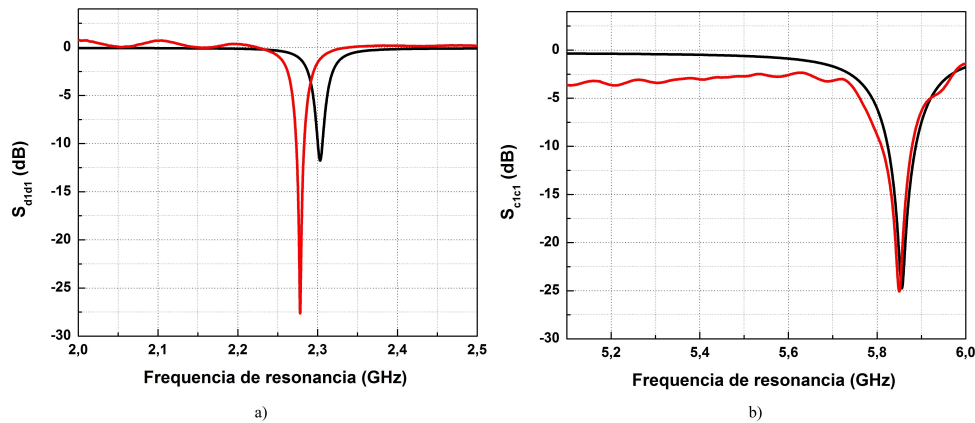
Se obtuvieron los espectros experimentales del diseño al insertar la caja de PLA y se contrasta con la respuesta obtenida del diseño con la inserción de la caja de PLA dentro de la simulación para los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  tanto en magnitud como en fase, los cuales se pueden observar en la Figura 6-12, la gráfica de color negro corresponde a la respuesta en software y la gráfica de color rojo corresponde a los espectros experimentales obtenidos por medio el VNA Rohde & Schwarz R&S ZVH ZVH8:



**Figura 6-12.:** Respuesta del diseño simulación y experimental

Como se puede ver en la Figura 6-12, los espectros en magnitud tienen concordancia entre sí tanto la parte experimental como la simulación, conservando similitud en forma y descenso del pico de resonancia. Se puede observar que el porcentaje de error obtenido entre los picos de resonancia simulados y experimentales para el parámetro  $S_{11}$  es de 1.35 % y su diferencia en frecuencia es de 31 MHz, ahora para el parámetro  $S_{21}$  su porcentaje de error fue 1.52 % y su diferencia en frecuencia fue 35 MHz, comprobando que para ambos parámetros en magnitud existe correspondencia entre los datos simulados y experimentales. En cuanto a las fases el parámetro  $S_{11}$  se ven muy similares sin embargo esto no sucede con el parámetro  $S_{21}$  donde se observa diferencia entre la simulación y el espectro experimental debido a que en el momento de calibración carecemos de un KIT calibración que nos garantice una buena calibración del VNA. Por ende se generan algunas diferencias mínimas en la longitud eléctrica del dispositivo, lo cual se traduce en la diferencia marcada en la fase del parámetro  $S_{21}$ .

Posteriormente se halla el modo diferencial ( $S_{d1d1}$ ) y el modo común ( $S_{c1c1}$ ) del diseño tanto en simulación gráfica de color negro como experimentalmente gráfica en color rojo para sus bandas respectivas y se comparan ambas gráficas como se puede ver en la Figura 6-13:

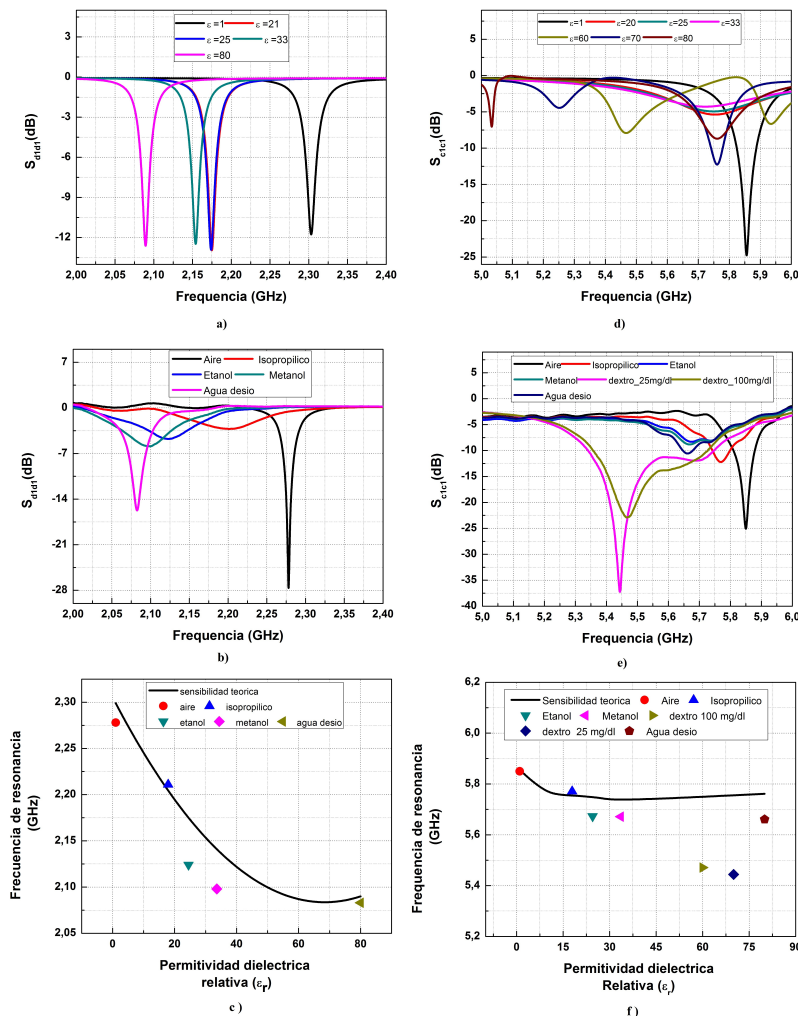


**Figura 6-13.:** Respuesta experimental del sensor basado en anillo resonador de onda lenta a) modo diferencial y b) modo común

Como se puede observar en la Figura 6-13, tanto la simulación como el espectro experimental poseen una gran similitud en cuanto a las formas de sus picos de resonancia respectivos. Para el modo diferencial se puede observar que experimentalmente posee una frecuencia de resonancia a 2.278 GHz y desciende hasta -30.11 dB y en su simulación este pico de resonancia se produce a 2.303 GHz y desciende hasta -11.85 dB, para el modo común el pico de resonancia experimental se produce a una frecuencia de 5.850 GHz desciende hasta -25.12 dB y su simulación muestra el pico de resonancia a una frecuencia de 5.856 GHz el cual desciende hasta -24.80 dB, la diferencia en frecuencia del modo diferencial entre



ambos picos es de 25 MHz y el porcentaje de error entre los datos obtenidos en simulación y experimentalmente fue de 1.1%. Para el modo común la diferencia de entre ambos picos fue de 6 MHz y el porcentaje de error fue de 0.1%, lo que demuestra una muy buena correlación entre los datos obtenidos de la simulación realizada mediante el software y los datos experimentales obtenidos del diseño físico. Esto demuestra la posibilidad de emplear esta metodología y su factibilidad a la hora de ser empleada en mediciones reales. Posteriormente se hizo una validación del sensor con diferentes sustancias para observar su respuesta al cambio de permitividad de las sustancias, como se puede ver en la Figura 6-14:



**Figura 6-14.:** Comparación espectros simulados, experimentales y sensibilidad para ambos modos

La Figuras 6-14 (a) y 6-14 (b) muestran los espectros teóricos y experimentales obtenidos en el modo diferencial respectivamente. Como se puede observar la frecuencia de resonancia concuerda bastante bien en ambos casos. Sin embargo, la magnitud de estos se ve afectada,

lo cual creemos que se debe principalmente a la absorción de radiación de la sustancia, lo cual hace que el factor de calidad experimental de los picos de resonancia sea más bajo de lo esperado. Esto debido a que en el modelo no se tienen en cuenta efectos de absorción de radiación, como consecuencia de que en la literatura no se encuentran valores de absorción que presentan los materiales que empleamos en los experimentos. Seguido de estas podemos observar la Figura 6-14 (c) la cual muestra una comparación entre las curvas de sensibilidad teórica (curva negra) con la tendencia experimental (puntos). Como es evidente de esta Figura el comportamiento del sensor es validado de forma experimental, demostrando así, que este sensor puede ser empleado para caracterizar materiales cuya permitividad dieléctrica relativa esté entre 1 y 80, presentando una buena linealidad en aquellas sustancias que se encuentran en el rango de 1 a 40 entre ellos podemos destacar la presencia de alcoholes, materiales sólidos, gases, este sensor también podría detectar glucosa, la cual posee valores de permitividad entre 55 y 70 dependiendo de la concentración [82,83]. Por otro lado, podemos observar una alta no linealidad en el sensor, la cual se debe principalmente a que el rango de operación del mismo es muy amplio, pues podemos cubrir todas las sustancias que van desde aire con permitividad igual a la unidad hasta agua, cuya permitividad dieléctrica relativa es 80.

De forma análoga, se realizó el mismo análisis para la segunda banda de operación, es decir, en modo común. Como se puede observar en las Figuras 6-14 (d) y 6-14 (e), existe una alta correlación entre los resultados teóricos y experimentales, evidenciando que efectivamente existe un corrimiento de la frecuencia de resonancia hacia frecuencias más bajas a partir de los cambios de permitividad en el MUT. Para este caso, se puede afirmar que hay una mayor sintonía tanto en la frecuencia como en magnitud de los picos de resonancia. Finalmente, al analizar el comportamiento de la sensibilidad asociada a esta banda de operación, hemos validado nuevamente el comportamiento del sensor, demostrando que efectivamente este puede ser implementado para sensar cambios de permitividad dieléctrica relativa en dos bandas ISM con un alto grado de confiabilidad. Donde además, vale resaltar que el sensor propuesto presenta un tamaño altamente compacto.

Las sustancias experimentales tomadas para validar el desempeño del sensor fueron aire ( $\epsilon_r = 1$ ), agua desionizada ( $\epsilon_r = 80$ ), isopropílico ( $\epsilon_r = 17.9$ ), etanol ( $\epsilon_r = 24.5$ ), metanol ( $\epsilon_r = 33.6$ ) y acetona ( $\epsilon_r = 20.7$ ) en la simulación se buscó un valor aproximado al valor experimental de la permitividades de estas sustancias, debido a que las simulaciones fueron hechas desde un valor de 1 a 80 con espaciamiento entre los valores, se puede observar que tanto en simulación como en los espectros experimentales al aumentar el valor de la permitividad relativa de las sustancias la frecuencia de resonancia tiende a frecuencias más bajas. También se puede observar que al graficar los datos de sensibilidad experimentales estos tienden a seguir un comportamiento similar al de las gráficas de sensibilidad teórica.

# 7. Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros

En esta tesis se ha mostrado un proceso para el desarrollo de sensores de permitividad dieléctrica que se pueden usar para caracterizar diferentes materiales. El objetivo principal era usarlo en la medida de niveles glucosa en sustancias líquidas así como en muestra de alcoholes de uso frecuente en la industria.

Durante este proceso se pasó por varias etapas desde el diseño y la simulación de los sensores mediante herramientas computacionales, su posterior fabricación dentro de los laboratorios del Instituto Tecnológico Metropolitano y la obtención de los resultados experimentales de los diseños propuestos.

## 7.1. Conclusiones

Después de estudiar diferentes métodos para diseñar sensores en RF para dar cumplimiento al primer objetivo específico de esta tesis, se observó que a través del uso de metamateriales en los diseños se lograron hacer sensores físicos de tamaños compactos los cuales dan una frecuencia de resonancia diferente con cada sustancia de prueba, lo cual nos permite generar diseños de sensores de RF que permitieron cuantificar diferentes sustancias como alcoholes y muestras de glucosa. También al saber las ecuaciones matemáticas que rigen el funcionamiento de los metamateriales, es posible comprobar tanto de manera teórica mediante software de simulación y de manera experimental haciendo el diseño físico las características propias de estas estructuras. Así como también, las técnicas usadas durante su fabricación fueron económicas y relativamente fáciles de repetir lo que permitiría se puedan fabricar en serie y aún bajo costo en comparación con otros tipos de sensores cuya parte electrónica puede llegar hacer más compleja que los realizados en esta tesis. Además el uso de este tipo de estructuras contribuyen a que los picos de resonancia se vean más definidos. Durante el proceso de diseño se hicieron numerosas simulaciones con lo cual se pudo observar en donde existía la mayor concentración de campo eléctrico en diseño ya que el campo eléctrico es más propenso a detectar los cambios de permitividad del medio y así se puede encontrar el sitio que tiene mayor sensibilidad a los cambios de permitividad en el diseño en nuestro caso particular con glucosa, esto permitió corroborar que el diseño era capaz de detectar diferentes concentraciones de glucosa.

Durante el desarrollo de la fase experimental se nota una buena correlación entre los datos de las simulaciones y los experimentales comprobando que los modelos teóricos concuerdan con las simulaciones realizadas para cada uno de los diseños mostrando la capacidad que poseen los metamateriales para ser usados como sensores que detectan los cambios de permitividad en el material de prueba, también se hicieron pruebas con tomando varias medias en el tiempo así como con varias concentraciones de líquidos de prueba realizados en los laboratorios de química del ITM con este se pudo validar el desempeño del sensor. Además, se observó que cuando la permitividad del material de prueba aumenta, la frecuencia de resonancia del diseño posee una tendencia hacia frecuencias de resonancias más bajas, al hacer un diseño y su posterior construcción estos diseños físicos fueron capaz de detectar la permitividad de diferentes sustancias como alcoholes y glucosa.

Podemos observar que el tipo de excitación que se aplica al diseño va depender de la geometría y simetría del mismo y esto a su vez afecta la respuesta tanto en simulación como en su validación experimental ya que permite hacer diseños que pueden funcionar en dos bandas sin que se haga una modificación de la geometría y dimensiones físicas del sensor, solo se tendría que hacer un análisis matemático tanto en magnitud como en fase de los parámetros S del diseño tanto experimentalmente como teóricamente.

Al observar el funcionamiento de los dos diseños vemos que el presentado en el capítulo 6 serviría para la medición de muestras de glucosa ya que sus permitividades son altas entre 55 a 70 dependiendo del grado de concentración y este sensor nos permite llegar a estas permitividades altas para sus dos modos de funcionamiento, mientras que el del capítulo 5 solo funciona para un rango más reducido de permitividades que limitan su versatilidad para ser usado como sensor con diferentes sustancias, Además del hecho de usar el modo diferencial y el modo común muestran que las respuesta del diseño tanto en simulación como en su validación experimental poseen unos picos de resonancia muy bien definidos comparado con las respuestas obtenidas el sensor del capítulo 5.

## 7.2. Recomendaciones

Un hecho importante es la calibración del equipo de medición pues en este caso es necesario para tener una alta exactitud para ambos puertos debido a que los diseños utilizan dos puertos de conexión, por lo que es necesario tener un kit de calibración estandarizado que permita garantizar una buena calibración al momento hacer las medidas con la finalidad de que los espectros experimentales se asemejen más con los datos obtenidos en la simulación tanto en magnitud como en fase.

### **7.3. Trabajo Futuro**

Como trabajo futuro se propone mejorar el diseño del sensor de banda doble, mediante una modificación que va consistir en unas estructuras de via-hole que deben de reducir la distancia entre el plano de tierra y la estructura con la finalidad de aumentar la capacitancia en el anillo resonador ya que de esta manera se presume que se pueda aumentar su sensibilidad debido a que la capacitancia del anillo esta relacionada con la permitividad del medio y las dimensiones físicas del mismo.

## A. Anexo: Ponencias realizadas

**Evento:** 42 International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. Realizado: Agosto 27, Sept. 01 2017, en Cancún, International Convention Center.

- Performance analysis of a sensor based on monopoles-coupled split-ring resonator for dielectric permittivity characterization.

**Evento:** IX Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas, Realizado: Mayo 03-05, 2017 Medellín - Universidad de Medellín.

- Diseño y validación experimental de sensor de permitividad dieléctrica en sustancias líquidas basado en un resonador excitado a través de monopolos.
- Modelamiento computacional de dispositivo RF para la detección de cambios de concentración en glucosa.

**Evento:** Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Realizado: Julio 25-29, 2016 Porto Alegre - Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

- Performance Analysis of Monopole Excited Split Ring Resonator for Permittivity Characterization.

**Evento:** VIII Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas. Realizado: Mayo 04-06, 2016 Medellín - Universidad de Medellín.

- Optimización de microresonador para la detección de cambios en la permitividad dieléctrica de sustancias líquidas.



## B. Anexo: Trabajos Publicados



sensors



Article

### A Submersible Printed Sensor Based on a Monopole-Coupled Split Ring Resonator for Permittivity Characterization

Erick Reyes-Vera <sup>1,\*</sup>, G. Acevedo-Osorio <sup>1</sup>, Mauricio Arias-Correa <sup>2</sup> and David E. Senior <sup>3</sup>

<sup>1</sup> Department of Electronic and Telecommunications Engineering, Instituto Tecnológico Metropolitano, Medellín 050012, Colombia; gabrielacevedo84945@correo.itm.edu.co

<sup>2</sup> Department of Mechatronics and Electromechanical Engineering, Instituto Tecnológico Metropolitano, Medellín 050034, Colombia; mauricioarias@itm.edu.co

<sup>3</sup> Department of Electrical and Electronic Engineering, Universidad Tecnológica de Bolívar, Cartagena 130001, Colombia; david.senior@ttm.com

\* Correspondence: erickreyes@itm.edu.co; Tel.: +57-4-460-0727

Received: 12 March 2019; Accepted: 18 April 2019; Published: 25 April 2019



**Abstract:** This work presents a non-invasive, reusable and submersible permittivity sensor that uses a microwave technique for the dielectric characterization of liquid materials. The proposed device consists of a compact split ring resonator excited by two integrated monopole antennas. The sensing principle is based on the notch introduced by the resonators in the transmission coefficient, which is affected due to the introduction of the sensor in a new liquid material. Then, a frequency shift of the notch and the Q-factor of the proposed sensor are related with the changes in the surrounding medium. By means of a particular experimental procedure, commercial liquids are employed to obtain the calibration curve. Thus, a mathematical equation is obtained to extract the dielectric permittivity of liquid materials with unknown dielectric properties. A good match between simulated and experimental results is obtained, as well as a high Q-factor, compact size, good sensitivity and high repeatability for use in sensing applications. Sensors like the one here presented could lead to promising solutions for characterizing materials, particularly in determining material properties and quality in the food industry, bio-sensing and other applications.

**Keywords:** microwave sensor; split ring resonator; permittivity measurements; material characterization; metamaterial

#### 1. Introduction

Permittivity is an important parameter used to describe the electromagnetic properties of dielectric materials [1,2]. In many areas of science and engineering, the ability to monitor and quantify the dielectric permittivity of materials using non-destructive methods with high sensitivity and precision is required. The measurement of permittivity is related to other characteristics of the material and can be used to determine changes in its density, concentration, composition, temperature, stress-strain tensor, among others [3–8]. For this reason, the measurement of this parameter is very important in many fields, some of which are agriculture [9,10], security [5], food quality [4], biology [11,12], among others. For example, the permittivity of vegetable oils is measured and evaluated according to the variation of the temperature and it has been established in [13], that an increasing temperature increases the permittivity of vegetable oil. Loss of meat moisture during the aging period is a critical issue for the meat industry, which is why in [4], a non-invasive microwave ring resonator sensor to evaluate the water holding capacity (WHC) of broiler meat was presented. Also, in the agricultural



industry, measurement of permittivity is necessary to check the level of soil moisture, which has an important impact on food crops [9].

Several experimental methods have been employed to carry out dielectric permittivity property measurements for liquid, solid and gaseous materials. The main techniques include the free space technique, and the use of resonators, parallel plate capacitors, optical techniques and microwave circuit technology [2,14–17]. As a brief classification in the radio-frequency and microwave bands, methods can be split into non-resonance and resonance methods. The non-resonance methods include mainly the RF circuit method, the open ended coaxial probe and the free space method [2,6]. These are all non-destructive methods. Another non-resonance but destructive method is the transmission and reflection method, because a portion of the material under test (MUT) has to be situated inside the transmission line, so particular dimensions are required to ensure a correct fit [2,5]. Due to the low cost of development, real-time monitoring, easy integration and easy miniaturization, resonance methods have generated great interest in recent years. Resonance methods primarily include two types: resonant perturbation methods [7,18,19], and resonator methods [11,20–23]. In the resonant perturbation methods, a cavity resonator is filled with the sample under test (SUT), and the shift in the resonance frequency and the change in the quality factor are measured. With a precise sample preparation, this method becomes the most precise one, but is just applicable over a narrow band, and besides, this method is considered destructive if the material must be damaged to perform the test [5,14,19]. On the other side, the resonator methods are non-destructive since the SUT can be considered as part of the resonator and the permittivity can be deduced from the displacement of the relative frequency of resonance, which has a relatively high precision and sensitivity [2,21,24–27].

In the resonator methods, split ring resonators (SRR) have become common devices to obtain permittivity measurements. An SRR is a small electrical resonator that can be considered a metamaterial particle with simultaneous negative permeability and permittivity [28,29]. Some authors have reported good results with sensors based on metamaterial structures and split ring resonators (SRR) combined with microwave techniques. Due to their extraordinary electromagnetic properties, metamaterial particles have been proposed in energy harvesting applications, filters, high gain or miniaturized antennas and sensors [29–34]. In [35] the design and development of a planar aligned gap and centered gap rectangular multiple split ring resonator to measure dielectric permittivity from 1 to 10 with a maximum sensitivity of  $0.032/\Delta\epsilon$  is presented. A different alternative has been explored in [36] with the use of wireless sensing system based on the implementation of two types of substrate-integrated-waveguide (SIW) for dielectric permittivity measurement in liquids, which operates up to 4 GHz and reported a sensitivity of 1.26 MHz/ $\Delta\epsilon$ . Metamaterial resonators have also been used in biosensing applications, where single rectangular or circular resonators in combination with transmission lines [11,37] or an array of resonator [38] are used for DNA sensing or label-free stress biomarkers. Some interesting works have been reported recently, for example a non-invasive microwave method based in squared-shaped complementary split-ring resonator (CSRR) is presented in [39]. This CSRR is used to measure the thickness and permittivity of multilayer electrical structures. Changes in resonance frequency depend on the thickness and permittivity of the multilayer dielectric sample below the ground plane (CSRR had been etched on the ground plane of a microstrip line). The analysis of sensor's size optimization improved the resolution in permittivity and thickness measurement. On the other hand, a novel structure with two- and three-layer magnetic coupled SRRs small resonators, have been proposed in [24] to measure the permittivity of SUTs. Compared with the two-layer resonator, the proposed three-layer resonator has higher sensitivity, better stability and stronger anti-jamming ability from the external interference. The obtained resonance frequency shift was used to feed an algorithm in the post-processing stage, and based on the results, a formula that relates the dielectric constants to the resonant frequencies was proposed. The use of an algorithm gives an advantage in the measurement, especially when dealing with noise and unavoidable test errors. In other work, a promising alternative for analyzing biological samples based on the combination of SRRs and microfluidic channels filled with smaller volumes has been employed [40–44]. A clear



example of this methodology was proposed in [38], where a compact microwave resonator capable of performing characterization of the complex permittivity of fluids was proposed. The developed sensor is based on a quarter-wavelength resonator designed on coplanar waveguide. It employs a change in the resonance frequency for dielectric characterization. The sensor presents a high sensitivity, but the measurement accuracy for small changes in permittivity is affected. In a similar way, a sensor based on CSRR is presented in [39]. In this case, the sensor is used to provide a larger area of fringing electric field that increases the effective interaction area with the sample. One microfluidic channel attached to the CSRR delivers the fluidic sample to the sensing area to determine the complex permittivity of liquids based on changes in the resonance frequency. Likewise, a different approach proposed a CSRR-loaded patch sensor as a microfluidic ethanol chemical sensor. It has a microfluidic channel integrated on the most sensitive area of the CSRR slot [40].

An important achievement in relation to the robustness of microwave sensors against environmental factors is presented in [43], where a microfluidic sensor for dielectric characterization of liquids in real time is presented. The sensor is composed of a microstrip SRR-loaded splitter/combiner configuration etched on a substrate, and two microfluidic channels placed on top of the gap region of the SRRs. The sensor works in differential mode, and the sensing mechanism is based on frequency splitting. If the axial symmetry is disrupted, two transmission zeros arise, and the difference in magnitude (notch depth) and frequency between such transmission zeros is indicative of the difference in the dielectric properties (complex dielectric constant). The advantages of differential mode are also presented in [45], where a microwave sensor based on a pair of symmetric uncoupled lines, each one loaded with an open complementary split ring resonator (OCSRR), has been proposed. The sensing principle is based on the measurement of the cross-mode insertion loss, very sensitive to small perturbations between the reference liquid and the liquid under test (each in a different channel). Similar to [43], in [46] the authors also show a differential microwave sensor based on a pair of uncoupled microstrip lines, each one loaded with a split ring resonator (SRR). The sensor is applied to the measurement of electrolyte concentration in deionized (DI) water. Compared to [43,45], this sensor uses a different principle, besides, a novel via-less SRR-based sensor with improved sensitivity is presented. Finally, an interesting alternative for developing sensors for industrial applications was introduced for first time in [20]. In that work the authors proposed a split-ring resonator (SRR)-based sensor for the detection of solid thickness and relative permittivity characterization of solid and liquid materials. The structure was composed of two SRRs hosted in a microstrip transmission line. A shift in frequency of the notch introduced by the resonators in the transmission coefficient is related to a change in the effective permittivity of the structure when the sensor is covered with any solid or liquid material. This work is very interesting because the proposed sensor is fully submersible and reusable. Submersible sensors offer a great alternative in industrial applications such as the measurement of some solvents and oils, because the amount of sample is large enough so a sensor can be directly submerged like a probe. It would help to implement this kind of sensor in an easier and more cost effective way than microfluidic based-sensors.

In this work, a microwave sensor based on an antenna-coupled split ring resonator with monopole insertions to measure the dielectric permittivity of liquid substances is presented. The sensor was designed to identify unknown dielectric permittivity of liquids in a wide range. This proposed sensor reaches a great sensibility, high Q-Factor and presents a good repeatability, which was predicted by simulation results and experimentally validated. The proposed alternative has some important advantages compared with previous works due to the fact that the sensor can be reusable, the measuring technique is not destructive, the sensor is submersible, and it allows real-time measurements of the variation of permittivity. To analyze the behavior of the sensor structure, finite element method (FEM) was used. In addition, the device was fabricated and its performance corroborated at detecting changes in dielectric permittivity of different liquid samples. The organization of the manuscript is as follows: the working principle, sensor design and characterization process are presented in Section 2;

Section 3 shows experimental measurements and presents a discussion of the obtained results; finally, conclusions are presented in Section 4.

## 2. Materials and Methods

### 2.1. Theoretical Model

In this work, a rectangular split ring resonator (SRR) is placed between a group of printed monopole antennas on the same plane, as show in the Figure 1a. The SRR structure is based on a metal loop with a square shape and it is used as a transducer to detect dielectric permittivity changes in the surrounding medium. The monopole excitation is employed to send a magnetic field perpendicular to the ring surface, which induces a current through the rectangular SRR. In the past, similar configurations have explored this kind of excitation [47,48], however in those cases the monopoles are located externally, whereas in our case the monopoles are integrated in the same PCB in order to increase the stability, alignment, compactness and performance. The SRR can be modeled using an equivalent resonant LC circuit as previously demonstrated by Baena et al. [49]. The equivalent LC circuit is shown in Figure 1c and its resonant frequency can be obtained using Equation (1):

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}}, \quad (1)$$

where  $L_s$  and  $C_s$  represent the self-inductance and the distributed capacitance due to the gap of the SRR respectively. However, it is important to keep in mind that the capacitance can be decompose into two capacitance terms as indicated in the equation (2) [42,50]. The first one is the capacitance without the sample which includes the capacitive effect due to the channel walls, the dielectric properties of the substrate, the surrounding space, etc. The second term, describes the contribution due to the variation of the dielectric permittivity of the surrounding medium [42], where the dielectric permittivity of the sample ( $\epsilon_{sample}$ ) could be a complex parameter and its depends of the used sample:

$$C_s = C_0 + \epsilon_{sample} C_c \quad (2)$$

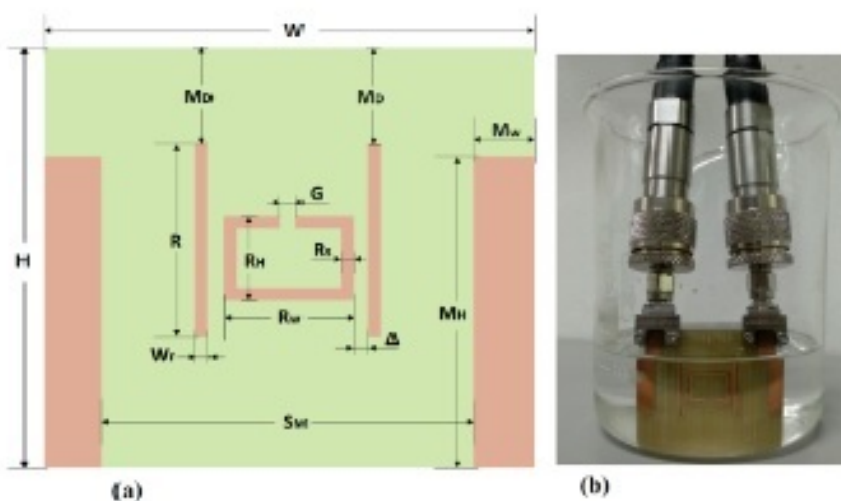
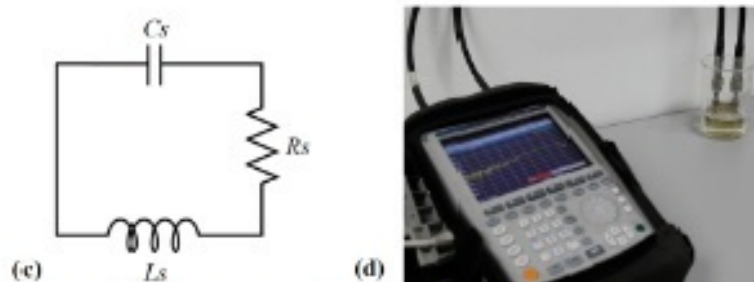


Figure 1. Cont.





**Figure 1.** (a) Schematic of the proposed sensor device. (b) Picture of the sensor device immersed in the material under test (MUT). (c) Equivalent electrical circuit of the proposed SRR. (d) Sensor's dipoles connected to the analyzer.

From the above, a change in the relative permittivity of the surrounding medium results in a shift of the resonant frequency. Therefore, this principle can be exploited to measure variations in liquids, such as alcohols, oils and biological samples.

## 2.2. Sensor Design

Figure 1a shows a 2D schematic of the proposed sensor device, which consists of a rectangular SRR placed between a pair of monopole antennas used for exciting the resonator, of 28 mm of height ( $M_{H1}$ ) and 1.5 mm of width ( $M_W$ ). In addition, a pair of parasitic elements with rectangular shape whose height ( $R$ ) is 16 mm and width ( $W_R$ ) is 1 mm, are inserted to improve the signal transmission. Each one of these rectangular elements are positioned at 1.25 mm from the resonator. The backside of the board is completely covered with copper (ground), and the overall area of the proposed sensor is 1750 mm<sup>2</sup> (35 × 50 mm) which makes it look as a compact device compared to previous dielectric sensors [24–26,51]. Other important parameters related with the proposed structure are summarized in Table 1. To manufacture the prototype of the proposed sensor, a CNC machine for printed circuit boards (LPKF ProtoMat D104, LPKF Laser & Electronics AG, Hanover, Germany) was used. The sensor is built on commercial dielectric substrate FR4, which have a relative permittivity ( $\epsilon_r$ ) of 4.4, loss tangent ( $\tan \delta$ ) of 0.019, a thickness of 1.6 mm and a copper layer of 35  $\mu$ m. The ends of each monopole are soldered to 50- $\Omega$  SMA male connectors (SOUTHWEST 292-07A-5, Southwest Microwave, Tempe, AZ, USA) for testing purposes, as illustrated in Figure 1c.

**Table 1.** Dimensions of the proposed sensor based on a monopole-coupled SRR.

Variable	Dimension (mm)
Substrate width ( $W$ )	40.0
Substrate height ( $H$ )	35.0
Monopole width ( $M_W$ )	1.5
Monopole height ( $M_{H1}$ )	28.0
Rectangle height ( $R$ )	16.0
Resonator width ( $R_W$ )	10.5
Rectangle width ( $W_R$ )	1.0
Resonator height ( $R_H$ )	7.0
Resonator separation ( $R_s$ )	1.0
Gap ( $G$ )	1.5
Monopoles separation ( $S_M$ )	24.5
Separation between resonator and monopole ( $\Delta$ )	1.25
Monopole distance ( $M_D$ )	8

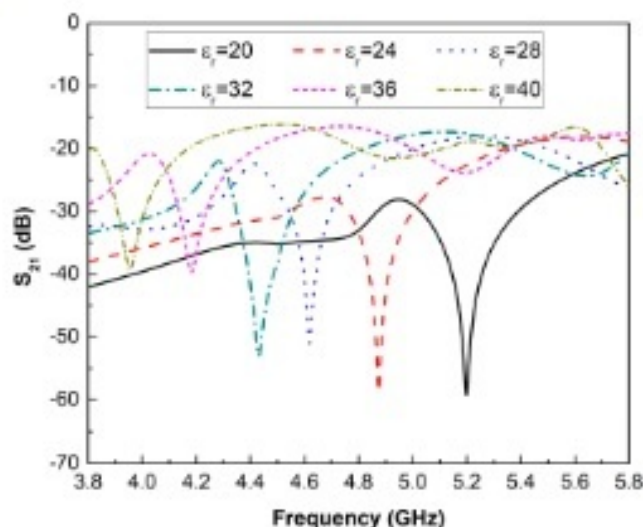
### 2.3. Characterization of Sensor

A FSH8 vector network analyzer (VNA, Rhode & Schwartz, Munich, Germany) with two ports is used in order to validate the performance of the proposed sensor. The procedure used to perform the measurements, as shown in Figure 1d, consisted of submerging the whole sensor in 100 ml of the material under test (MUT), to guarantee total interaction between the sensor and the MUT (as seen before, this is a non-destructive procedure). During the test, the response of the  $S_{21}$  parameter is monitored in real time with the VNA from 4 GHz to 5.4 GHz in order to detect variations in the surrounding medium caused by alterations in the resonant frequency of the proposed sensor. This procedure is repeated  $N$  times for each material, using  $M$  materials as MUT.

In order to obtain the actual dielectric permittivity of every sample measured in this work, the 85070E Dielectric Probe Kit (Agilent, Santa Clara, CA, USA) is used at room temperature and at a humidity level within the 65 RH%  $\pm$  5 range. From this experiment, the determined dielectric permittivity of the employed samples are 20.7, 21.8, 33.1 and 37 for acetone at 96% purity, propyl alcohol at 92% purity, methanol at 92% purity, and ethylene glycol at 93% purity, respectively (Figure S1).

### 3. Results and Discussion

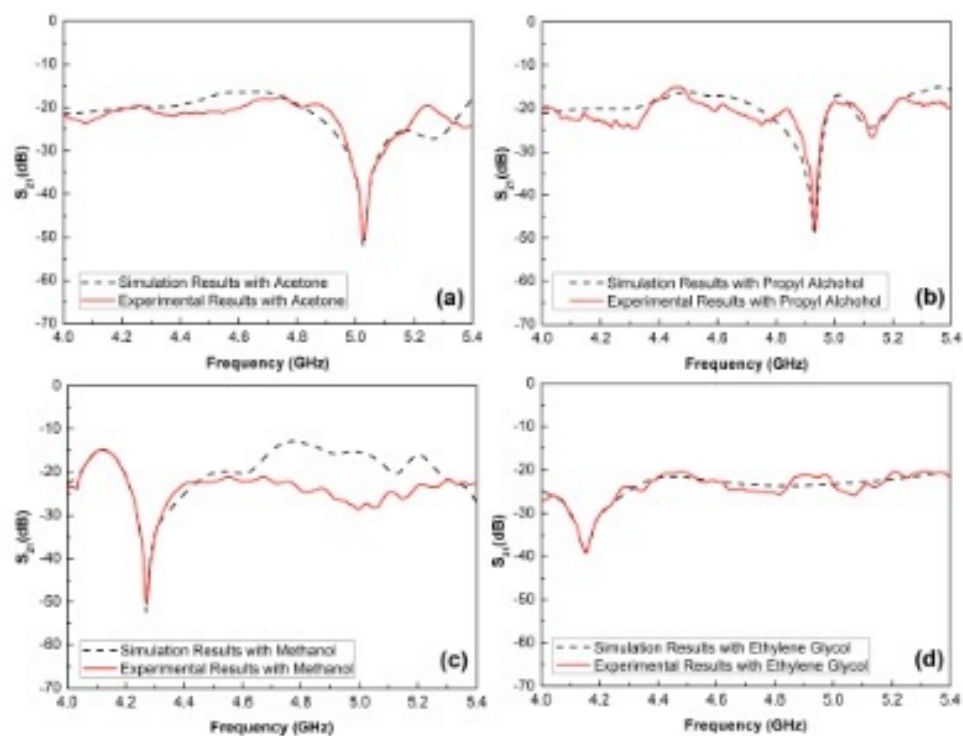
The proposed sensor is designed and optimized using the full wave electromagnetic solver ANSYS HFSS. Figure 2 shows the analysis of the  $S_{21}$  parameter when the dielectric permittivity of the surrounding medium is changed from 20 to 40. This plot shows that transmitted electromagnetic energy becomes minimum at the resonance frequency of the designed structure, as the maximum energy couples to the resonator at the resonance frequency. Similarly, the resonance frequency of the resonator shifts towards lower frequencies as the permittivity of the surrounding dielectric medium of the MUT increases.



**Figure 2.** Simulated results of the transmission response ( $S_{21}$ ) when the dielectric permittivity is changed from 20 to 40.

The previous model, presented in the Section 2.1, predicted this result. When the dielectric permittivity of the surrounding medium in which the sensor is immersed increases, the second term of Equation (2) increases too, and the frequency decreases in Equation (1). In this work, the changes in the resonance frequency of the sensor are exclusively due to changes in the surrounding medium, since it does not present changes in the geometrical parameters due to temperature or strain variations. Thus, when the dielectric permittivity changes from 20 to 40, the resonance frequency is lowered from

5.198 GHz to 3.955 GHz. In addition, the quality factor of the proposed structure decreases for higher values of dielectric permittivity. For example, when the sensor device is submerged in a sample whose dielectric permittivity is 20, a quality factor close to 206.83 is obtained, while this parameter decreases to a relatively high value of 86.28 when the dielectric permittivity of the surrounding medium is equal to 40. Further, the behavior of the designed sensor is validated. For this step, four different samples of liquids with dielectric permittivity from 20 to 40 are employed. Figure 3 shows a comparison of the simulated (black line) and the experimental (red line) results in a wideband frequency response from 4 GHz to 5.4 GHz. As mentioned in Section 2.3, two port measurements are taken with the Rhode & Schwartz FSH8 VNA with the sensor submerged into the MUT as is depicted in Figure 1d. To carry out these measurements, acetone, propyl alcohol, methanol and ethylene glycol are used due to the fact that their dielectric permittivity values are into the selected operating range. As seen, the experimental results have a great agreement with the simulated ones observed, which validates the design of the fabricated prototype. The small differences between them can be due to small fabrication tolerances in the engraved process with the CNC machine. However, the slight frequency shifts between the simulated and measured results does not affect the characterization of materials with the proposed sensor.



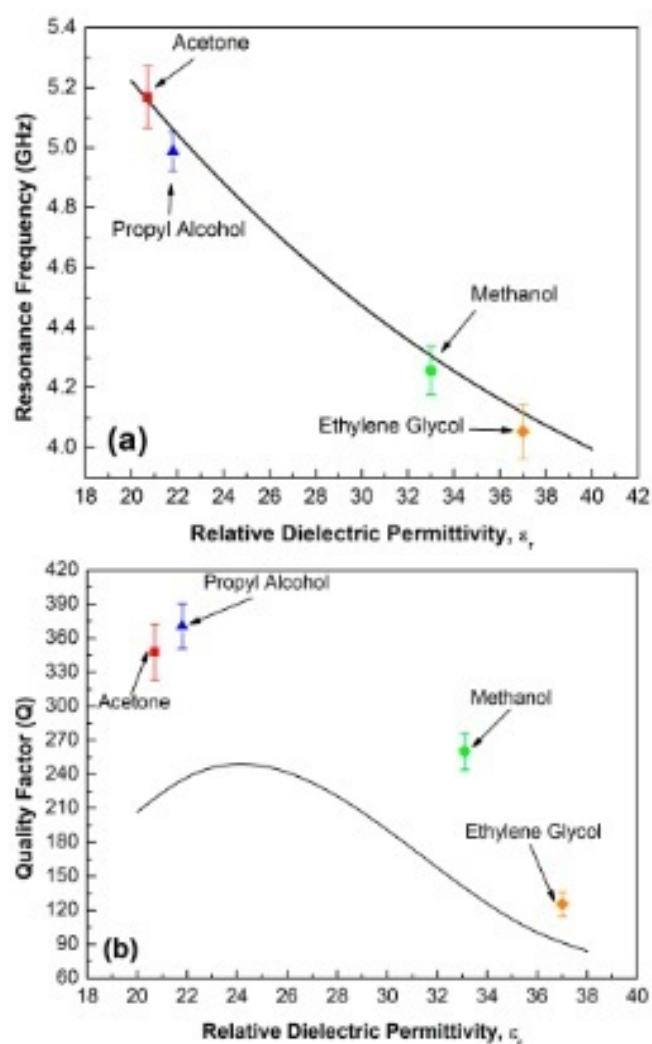
**Figure 3.** Simulated and experimental results obtained for (a) Acetone ( $\epsilon = 20.7$ ), (b) propyl alcohol ( $\epsilon = 21.8$ ), (c) methanol ( $\epsilon = 33.1$ ) and (d) ethylene glycol ( $\epsilon = 37$ ).

In order to evaluate the repeatability of the sensor, each experimental measurement was repeated 10 times inside a temperature-controlled room at  $22 \pm 2$  °C and humidity within the  $65 \text{ RH}\% \pm 5$  range. Next, the data of each measurement was processed to obtain the resonance frequency and its mean value with the respective standard deviation. Results are illustrated in Figure 4a. The obtained standard deviation values are 0.102, 0.065, 0.081 and 0.090 GHz for the tested materials acetone, propyl



alcohol, methanol, and ethylene glycol, respectively. These results indicate that the sensor shows high repeatability due to a very small value of standard deviation for the measured results. Besides, the behavior of this sensor shows clearly that, the resonance frequency shifted down according to the increasing value of relative dielectric permittivity of the liquid and this presents a trend with decreasing exponential fitting, which is expressed as follows:

$$f_r(\text{GHz}) = 5.0855e^{(-\frac{0.0001}{\epsilon_r})} + 3.1488 \quad (3)$$



**Figure 4.** (a) Resonance frequency in function of the dielectric permittivity of different liquids. (b) Quality factor analysis of the proposed sensor within the operating range. The point in the plot are the mean value of the resonance frequency and the bars are representative of the standard deviation.

Now, from the above curve it is possible to characterize any material with relative dielectric permittivity within the range from 20 to 40.

Therefore, this device can be employed to determine the dielectric constant of unknown MUTs through the retrieve method. For example, the proposed sensor can be employed to measure the variations of the alcohol concentration when it is mixed with water or other solvent. As demonstrated in this work, the proposed sensor could be used in industrial applications where the alcohol concentration is an important parameter. In the same way, the proposed structure presents good performance when it is compared with other works [20,24,36,50,52] because, as it is clear from the Equation (3), a displacement of 1.2282 GHz when the dielectric permittivity of the sample is varied from 20 to 40 (i.e., 23.52% relative frequency shift) is easily obtained. It is comparable, for example, with the results reported by Xu et al. [24] with a relative frequency shift of 24.24% for a microwave sensor that allows to characterize samples with dielectric permittivity values ranging from 1 to 10. Moreover, the submersible printed sensor proposed by Galindo-Romera et al. [20] reported a relative frequency shift of 22.04% for a configuration that it is implemented in the characterization of liquid with dielectric permittivity between 2.45 and 22.52.

Finally, the quality factor of the proposed structured was evaluated in each case. Figure 4b shows a comparison between the obtained theoretical and experimental results. The theoretical model shows that a maximum quality factor of 252 is obtained when the dielectric permittivity of the surrounding medium is close to 24 and it decreases strongly to 84 by samples whose is near to 38 as was predicted by the theoretical model. The experimental results show the same trend observed in the theoretical model. The experimental results show a same trend that the theoretical model, which validate the response of this sensor. However, as it is evident from the results illustrated in Figure 3, the Full Width at Half Maximum (FWHM) in experimental results is lower than theoretical results, for this reason, we obtain a higher quality factor with the experimental data. A mean quality factor of 347.677, 370.834, 259.967 and 125.438 were obtain experimentally for acetone, propyl alcohol, methanol and ethylene glycol respectively. Thus, the equation that describe the behavior of the Q-factor of the proposed sensor is can be expressed as:

$$Q = -2565.78299 + 295.39906\epsilon_r - 9.94942\epsilon_r^2 + 0.10555\epsilon_r^3 \quad (4)$$

From the obtained results, a completely passive, integrated, simple design, low cost and compact sensor device has been proposed and demonstrated. Likewise, the proposed sensor shows a high sensitivity and good quality factor when it is employed in the dielectric characterization of liquid samples like alcohols, which is desirable in industrial environments. The proposed structure presents several advantages in comparison with other previous alternatives. For example, it is a non-destructive technique because the sensor can be used like a submersible probe. On the other hand, this device allows obtaining high repeatability in the measurements in order to give reliable data to the users, and finally this one can be implemented in a wide range of applications because it is demonstrated it can be used to characterize dielectric materials with relative dielectric permittivity from 20 to 40.

#### 4. Conclusions

A non-invasive, submersible and reusable material permittivity sensor device, based on monopole excited split ring resonator is proposed, validated and analyzed in this work. The operating principle of the sensor is based on the measurement of the resonance frequency shift as a function of the relative permittivity, which is used to detect changes in a wide range. Thus, the proposed sensor could be employed to obtain the permittivity of unknown liquids. The sensor's structure was simulated at introducing it in several samples with different dielectric properties each one. After adjusting the sensor's design, a prototype was obtained, and its performance was experimentally validated using several types of liquid samples as a material under test (MUT). The simulated and measured results evidently shown that the proposed sensor provide competitive sensibility, great repeatability, compact size and high Q-factor when it is employed to characterize unknown dielectric materials whose dielectric permittivity is within the range from 20 to 40. As a matter of fact, it was experimentally



obtained a good matching between simulations results and measurements. In addition, the device has demonstrated an excellent performance, simple design and economic manufacturing process, which becomes this sensor device an attractive candidate for a fully integrated platform dedicated to many industrial applications, mainly liquid samples characterization in a wide range.

As a future improvement, it would be interesting to develop a version of the proposed sensor that allows characterizing the dielectric permittivity in multiple-bands simultaneously. It could be interesting because—in general—the dielectric permittivity of materials has a strong dependence with the frequency.

**Supplementary Materials:** The following are available online at <http://www.mdpi.com/1424-8220/19/8/1936/s1>, Figure S1: Experimental results obtained with the Agilent 85070E Dielectric Probe Kit for (a) acetone at 96% purity; (b) Propyl alcohol at 92% purity; (c) Methanol at 92% purity; (d) Ethylene glycol at 93% purity.

**Author Contributions:** All the authors contributed extensively to the work presented in this document. E.R.-V. made an important contribution to this article regarding the concept, design, analysis and writing of the manuscript. G.A.-O. designed and performed the experiments, besides; he participated in the acquisition of data. M.A.-C. conceptualized the proposed sensor and made a rigorous revision of the literature to state main differences with other similar works. D.E.S. participated in the critical review of the article for important intellectual content and oversaw the entire study. All the authors performed the analysis and interpretation of the data.

**Funding:** The authors thank the Instituto Tecnológico Metropolitano for funding this work through projects P13252 and P15106.

**Acknowledgments:** David E. Senior was supported by Universidad Tecnológica de Bolívar and G. Acevedo-Osorio acknowledges the support of SAPIENCIA.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

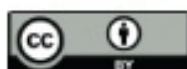
## References

1. Zhou, H.; Hu, D.; Yang, C.; Chen, C.; Ji, J.; Chen, M.; Chen, Y.; Yang, Y.; Mu, X. Multi-Band Sensing for Dielectric Property of Chemicals Using Metamaterial Integrated Microfluidic Sensor. *Sci. Rep.* **2018**, *8*, 14801. [CrossRef] [PubMed]
2. Kaatz, U. Measuring the dielectric properties of materials. Ninety-year development from low-frequency techniques to broadband spectroscopy and high-frequency imaging. *Mans. Sci. Technol.* **2013**, *24*, 012005. [CrossRef]
3. Ansari, M.A.H.; Jha, A.K.; Akhtar, M.J. Design and Application of the CSRR-Based Planar Sensor for Noninvasive Measurement of Complex Permittivity. *IEEE Sens. J.* **2015**, *15*, 7181–7189. [CrossRef]
4. Jilnai, M.; Wen, W.; Cheong, L.; Ur Rehman, M. A Microwave Ring-Resonator Sensor for Non-Invasive Assessment of Meat Aging. *Sensors* **2016**, *16*, 52. [CrossRef]
5. Gutierrez, S.; Just, T.; Sachs, J.; Baer, C.; Vega, F. Field-Deployable System for the Measurement of Complex Permittivity of Improvised Explosives and Lossy Dielectric Materials. *IEEE Sens. J.* **2018**, *18*, 6706–6714. [CrossRef]
6. Murata, K.I.; Hanawa, A.; Nozaki, R. Broadband complex permittivity measurement techniques of materials with thin configuration at microwave frequencies. *J. Appl. Phys.* **2005**, *98*. [CrossRef]
7. Saeed, K.; Pollard, R.D.; Hunter, I.C. Substrate integrated waveguide cavity resonators for complex permittivity characterization of materials. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2008**, *56*, 2340–2347. [CrossRef]
8. Valencia-Balvin, C.; Pérez-Walton, S.; Osorio-Guillén, J.M. First principles calculations of the electronic and dielectric properties of  $\lambda$ -Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>. *Tecnológicas* **2018**, *21*, 43–52. [CrossRef]
9. Stacheder, M.; Koeniger, F.; Schuhmann, R. New Dielectric Sensors and Sensing Techniques for Soil and Snow Moisture Measurements. *Sensors* **2009**, *9*, 2951–2967. [CrossRef] [PubMed]
10. Torrealba-Meléndez, R.; Sosa-Morales, M.E.; Olvera-Cervantes, J.L.; Corona-Chávez, A. Dielectric Properties of Beans at Ultra-Wide Band Frequencies. *J. Microw. Power Electromagn. Energy* **2014**, *48*, 104–112. [CrossRef]
11. Lee, H.J.; Lee, H.S.; Yoo, K.H.; Yook, J.G. DNA sensing using split-ring resonator alone at microwave regime. *J. Appl. Phys.* **2010**, *108*. [CrossRef]
12. Sun, J.; Huang, M.; Yang, J.-J.; Li, T.-H.; Lan, Y.-Z. A micro-ring resonator based negative permeability metamaterial sensor. *Sensors* **2011**, *11*, 8060–8071. [CrossRef] [PubMed]

13. Stevan, S.; Paiter, L.; Galvão, J.; Roque, D.; Chaves, E. Sensor and Methodology for Dielectric Analysis of Vegetal Oils Submitted to Thermal Stress. *Sensors* **2015**, *15*, 26457–26477. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
14. Chen, L.F.; Ong, C.K.; Neo, C.P.; Varadan, V.V.; Varadan, V.K. *Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization*; John Wiley & Sons, Ltd: Chichester, UK, 2004; ISBN 9780470020463.
15. Megriche, A.; Belhadj, A.; Mgaidi, A. Microwave dielectric properties of binary solvent water- alcohol, alcohol-alcohol mixtures at temperatures between  $-35$  °C and  $+35$  °C and dielectric relaxation studies. *Mediterr. J. Chem.* **2012**, *1*, 200–209. [[CrossRef](#)]
16. Saeed, K.; Shafique, M.F.; Byrne, M.B.; Hunter, L.C. *Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications*; Haq, M.Z., Ed.; InTech: London, UK, 2012; ISBN 978-953-51-0103-1.
17. Jilani, M.T.; Zaka, M.; Khan, A.M.; Khan, M.T.; Ali, S.M. A Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials. *Int. J. Inf. Technol. Electr. Eng.* **2012**, *1*.
18. Lobato-Morales, H.; Corona-Chávez, A.; Murthy, D.V.B.; Olvera-Cervantes, J.L. Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities. *Rev. Sci. Instrum.* **2010**, *81*, 64704. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
19. Li, S.; Akyel, C.; Bosisio, R.G. Precise Calculations and Measurements on the Complex Dielectric Constant of Lossy Materials Using TM/sub 010/ Cavity Perturbation Techniques. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1981**, *29*, 1041–1048. [[CrossRef](#)]
20. Galindo-Romera, G.; Javier Herraiz-Martinez, F.; Gil, M.; Martinez-Martinez, J.J.; Segovia-Vargas, D. Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization. *IEEE Sens. J.* **2016**, *16*, 3587–3596. [[CrossRef](#)]
21. Acevedo-Osorio, G.; Muñoz Ossa, H.; Reyes-Vera, E. Performance Analysis of Monopole Excited Split Ring Resonator for Permittivity Characterization. In *2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*; IEEE: Cancun, Mexico, 2017; pp. 1–2.
22. Lobato-Morales, H.; Corona-Chavez, A.; Olvera-Cervantes, J.L. Planar sensors for RFID wireless complex-dielectric-permittivity sensing of liquids. In *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*; IEEE: Berlin, Germany, 2013; pp. 1–3.
23. Iqbal, A.; Smida, A.; Saraereh, O.A.; Absafasfeh, Q.H.; Mallat, N.K.; Lee, B.M. Cylindrical Dielectric Resonator Antenna-Based Sensors for Liquid Chemical Detection. *Sensors* **2019**, *19*, 1200. [[CrossRef](#)]
24. Xu, K.; Liu, Y.; Chen, S.; Zhao, P.; Peng, L.; Dong, L.; Wang, G. Novel Microwave Sensors Based on Split Ring Resonators for Measuring Permittivity. *IEEE Access* **2018**, *6*, 26111–26120. [[CrossRef](#)]
25. Dominguez, M.; Cataño, D.; Reyes, E. Design a sensor of relative dielectric permittivity of a medium using an antenna microstrip with metamaterial structures. *Actas Ing.* **2015**, *1*, 110–114.
26. Benkhaoua, L.; Benhabiles, M.T.; Mouissat, S.; Riabi, M.L. Miniaturized Quasi-Lumped Resonator for Dielectric Characterization of Liquid Mixtures. *IEEE Sens. J.* **2016**, *16*, 1603–1610. [[CrossRef](#)]
27. Islam, M.T.; Hoque, A.; Almutairi, A.F.; Amin, N. Left-handed metamaterial-inspired unit cell for S-Band glucose sensing application. *Sensors* **2019**, *19*, 169. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
28. Smith, D.; Padilla, W.; Vier, D.; Nemat-Nasser, S.; Schultz, S. Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity. *Phys. Rev. Lett.* **2000**, *84*, 4184–4187. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
29. Castellanos, L.M.; Lopez, F.; Reyes-Vera, E. Metamateriales: principales características y aplicaciones. *Rev. la Acad. Colomb. Ciencias Exactas, Físicas y Nat.* **2016**, *40*, 395. [[CrossRef](#)]
30. Catano-Ochoa, D.; Senior, D.E.; Lopez, F.; Reyes-Vera, E. Performance analysis of a microstrip patch antenna loaded with an array of metamaterial resonators. In *Proceedings of the 2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Fajardo, Puerto Rico, 26 June–1 July 2016*.
31. Raghavan, S.; Rajeshkumar, V. An overview of metamaterials in biomedical applications. *Prog. Electromagn. Res. Symp.* **2013**, 368–371.
32. Chen, T.; Li, S.; Sun, H. Metamaterials application in sensing. *Sensors* **2012**, *12*, 2742–2765. [[CrossRef](#)]
33. Cheng, X.; Shi, J.; Jao, P.; Senior, D.E.; Yoon, Y.-K. Reconfigurable split ring resonator array loaded waveguide for insitu tuning. In *Proceedings of the 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, WA, USA, 3–8 July 2011*; pp. 2947–2950.
34. Reyes-Vera, E.; Senior, D.E.; Luna-Rivera, J.M.; Lopez, F. Advances in electromagnetic applications and communications. *Tecnológicas* **2018**, *21*, 9–13. [[CrossRef](#)]



35. Rusni, I.; Ismail, A.; Alhawari, A.; Hamidon, M.; Yusof, N. An Aligned-Gap and Centered-Gap Rectangular Multiple Split Ring Resonator for Dielectric Sensing Applications. *Sensors* **2014**, *14*, 13134–13148. [[CrossRef](#)]
36. Lobato-Morales, H.; Corona-Chavez, A.; Olvera-Cervantes, J.L.; Chavez-Perez, R.A.; Medina-Monroy, J.L. Wireless Sensing of Complex Dielectric Permittivity of Liquids Based on the RFID. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2014**, *62*, 2160–2167. [[CrossRef](#)]
37. Lee, H.J.; Lee, J.H.; Choi, S.; Jang, I.S.; Choi, J.S.; Jung, H. II Asymmetric split-ring resonator-based biosensor for detection of label-free stress biomarkers. *Appl. Phys. Lett.* **2013**, *103*. [[CrossRef](#)]
38. Lee, H.J.; Yook, J.G. Biosensing using split-ring resonators at microwave regime. *Appl. Phys. Lett.* **2008**, *92*, 2011–2014. [[CrossRef](#)]
39. Lee, C.-S.; Yang, C.-L. Thickness and Permittivity Measurement in Multi-Layered Dielectric Structures Using Complementary Split-Ring Resonators. *IEEE Sens. J.* **2014**, *14*, 695–700. [[CrossRef](#)]
40. Salim, A.; Lim, S. Complementary split-ring resonator-loaded microfluidic ethanol chemical sensor. *Sensors* **2016**, *16*, 1802. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
41. Ebrahimi, A.; Withayachumnankul, W.; Al-Sarawi, S.; Abbott, D. High-Sensitivity Metamaterial-Inspired Sensor for Microfluidic Dielectric Characterization. *IEEE Sens. J.* **2014**, *14*, 1345–1351. [[CrossRef](#)]
42. Withayachumnankul, W.; Jaruwongrungrong, K.; Tuantranont, A.; Fumeaux, C.; Abbott, D. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization. *Sens. Actuators, A Phys.* **2013**, *189*, 233–237. [[CrossRef](#)]
43. Velez, P.; Su, L.; Grenier, K.; Mata-Contreras, J.; Dubuc, D.; Martin, F. Microwave Microfluidic Sensor Based on a Microstrip Splitter/Combiner Configuration and Split Ring Resonators (SRRs) for Dielectric Characterization of Liquids. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 6589–6598. [[CrossRef](#)]
44. Chretiennot, T.; Dubuc, D.; Grenier, K. A Microwave and Microfluidic Planar Resonator for Efficient and Accurate Complex Permittivity Characterization of Aqueous Solutions. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2013**, *61*, 972–978. [[CrossRef](#)]
45. Velez, P.; Grenier, K.; Mata-Contreras, J.; Dubuc, D.; Martin, F. Highly-Sensitive Microwave Sensors Based on Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs) for Dielectric Characterization and Solute Concentration Measurement in Liquids. *IEEE Access* **2018**, *6*, 48324–48338. [[CrossRef](#)]
46. Velez, P.; Munoz-Enano, J.; Grenier, K.; Mata-Contreras, J.; Dubuc, D.; Martin, F. Split Ring Resonator-Based Microwave Fluidic Sensors for Electrolyte Concentration Measurements. *IEEE Sens. J.* **2019**, *19*, 2562–2569. [[CrossRef](#)]
47. Boratay, K. Miniaturized negative permeability materials. *Appl. Phys. Lett.* **2007**, *137*–139. [[CrossRef](#)]
48. Zahertar, S.; Yalcinkaya, A.D.; Torun, H. Rectangular split-ring resonators with single-split and two-splits under different excitations at microwave frequencies. *AIP Adv.* **2015**, *5*, 117220. [[CrossRef](#)]
49. Baena, J.D.; Bonache, J.; Martin, F.; Sillero, R.M.; Falcone, F.; Lopetegi, T.; Laso, M.A.G.; Garcia-Garcia, J.; Gil, I.; Portillo, M.F.; et al. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2005**, *53*, 1451–1461. [[CrossRef](#)]
50. Alahnomi, R.A.; Zakaria, Z.; Ruslan, E.; Ab Rashid, S.R.; Mohd Bahar, A.A. High-Q Sensor Based on Symmetrical Split Ring Resonator With Spurlines for Solids Material Detection. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 2766–2775. [[CrossRef](#)]
51. Alahnomi, R.A.; Zakaria, Z.; Ruslan, E.; Bahar, A.A.M. A Novel Symmetrical Split Ring Resonator Based on Microstrip for Microwave Sensors. *Meas. Sci. Rev.* **2016**, *16*, 21–27. [[CrossRef](#)]
52. Kumari, R.; Patel, P.N.; Yadav, R. An ENG Resonator-Based Microwave Sensor for the Characterization of Aqueous Glucose. *J. Phys. D: Appl. Phys.* **2018**, *51*, 075601. [[CrossRef](#)]



## Performance analysis of a sensor based on monopoles-coupled split-ring resonator for dielectric permittivity characterization

G. Acevedo-Osorio <sup>1</sup>, Hernan Muñoz Ossa <sup>1</sup>, and Erick Reyes-Vera <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Department of Electronic and Telecommunications Engineering, Instituto Tecnológico Metropolitano, Medellín, Colombia.

**Abstract**— This work presents the performance analysis of a compact electrical permittivity sensor based on monopoles-coupled Split Ring Resonator to measure the dielectric properties changes in liquids. The sensor was designed and fabricated on standard FR4 substrate with a dielectric constant  $\epsilon_r=4.4$  with 1.56 mm of thickness and the optimized dimension of  $35 \times 50 \text{ mm}^2$ . Simulation results are made using finite element method. The sensor sensitivity is obtained based on the shift of its resonance frequency when the permittivity of the material surrounding the resonator is altered. A remarkable shift of resonance frequency is observed upon introduction of several samples with different permittivity values in a range of 16 to 30, with a sensitivity of  $-81.9 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ . Finally, some experimental measurements with samples of acetone and ethanol were performed to validate the operation of the proposed sensor.

### I. INTRODUCTION

The ability to non-destructively real monitoring and quantification of dielectric properties of materials with high sensitivity, accuracy and precision is required in many applications. Its importance is due to this property is directly related with other material properties such as chemical composition, lattice shape, density, electric susceptibility, molecular polarizability, frequency response, concentration of chemical compounds, etc. [1], [2].

In the past, several works have proposed and demonstrated different mechanism to measure the dielectric permittivity properties of different materials. The main techniques include the free space technique, the use of resonators, parallel plate capacitors, transmission lines and microwave sensors [3]–[5]. However, the microwave resonant structures-based sensors to characterize dielectric permittivity offer higher accuracy, sensibility and low cost [5]–[7]. A variation of this device with metamaterial structures and split resonators (SRR) showing their versatility [1], [5]. The metamaterial structures can offer non-typical electromagnetic responses, such as simultaneous negative permittivity and permeability in a narrow frequency range [8]. Experimental demonstrations have caused a strong impact on wireless communications and sensing applications, due these structures allow to improve electrical parameters such as the return loss, the gain, the wideband, the sensitivity and among other parameters [1], [5], [9], [10].

In this work, a performance analysis of a sensor based on monopoles-coupled split Ring Resonator to measure the dielectric permittivity  $\epsilon_r$  of liquid substances is presented. The sensor is designed to monitor the changes in relative dielectric permittivity in a wide range from 16 to 33 with a sensitivity of  $-81.9 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ , which is very high compared with the results

reported in the literature [2], [5]. To design the structure the finite element method (FEM) is used to optimize the sensibility. Finally, the sensor is built using a CNC machine and its performance is experimentally validated.

### II. SENSOR DESIGN

In this work, a rectangular split ring resonator (SRR) with dimensions  $W_R=10.5 \text{ mm}$ ,  $H_R=16 \text{ mm}$  and  $G=1.5 \text{ mm}$  is placed in the top layer between two monopole antennas whose height ( $H_M$ ) is 28 mm and the width ( $W_M$ ) is 1.5 mm. In addition, another pair of monopoles are placed among them at a distance of  $\Delta=1.25 \text{ mm}$  of the resonator, as you can see in Fig. 1. This other monopoles have a height ( $H_L$ ) equal to 16 mm and a width ( $W_L$ ) equal to 1 mm. Its bottom side is made up of a continuous layer of copper (ground). The total dimensions of the sensor are  $35 \times 50 \text{ mm}^2$  and it is fabricated on standard FR4 dielectric material with a relative permittivity of  $\epsilon_r=4.4$ , a thickness of 1.56 mm and a copper layer of 35  $\mu\text{m}$ .

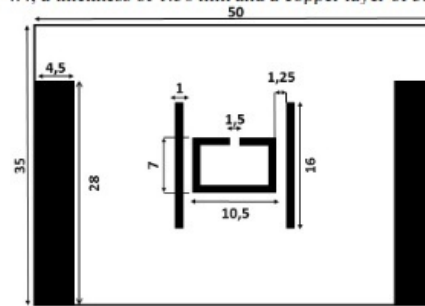


Fig. 1. Schematic of proposed sensor. All measures shown in mm.

### III. RESULTS AND DISCUSSION

The analysis of the designed sensor when it is immersed in liquids with different dielectric permittivity is performed by mean of full wave EM simulations on CST STUDIO. Fig. 2 shows the analysis of the  $S_{21}$  parameter when the dielectric permittivity of the surrounding media was varied from 16 to 30. This range was studied because the most liquids have their permittivity in this range. In addition the Fig. 2 shows the resonance frequency of the proposed sensor is displaced to lower values when the dielectric permittivity is increased as is predicted by the model proposed in [11].

To estimate the sensitivity of the device, we chose the resonant frequency at  $\approx 5.64 \text{ GHz}$  as the spectral indicator for detecting the change in the permittivity of the liquid. The magnitudes of the frequency shift versus permittivity are presented in Fig. 3. As we can see, the frequency shift shows good linearity in the permittivity range. The permittivity



sensitivity of the sensor was estimated to be  $-81.9 \text{ MHz}/\Delta\epsilon$ . The sensitivity of the proposed sensor is about 79 times larger than the sensitivity of a sensor based on a substrate-integrated-waveguide (SIW) resonant cavity [6], and about 72 times larger than the permittivity sensitivity of a sensor composed by an SIW Epsilon- Near-Zero (ENZ) tunnel sensor [6].

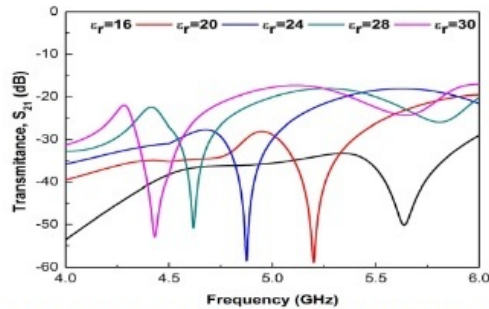


Fig. 2. Simulation results of the transmission response ( $S_{21}$ ) when the relative dielectric permittivity is changed from 16 to 30.

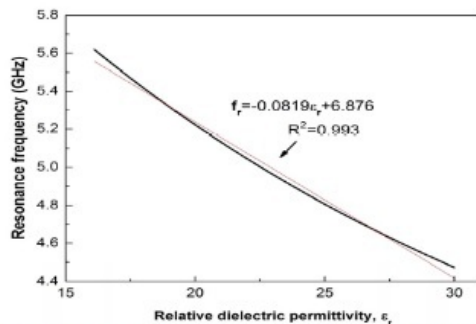


Fig. 3. Resonance frequency in function of the dielectric permittivity of different liquids.

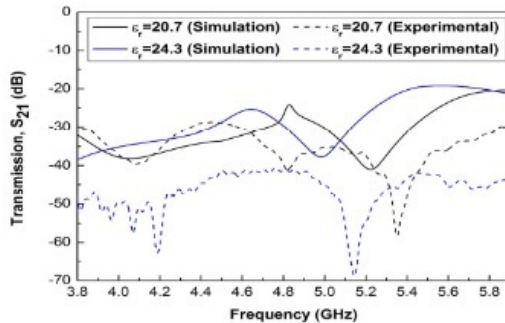


Fig. 4. Comparison of the theoretical results and the experimental measures for two different dielectric permittivities. The black lines correspond to Acetone ( $\epsilon=20.7$ ), and the blue lines to Ethanol ( $\epsilon=24.3$ ).

Finally, the device is used to perform an experimental validation of its efficiency. The fabrication is done with a CNC

milling machine and measurements are performed with a VNA Rhode & Schwartz FSH8 from 3.8 GHz to 5.9 GHz. Fig. 4 shows the results when the device is employed for the measurement of the dielectric permittivity  $\epsilon_r$  of Acetone and Ethanol at room temperature. In Fig. 4 shown slight differences between the simulated and experimental resonance frequencies, less than 250 MHz in both cases, are observed due to fabrication tolerances. Taking into account the obtained results, it is clear that the device presents a great performance when it is used to determine changes in the dielectric permittivity and its performance is as predicted in the simulations.

In conclusion, a material permittivity sensor device based monopoles-coupled split-ring resonator is proposed and demonstrated both theoretical and experimentally. The theoretical and experimental results show that it is possible to obtain an excellent sensor device based on this new structure because it is observed a good agreement between simulated and experimental results. Changes in the resonance frequency of the resonator are caused by the variation of the effective dielectric permittivity of the whole structure, which is used to detect changes in the concentration of liquid substances in a wide range. Finally, the proposed device presents a compact size, high sensitivity and easy fabrication process. Then, our sensor is an attractive candidate for the detection of changes of chemical, biological and medical substances.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors thanks the Instituto Tecnológico Metropolitano for funding this work through project P15106.

#### REFERENCES

- [1] M. A. H. Ansari, A. K. Jha, and M. J. Akhtar, "Design and Application of the CSRR-Based Planar Sensor for Noninvasive Measurement of Complex Permittivity," *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 12, pp. 7181–7189, Dec. 2015.
- [2] K. Saeed, R. D. Pollard, and I. C. Hunter, "Substrate Integrated Waveguide Cavity Resonators for Complex Permittivity Characterization of Materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2340–2347, Oct. 2008.
- [3] X. Chavanne and F. Jean-Pierre, "Presentation of a complex permittivity-meter with applications for sensing the moisture and salinity of a porous media," *Sensors (Switzerland)*, vol. 14, no. 9, pp. 15815–15835, 2014.
- [4] K. Saeed, M. F. Shafique, M. B. Byrne, and I. C. Hunter, *Applied Measurement Systems*. InTech, 2012.
- [5] I. Rusni, A. Ismail, A. Alhawari, M. Hamidon, and N. Yusof, "An Aligned-Gap and Centered-Gap Rectangular Multiple Split Ring Resonator for Dielectric Sensing Applications," *Sensors*, vol. 14, no. 7, pp. 13134–13148, Jul. 2014.
- [6] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, and J. L. Olvera-Cervantes, "Planar sensors for RFID wireless complex-dielectric-permittivity sensing of liquids," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 2–4, 2013.
- [7] M. Domínguez, D. Cataño, and E. Reyes, "Design a sensor of relative dielectric permittivity of a medium using an antenna microstrip with metamaterial structures," *Actas Ing.*, vol. 1, no. 1, pp. 110–114, 2015.
- [8] L. M. Castellanos, F. Lopez, and E. Reyes-Vera, "Metamateriales: principales características y aplicaciones," *Rev. la Acad. Colomb. Ciencias Exactas, Físicas y Nat.*, vol. 40, no. 156, p. 395, Oct. 2016.
- [9] D. Catano-Ochoa, D. E. Senior, F. Lopez, and E. Reyes-Vera, "Performance analysis of a microstrip patch antenna loaded with an array of metamaterial resonators," in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURS)*, 2016, pp. 281–282.
- [10] T. Chen, S. Li, and H. Sun, "Metamaterials application in sensing," *Sensors*, vol. 12, no. 3, pp. 2742–2765, 2012.
- [11] O. Sydoruk, E. Tatartschuk, E. Shamonina, and L. Solymar, "Analytical formulation for the resonant frequency of split rings," *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 1, pp. 1–5, 2009.

## Performance Analysis of Monopole Excited Split Ring Resonator for Permittivity Characterization

G. Acevedo-Osorio, J. Arango-Toro and Erick Reyes-Vera

Department of electronic and telecommunications,  
Instituto Tecnológico Metropolitano  
Medellin, Colombia  
[erickreyes@itm.edu.co](mailto:erickreyes@itm.edu.co)

David E. Senior

Department of Electrical and Electronic engineering,  
Universidad Tecnológica de Bolívar  
Cartagena, Colombia  
[desenior@unitecnologica.edu.co](mailto:desenior@unitecnologica.edu.co)

**Abstract**—This work presents the design and performance analysis of a compact planar Split Ring Resonator (SRR) for application as a microwave sensor for permittivity ( $\epsilon$ ) characterization of materials. The sensor operates at a resonance frequency around 6 GHz. The proposed device consists of an SRR between two monopole antennas used for excitation. The sensor is designed and fabricated on standard FR4 substrate having dielectric constant of 4.4 and a thickness of 1.6 mm. The optimized dimension of the proposed sensor is  $32 \times 40$  mm<sup>2</sup>. Simulation results show a performance analysis of the structure based on a parametric variation of geometrical and material properties. The sensitivity of the sensor, measured in GHz/ $\Delta\epsilon$ , is obtained based on the change of its resonance frequency with the permittivity of the material surrounding the resonator. A remarkable shift of resonance frequency is observed upon introduction of several samples with different permittivity values in a range of 16 to 40, with an average sensitivity of 110 MHz/ $\Delta\epsilon$ . Experimental results are also presented for the measurement of the permittivity of Acetone and Ethanol.

**Keywords**— sensor; metamaterial; split ring resonator; dielectric sensing.

### I. INTRODUCTION

The ability to non-destructively real monitoring and quantification of dielectric permittivity of materials with high sensitivity, accuracy and precision is required in many areas of science and engineering. Its importance is related to other material characteristics and may be used to determine changes in density, concentration, composition, temperature, stress-strain tensor, among others [1]–[3]. The correct measurement of the complex permittivity of materials is widely used in different research areas such as medicine, biological sciences, food industry, telecommunications, microwave engineering, civil engineering and others. For example, food industry requires a simple, economic and rapid measurement system in order to control fermentation and for monitoring the quality of different processes [4]–[6]. In this case, it is very important to measure with great accuracy the dielectric permittivity of glucose in aqueous solutions. Also, in agricultural industry is necessary its measurement in order to check the humidity level of the soil, which has an important impact on food crops [7].

Several experimental methods have been employed to carry out the measurement of the dielectric permittivity properties of liquid, solid and gaseous materials. The principal techniques include the free space technique, the use of resonators, parallel

plate capacitors, transmission lines, optical techniques and microwave sensors [2], [7]–[13]. However the most used method for permittivity characterization of dielectric materials is based on resonant structures, principally because this method offers high accuracy, high sensitivity, low cost, high quality factor and enables the design of sensors with small dimensions [8], [12], [14].

In addition, some authors have reported good results of sensors based on metamaterial structures and split ring resonators (SRR) combined with microwave techniques. The use of metamaterial particles is attractive due to the extraordinary electromagnetic properties they can offer, such as simultaneous negative permittivity and permeability in a narrow frequency range [15]. Others novel applications based on metamaterials have been proposed recently, such as energy harvesting applications, superlens, filters, high gain or miniaturized antennas, cloaks and sensors [16]–[22]. In [12] the authors present the design and development of a planar aligned gap and centered gap rectangular multiple split ring resonator to measure dielectric permittivity from 1 to 10 with a maximum sensitivity of 0.032/ $\Delta\epsilon$ . Other alternative has been explored in [8] with the use of wireless sensing system based on the implementation of two types of substrate-integrated-waveguide (SIW) for dielectric permittivity measurement in liquids, which operates up to 4 GHz and reported a sensitivity of 1.26 MHz/ $\Delta\epsilon$ . The metamaterial resonators have also been used in biosensing applications, where single rectangular or circular resonators in combination with transmission lines [23], [24] or an array of resonator [25] are used for DNA sensing or label-free stress biomarkers. On the same line of work, in [26] is introduced an antenna coupled split ring resonator based microwave sensor which consists of a circular SRR between two monopole antennas and has a reported sensitivity of 3.7 MHz/( $\mu\text{g/ml}$ ) when monitoring changes in concentration of heparin.

In this work, a performance analysis of an SRR based microwave sensor to measure the dielectric permittivity of liquid substances is presented. The sensor is designed to monitor the changes in relative dielectric permittivity in a wide range from 16 to 40 with a sensitivity of 110 MHz/ $\Delta\epsilon$ , which is very high compared with the results reported in the literature. To analyze the behavior of this metamaterial structure, the finite element method (FEM) is used, which allows to perform a complete characterization and find the optimal geometrical parameters for the design of the device. The optimized structure is reported to



have a compact size, which is very important when analyzing expensive samples. Finally, the device is manufactured and its performance is corroborated when is implemented in the detection of changes in dielectric permittivity.

## II. RESONATOR FOR MATERIAL CHARACTERIZATION

### A. Theoretical Model

It is possible to define resonant structures, such as the SRR, as an equivalent LC circuit [27]. The circuit has a resonance frequency  $f_m$  when a magnetic field is applied perpendicular to its surface. This induces electric currents circulating around the SRR. Then, it is possible to model the structure using lumped elements to predict the resonance frequency as shown in

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{eff}L_{eff}}}, \quad C_{eff} = C_g + C_s, \quad (1)$$

where  $C_{eff}$  is the effective capacitance and  $L_{eff}$  is the effective inductance, both directly dependent of the geometrical structure of the SRR. However, it is important to keep in mind that the effective capacitance can be decomposed into two capacitance terms parallel to each other. The first term is the Gap capacitance  $C_g$ , which is associated with the slit in the ring resonator and can be expressed as

$$C_g = \epsilon_{eff} * \left[ \frac{T_C + R_S}{G} \right] + \epsilon_{eff} * (T_C + G + R_S), \quad (2)$$

where  $\epsilon_{eff}$  is the effective dielectric permittivity,  $T_C$  is the height,  $R_S$  is the width and  $G$  is the slit gap of the metallic split ring resonator. The second term is the surface capacitance  $C_s$  and it is due to the surface charges of a split ring resonator with a radius of  $R_W$  as shown in [28]:

$$C_s = 2\epsilon_{eff} * \frac{(T_C + R_S)}{\pi} \ln \frac{2R_W}{G}. \quad (3)$$

As it can be observed from the previous expressions, the capacitance of the system depends on the effective permittivity  $\epsilon_{eff}$  of the media surrounding the metallic ring resonator. The effective permittivity for the device is determined by the substrate, a protective parylene layer on top of the rings, and additional liquid substances with relative permittivity from 16 to 40 such as ethanol, methanol or propyl alcohol. A change in the relative permittivity results in a change in resonant frequency of the overall structure.

### B. Sensor Design

In this work, a rectangular split ring resonator (SRR) is placed between a group of monopole antennas on the same plane, as show in the Figure 1(a). The SRR structure is used as a transducer for the detection of dielectric permittivity changes in the surrounding medium, as shown in Figure 1(b). Standard FR4 dielectric material with a relative permittivity of  $\epsilon_r = 4.4$ , a thickness of 1.6 mm and a Copper layer of 35  $\mu\text{m}$  is used for the implementation. The others dimensions are summarized in Table 1. In addition, the permittivity of the surrounding medium of this device has been varied from 16 to 40 to emulate changes in the dielectric properties and to evaluate the performance of the device as a sensor.

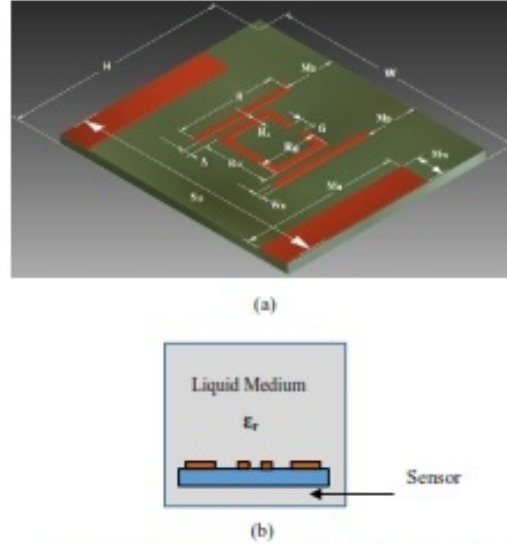


Figure 1. Proposed sensor. (a) Schematic of split ring resonator based sensor, (b) cross section view of application setup.

Table 1. Summarized dimensions of sensor device.

Parameters	Dimensions (mm)
Substrate width (W)	40.0
Substrate height (H)	35.0
Substrate thickness (T)	1.6
Monopole width (M <sub>a</sub> )	1.5
Monopole height (M <sub>H</sub> )	28.0
Rectangle height (R)	16.0
Resonator width (R <sub>W</sub> )	10.5
Rectangle width (W <sub>a</sub> )	1.0
Resonator height (R <sub>H</sub> )	7.0
Resonator separation (R <sub>s</sub> )	1.0
Thickness of Copper layer (T <sub>C</sub> )	0,035
Gap (G)	1.5
Monopoles separation (S <sub>M</sub> )	24.5
Separation between resonator and monopole (Δ)	1.25
Monopole distance (M <sub>D</sub> )	8

### III. RESULTS AND DISCUSSION

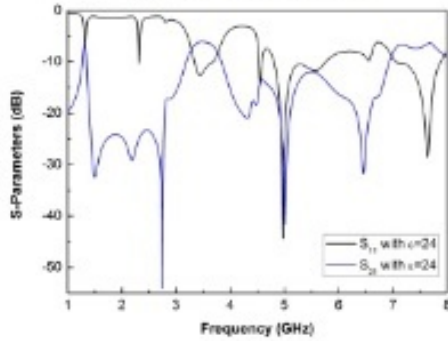


Figure 2. Simulated S parameter for initial configuration of proposed device

A single SRR based device for dielectric change sensing was simulated in HFSS v.14. The main objective of this work is the evaluation of the performance of the device as a sensor when a parametric analysis of its geometry and material properties is done. Figure 2 shows the simulated S-parameter of the initial structure of the device when the dielectric permittivity of the surrounding medium is 24, such as the permittivity of ethanol. The transmission coefficient experiences its minimum value (maximum reflection) in 2.743GHz (-54.09 dB) and around 5 GHz (-42 dB).

Figure 3 shows the shift in the resonance frequency when the dielectric permittivity is varied from 16 to 40. In this case, geometrical parameters of the device are adjusted to be  $S_M = 39.5$  mm and  $M_W = 4.5$  mm, and the others physical properties are listed in the Table 1. The shift in the resonance frequency is due to the change in the permittivity of the medium, which induces a change in the effective dielectric permittivity of the system such as mentioned in the equations (2) and (3). Then, from equation (1), when the dielectric permittivity of the medium is incremented, the resonance frequency decreases. The results show that the sensor behaves as predicted by the theoretical model previously explained.

Now, the performance of the device when the geometrical parameters are changed is evaluated. First, its behavior is analyzed when the dipole separation changes from 19.5 mm to 39.5 mm with steps of 5 mm and the dielectric permittivity of the surrounding medium is changed from 16 to 40, simultaneously. This analysis allows to obtain the sensitivity of the sensor for different dipole separations and dielectric medium characteristics. The results are illustrates in Figure 4, and Table 2 presents a summarized analysis of the sensitivity for all configurations. It is observed an important dependence of the sensitivity and the range of operation to the monopole separation, as shown in Table 2. The best result is obtained when  $S_M$  is equal to 29.5 mm with an achieved sensitivity of 0.0970 GHz/ $\Delta\epsilon$  and a range of permittivity change from 16 to 30. This configuration can be used for the measurement of the changes in the dielectric properties of many liquid substances such as alcohols.

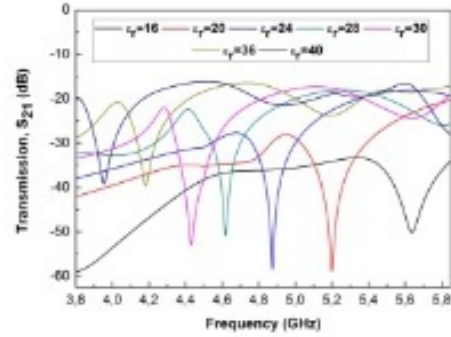


Figure 3. Simulation results of the transmission response ( $S_{21}$ ) when the dielectric permittivity is changed from 16 to 40.

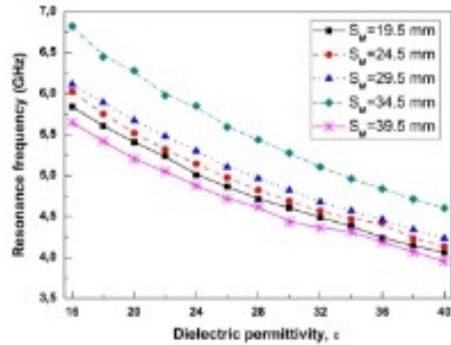


Figure 4. Resonance frequency versus dielectric permittivity for different monopole separations ( $S_M$ ).

Table 2. Sensitivity analysis when the monopole separation ( $S_M$ ) is evaluate.

$S_M$ (mm)	Range of dielectric permittivity	Sensitivity (GHz/ $\Delta\epsilon$ )
19.5	16-28	0,0940
24.5	22-30	0,0800
29.5	16-30	0,0970
34.5	16-40	0,0896
39.5	16-28	0,0860

The next step is to evaluate the performance of the device when the width of the monopole changes, because this parameter allows to change the operation range and to obtain a best tuning of the resonance frequency of the split ring resonator. In this case, a variation of the monopole width from 0.5 mm to 4.5 mm



with steps of 0.5 mm is realized and the results are summarized in the Figure 5. It is observed how the resonance frequency decreases when the dielectric permittivity is increased in all cases. However, such as previously analyzed in Table 3, all configurations have different sensitivities and operation range, where the most interesting result is when  $M_W$  is equal to 4.5 mm because it offers a good balance between operation range and sensitivity. In addition, it is clear that the largest sensitivity is obtained when  $M_W$  is equal to 0.5 mm but it is only interesting when working with a substance whose permittivity is in the range from 16 to 28 such as applications measuring the ethanol concentration.

Results show that the designed sensor presents an excellent sensitivity to the changes in the dielectric permittivity of a liquid medium. Through the parametric analysis, based on 3D electromagnetic simulations in HFSS, the sensor is optimized to achieve a higher sensitivity when compare with previous reported devices for the detection of changes in the relative permittivity of liquid substances in the range of 22 to 40. It is also observed that the best sensitivity value for the detection of concentration of ethylic alcohol is achieved when the monopole separation and monopole width are equal to 29.5 mm and 4.5 mm, respectively.

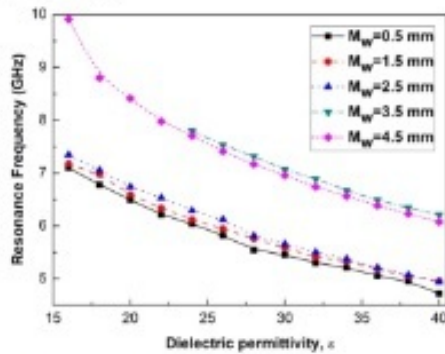


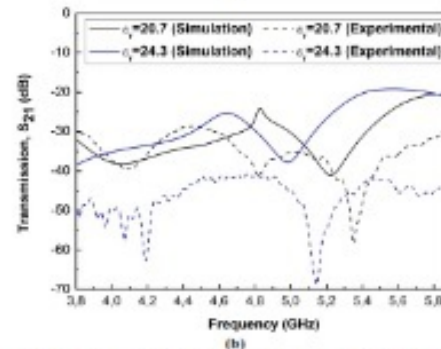
Figure 5. Resonance frequency versus dielectric permittivity ( $M_W$ ).

Table 3. Sensitivity analysis when the Monopole width ( $M_W$ ) is evaluated.

$M_W$ (mm)	Range of dielectric permittivity	Sensitivity (GHz/ $\Delta\epsilon$ )
0.5	16-28	0,1256
1.5	18-32	0,1066
2.5	28-40	0,0988
3.5	30-40	0,0998
4.5	22-40	0,1047



(a)



(b)

Figure 6. (a) Picture of the implemented device based on the optimal parameters. (b) Comparison of the theoretical results and the experimental measures for two different dielectric permittivities. The black lines correspond to Acetone ( $\epsilon_r=20.7$ ), and the blue lines to Ethanol ( $\epsilon_r=24.3$ ).

Finally, the device is implemented based on the obtained optimal parameters to perform an experimental validation of its performance. Figure 6(a) shows the implemented sensor. The fabrication is done with a CNC milling machine and measurements are performed with a vector network analyzer (VNA) Rhode & Schwartz FSH8 from 3.8 GHz to 5.9 GHz. Figure 6(b) shows the results when the device is employed for the measurement of the dielectric permittivity of Acetone and Ethanol. These substances are employed because they have a dielectric permittivity within the range of operation of the optimized sensor. It is observed a good agreement between simulated and experimental results. Slight differences in the simulated and experimental resonance frequencies, less than 0.25 GHz in all cases, are observed due to fabrication tolerances. Taking into account the obtained results, it is clear that the device presents a great performance when it is used to determine changes in the dielectric permittivity and its performance is as predicted in the simulations.

#### IV. CONCLUSION

A material permittivity sensor device based in a monopole excited split ring resonator is presented in this work. Its electrical performance is analyzed when the physical parameters of the device and the properties of the surrounding medium are modified. Results show that it is possible to optimize the sensitivity of the sensor by modifying its geometrical parameters, which control the interaction of the near field with the dielectric material surrounding it. Changes in the resonance frequency of the resonator are caused by the variation of the effective dielectric permittivity of the whole structure, which is used to detect changes in the concentration of liquid substances. In addition, the optimized structure is analyzed by means of electromagnetic simulations, showing the highest reported sensitivity in a range of dielectric permittivity from 16 to 40. Finally, the proposed device presents a compact size, a simple structure and easy fabrication process, which makes it an attractive candidate for the detection of changes in the dielectric properties of chemical, biological and medical substances whose dielectric permittivity are in the range of operation. Measurement results will be further presented for monitoring concentration changes of different biological, chemical or medical substances such as glucose, heparin, alcohols and others.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors thank the Instituto Tecnológico Metropolitano for funding this work through project P15106. David E. Senior was supported by Universidad Tecnológica de Bolívar, in Cartagena, Colombia. G. Acevedo Osorio and J. Arango Toro thanks to SAPIENCIA for funding the master's studies.

#### REFERENCES

- [1] E. Nyfors, "Industrial Microwave Sensors—A Review," *Subsurf. Sens. Technol. Appl.*, vol. 1, no. 1, pp. 23–43, 2000.
- [2] K. I. Murata, A. Hanawa, and R. Nozaki, "Broadband complex permittivity measurement techniques of materials with thin configuration at microwave frequencies," *J. Appl. Phys.*, vol. 98, no. 8, 2005.
- [3] K. Saeed, R. D. Pollard, and I. C. Hunter, "Substrate integrated waveguide cavity resonators for complex permittivity characterization of materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2340–2347, 2008.
- [4] S. Junior, L. Paítez, J. Galvão, D. Roque, and E. Chaves, "Sensor and Methodology for Dielectric Analysis of Vegetable Oils Submitted to Thermal Stress," *Sensors*, vol. 15, no. 10, pp. 26457–26477, Oct. 2015.
- [5] H. S. Son, Y. S. Hong, W. M. Park, M. a. Yu, and C. H. Lee, "A novel approach for estimating sugar and alcohol concentrations in wines using refractometer and hydrometer," *J. Food Sci.*, vol. 74, no. 2, pp. 106–111, 2009.
- [6] N. S. Oliver, C. Tsoumazou, a. E. G. Cass, and D. G. Johnston, "Glucose sensors: A review of current and emerging technology," *Diabet. Med.*, vol. 26, no. 3, pp. 197–210, 2009.
- [7] M. Stachler, F. Koeniger, and R. Schuhmann, "New Dielectric Sensors and Sensing Techniques for Soil and Snow Moisture Measurements," *Sensors*, vol. 9, no. 4, pp. 2951–2967, 2009.
- [8] H. Lobato-morales, A. Corona-chávez, S. Member, J. L. Olvera-cervantes, R. A. Chávez-pérez, and J. L. Medina-montroy, "Wireless Sensing of Complex Dielectric Permittivity of Liquids Based on the RFID," vol. 62, no. 9, pp. 1–8, 2014.
- [9] X. Charanne and J.-P. Frangi, "Presentation of a Complex Permittivity-Meter with Applications for Sensing the Moisture and Salinity of a Porous Media," *Sensors*, vol. 14, no. 9, pp. 15815–15835, 2014.
- [10] K. Saeed, M. F. Shafique, M. B. Byers, and I. C. Hunter, "Planar microwave sensors for complex permittivity characterization of materials and their applications," *Appl. Meas. Syst.*, pp. 319–350, 2002.
- [11] P. Torres, E. Reyes-Vera, A. Díez, and M. V. Andrés, "Two-core transversally chirped microstructured optical fiber refractive index sensor," *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 6, pp. 1593–6, Mar. 2014.
- [12] I. M. al Khatib, A. Ismail, A. R. cila H. Alhawari, M. N. izar Hamidon, and N. A. zah Yusof, "An Aligned-Gap and Centered-Gap Rectangular Multiple Split Ring Resonator for dielectric sensing applications," *Sensors (Basel)*, vol. 14, no. 7, pp. 13134–13148, 2014.
- [13] G. R. C. Possetti, M. Müller, and J. L. Fabris, "Refractometric optical fiber sensor for measurement of ethanol concentration in ethanol-gasoline blend," *SBMQ/IEEE MIT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. Proc.*, pp. 616–620, 2009.
- [14] J. Naqvi, M. Darin-Sindreu, and F. Martín, "Novel sensors based on the symmetry properties of split ring resonators (SRRs)," *Sensors*, vol. 11, no. 8, pp. 7545–7553, Jan. 2011.
- [15] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [16] T. Almoncef and O. M. Ramahi, "Split-ring resonator arrays for electromagnetic energy harvesting," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 62, no. January, pp. 167–180, 2015.
- [17] G. Lipworth, J. Easwarth, K. Seetharam, D. Huang, J. S. Lee, P. Schmalenberg, T. Nomsura, M. S. Reynolds, D. R. Smith, and Y. Urzhumov, "Magnetic metamaterial superlens for increased range wireless power transfer," *Sci. Rep.*, vol. 4, p. 3642, Jan. 2014.
- [18] H. a. Majid, M. K. a. Rahim, and T. Masri, "Microstrip antenna's gain enhancement using left-handed metamaterial structure," *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 8, pp. 235–247, 2009.
- [19] R. O. Ouedraogo and E. J. Rothwell, "Metamaterial inspired patch antenna miniaturization technique," in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, pp. 1–4.
- [20] S. Chaimool, K. L. Chung, and P. Akkarachathin, "Simultaneous gain and bandwidth enhancement of a single-feed circularly polarized microstrip patch antenna using a metamaterial reflective surface," *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 22, pp. 23–37, 2010.
- [21] C. Kim, X. Cheng, D. E. Senior, and Y.-K. Yoon, "Compact frequency and bandwidth tunable stopband filters using split ring resonators and varactors coupled transmission line," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 66, no. 11, pp. 865–870, Nov. 2012.
- [22] D. E. Senior, X. Cheng, P. Jao, C. Kim, J. K. Kim and Y. Yoon, "Wireless passive sensing application using a cavity loaded evanescent mode half mode substrate integrated waveguide resonator," *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS). 2011 16th International*, Beijing, 2011, pp. 2014–2017.
- [23] H. J. Lee, J. H. Lee, S. Choi, I. S. Jang, J. S. Choi, and H. B. Jung, "Asymmetric split-ring resonator-based biosensor for detection of label-free stress biomarkers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 103, no. 5, 2013.

- [24] H. J. Lee, H. S. Lee, K. H. Yoo, and J. G. Yook, "DNA sensing using split-ring resonator alone at microwave regime," *J. Appl. Phys.*, vol. 108, no. 1, 2010.
- [25] H. J. Lee and J. G. Yook, "Biosensing using split-ring resonators at microwave regime," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, no. 25, pp. 2011–2014, 2008.
- [26] H. Torun, F. Cagri Top, G. Dunder, and A. D. Yalcinkaya, "An antenna-coupled split-ring resonator for biosensing," *J. Appl. Phys.*, vol. 116, no. 12, 2014.
- [27] J. D. Bacia, J. Bonache, F. M. 'N, R. M. 'S, F. Falcone, T. Lopetegi, M. a G. Laso, J. G. 'a, I. Gil, M. Flores, and M. Sorolla, "Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Trans Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461, 2005.
- [28] O. Sydoruk, E. Tatartschuk, E. Shamonina, and L. Solymar, "Analytical formulation for the resonant frequency of split rings," *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 1, pp. 1–5, 2009.

# Bibliografía

- [1] A. Daliri, A. Galehdar, W. S. T. Rowe, S. John, C. H. Wang, and K. Ghorbani, “Quality factor effect on the wireless range of microstrip patch antenna strain sensors.” *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 14, no. 1, pp. 595–605, 2014. [Online]. Available: <http://www.pubmedcentral.nih.gov/articlerender.fcgi?artid=3926577&tool=pmcentrez&rendertype=abstract>
- [2] N. D. Gómez-Cardona, E. Reyes-Vera, and P. I. Torres, “Multi-Plasmon Resonances in Microstructured Optical Fibers: Extending the Detection Range of SPR Sensors and a Multi-Analyte Sensing Technique,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 18, pp. 7492–7498, 2018.
- [3] E. Reyes-Vera, G. Acevedo-Osorio, M. Arias-Correa, and D. E. Senior, “A Submersible Printed Sensor Based on a Monopole-Coupled Split Ring Resonator for Permittivity Characterization,” *Sensors*, vol. 19, no. 8, p. 1936, apr 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/8/1936>
- [4] C. Jimenez-Durango, E. Reyes-Vera, J. Usuga-Restrepo, J. Montoya-Cardona, J. F. Restrepo, N. Gomez-Cardona, B. Huertas-Herrera, and M. Varon, “A Novel Interferometric Sensor Based on a Dual- Core Transversally Chirped Microstructured Optical Fiber for Measuring Glucose Concentration,” *Proceedings of the 2018 20th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2018*, pp. 531–534, 2018.
- [5] H. Huang, “Flexible wireless antenna sensor: A review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 10, pp. 3865–3872, 2013.
- [6] J. W. Sanders, J. Yao, and H. Huang, “Microstrip Patch Antenna Temperature Sensor,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 9, pp. 5312–5319, 2015.
- [7] E. Reyes-Vera, C. M. B. Cordeiro, and P. Torres, “Highly sensitive temperature sensor using a Sagnac loop interferometer based on a side-hole photonic crystal fiber filled with metal,” *Applied Optics*, vol. 56, no. 2, p. 156, 2017.
- [8] T. Chen, S. Li, and H. Sun, “Metamaterials application in sensing,” pp. 2742–2765, 2012.

- [9] J. Botero Valencia, L. Castaño Londoño, and D. Marquez Viloría, “Trends in the Internet of Things,” *TecnoLógicas*, vol. 22, no. 44, pp. I–II, jan 2019. [Online]. Available: <https://revistas.itm.edu.co/index.php/tecnologicas/article/view/1241>
- [10] M. Maksimovic, “The roles of Nanotechnology and Internet of Nano things in healthcare transformation Los roles de la Nanotecnología e Internet de,” *TecnoLógicas*, vol. 20, no. 40, pp. 139–153, 2017.
- [11] E. Reyes-Vera, D. E. Senior, J. M. Luna-Rivera, and F. E. López-Giraldo, “Advances in electromagnetic applications and communications,” *TecnoLógicas*, vol. 21, no. 43, pp. 9–13, 2018.
- [12] E. Nyfors, “Industrial Microwave Sensors-A Review,” vol. 1, no. 1, pp. 23–43, 2000.
- [13] M. Stacheder, F. Koeniger, and R. Schuhmann, “New Dielectric Sensors and Sensing Techniques for Soil and Snow Moisture Measurements,” *Sensors*, vol. 9, no. 4, pp. 2951–2967, 2009.
- [14] H. S. Son, Y. S. Hong, W. M. Park, M. a. Yu, and C. H. Lee, “A novel approach for estimating sugar and alcohol concentrations in wines using refractometer and hydrometer,” *Journal of Food Science*, vol. 74, no. 2, pp. 106–111, 2009.
- [15] N. S. Oliver, C. Toumazou, a. E. G. Cass, and D. G. Johnston, “Glucose sensors: A review of current and emerging technology,” *Diabetic Medicine*, vol. 26, no. 3, pp. 197–210, 2009.
- [16] M. T. Jilnai, W. P. Wen, L. Y. Cheong, and M. Z. U. Rehman, “A microwave ring-resonator sensor for non-invasive assessment of meat aging,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 16, no. 1, pp. 1–13, 2016.
- [17] J. J. Gooding, W. Yang, and M. Situmorang, “Bioanalytical Experiments for the Undergraduate Laboratory: Monitoring Glucose in Sports Drinks,” *Journal of Chemical Education*, vol. 78, no. 6, p. 788, 2001. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1021/ed078p788>
- [18] H. Endo, Y. Yonemori, K. Hibi, H. Ren, T. Hayashi, W. Tsugawa, and K. Sode, “Wireless enzyme sensor system for real-time monitoring of blood glucose levels in fish,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1417–1423, 2009.
- [19] D. Li, D. Yang, J. Yang, Y. Lin, Y. Sun, H. Yu, and K. Xu, “Glucose affinity measurement by surface plasmon resonance with borate polymer binding,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 222, pp. 58–66, 2015. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0924424714004737>

- [20] I. Harman-Boehm, A. Gal, A. M. Raykhman, E. Naidis, and Y. Mayzel, “Noninvasive glucose monitoring: increasing accuracy by combination of multi-technology and multi-sensors.” *Journal of diabetes science and technology (Online)*, vol. 4, no. 3, pp. 583–595, 2010.
- [21] Wild, “Estimates for the year 2000 and projections for 2030,” *World Health*, vol. 27, no. 5, pp. 1047–1053, 2004.
- [22] A. Rydosz, “Sensors for enhanced detection of acetone as a potential tool for noninvasive diabetes monitoring,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, no. 7, pp. 1–14, 2018.
- [23] H. Yan, X. Liao, C. Chen, and C. Li, “High-Power Handling Analysis of a Capacitive MEMS Power Sensor at X-Band,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 13, pp. 5272–5277, 2018.
- [24] P. Torres, E. Reyes-Vera, A. Díez, and M. V. Andrés, “Two-core transversally chirped microstructured optical fiber refractive index sensor.” *Optics letters*, vol. 39, no. 6, pp. 1593–6, 2014.
- [25] G. Galindo-Romera, F. Javier Herraiz-Martínez, M. Gil, J. J. Martínez-Martínez, and D. Segovia-Vargas, “Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3587–3596, 2016.
- [26] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, D. V. B. Murthy, and J. L. Olvera-Cervantes, “Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 81, no. 6, p. 064704, 2010. [Online]. Available: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/81/6/10.1063/1.3442512>
- [27] C. Valencia-Balvín, S. Pérez-Walton, and J. Osorio-Guillén, “Un estudio teórico de la estructura electrónica y las propiedades dieléctricas de B-Nb<sub>2</sub>O<sub>5</sub>,” *TecnoLógicas*, no. 27, p. 103, 2017.
- [28] C. Valencia-Balvín, S. Pérez-Walton, and J. M. Osorio-Guillén, “First principles calculations of the electronic and dielectric properties of  $\lambda$ -Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>,” *TecnoLógicas*, vol. 21, no. 43, pp. 43–52, 2018.
- [29] T. Kobayashi and Y. Nikawa, “Dynamic measurement of temperature dependent permittivity of liquid material using microwaves,” *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1368–1371, 2010.
- [30] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, *Microwave Electronics*, 2004. [Online]. Available: <http://doi.wiley.com/10.1002/0470020466>



- [31] U. Kaatze, “Measuring the dielectric properties of materials. Ninety-year development from low-frequency techniques to broadband spectroscopy and high-frequency imaging,” *Measurement Science and Technology*, vol. 24, no. 1, 2013.
- [32] A. Azuan, M. Bahar, Z. Zakaria, A. A. Isa, E. Ruslan, and R. A. Alahnomi, “A Review of Characterization Techniques for Materials’ Properties Measurement Using Microwave Resonant Sensor,” *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 7, no. 2, pp. 1–6, 2015.
- [33] J.-Z. Bao, M. Swicord, and C. Davis, “Microwave dielectric characterization of binary mixtures of water, methanol, and ethanol,” *Journal of Chemical Physics*, vol. 104, no. 12, p. 4441, 1996.
- [34] R. J. Kieber, a. L. Guy, J. a. Roebuck, a. L. Carroll, R. N. Mead, S. B. Jones, F. F. Giubbina, M. L. a. M. Campos, J. D. Willey, and G. B. Avery, “Determination of ambient ethanol concentrations in aqueous environmental matrixes by two independent analyses,” *Analytical Chemistry*, vol. 85, no. 12, pp. 6095–6099, 2013.
- [35] N.-Y. Kim, K. K. Adhikari, R. Dhakal, Z. Chuluunbaatar, C. Wang, and E.-S. Kim, “Rapid, sensitive, and reusable detection of glucose by a robust radiofrequency integrated passive device biosensor chip.” *Scientific reports*, vol. 5, p. 7807, 2015. [Online]. Available: [http://www.nature.com/srep/2015/150115/srep07807/full/srep07807.html?WT.ec\\_id=SREP-631-20150120](http://www.nature.com/srep/2015/150115/srep07807/full/srep07807.html?WT.ec_id=SREP-631-20150120)
- [36] S. Gutierrez, T. Just, J. Sachs, C. Baer, and F. Vega, “Field-Deployable System for the Measurement of Complex Permittivity of Improvised Explosives and Lossy Dielectric Materials,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 16, pp. 6706–6714, 2018.
- [37] E. Hernandez, “Desarrollo de un sensor de permitividad dieléctrica de bajo costo a la frecuencia de 2.45 GHz,” Ph.D. dissertation, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, 2014.
- [38] Y. E. Gholb, Y. Liu, and P. O’Leary, “System for the dielectric evaluation of powders and liquids,” *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, no. EuCAP, pp. 1098–1102, 2014.
- [39] M. Beruete, R. Marques, J. Baena, and M. Sorolla, “Resonance and Cross-Polarization Effects in Conventional and Complementary Split Ring Resonators Periodic Screens,” in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3A, no. 3-4. IEEE, 2005, pp. 794–797.
- [40] V. Rawat, S. Dhobale, and S. N. Kale, “Ultra-fast selective sensing of ethanol and petrol using microwave-range metamaterial complementary split-ring resonators,” *Journal of Applied Physics*, vol. 116, no. 16, pp. 1–6, 2014.

- [41] H. J. Lee, J. H. Lee, H. S. Moon, I. S. Jang, J. S. Choi, J. G. Yook, and H. I. Jung, “A planar split-ring resonator-based microwave biosensor for label-free detection of biomolecules,” *Sensors and Actuators, B: Chemical*, vol. 169, pp. 26–31, 2012. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.snb.2012.01.044>
- [42] K. Saeed, M. F. Shafique, M. B. Byrne, and I. C. Hunter, “Planar microwave sensors for complex permittivity characterization of materials and their applications,” *Applied Measurement Systems*, pp. 319–350, 2002.
- [43] P. Bohleber, N. Wagner, and O. Eisen, “Permittivity of ice at radio frequencies: Part I. Coaxial transmission line cell,” *Cold Regions Science and Technology*, vol. 82, pp. 56–67, 2012. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.coldregions.2012.05.011>
- [44] T.-W. Kang, J.-H. Kim, J.-Y. Kwon, and N.-W. Kang, “Complex permittivity measurement of liquids using a 7-mm open-circuited coaxial line sample holder at mobile telecommunication frequencies,” in *2017 XXXII Ind General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*. IEEE, aug 2017, pp. 1–4.
- [45] K. Zhang, T. Wu, and J. H. Teng, “Testing dielectric properties of tissue-equivalent liquid using open-ended coaxial line technique based on the transverse electromagnetic model,” *Proceedings - 2014 7th International Conference on BioMedical Engineering and Informatics, BMEI 2014*, no. Bmei, pp. 498–503, 2014.
- [46] S. Junior, L. Paiter, J. Galvão, D. Roque, and E. Chaves, “Sensor and Methodology for Dielectric Analysis of Vegetal Oils Submitted to Thermal Stress,” *Sensors*, vol. 15, no. 10, pp. 26 457–26 477, 10 2015. [Online]. Available: <http://www.mdpi.com/1424-8220/15/10/26457/>
- [47] W. J. K. Raymond, C. K. Chakrabarty, G. C. Hock, and A. B. Ghani, “Complex permittivity measurement using capacitance method from 300 kHz to 50 MHz,” *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 46, no. 10, pp. 3796–3801, 2013.
- [48] C. Balanis, *Antenna Theory*, 2005.
- [49] Y. Wang and M. N. Afsar, “Measurement of Complex Permittivity of Liquids Using Waveguide Techniques,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 42, pp. 131–142, 2003.
- [50] E. Ozbay, K. Aydin, E. Cubukcu, and M. Bayindir, “Transmission and Reflection Properties of Composite Double Negative Metamaterials in Free Space,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10 I, pp. 2592–2595, 2003.



- [51] C. Hongsheng, Z. Jingjing, B. Yang, L. Yu, R. Lixin, and J. Qin, “Experimental retrieval of the effective parameters of metamaterials based on a waveguide method,” *Optics Express*, vol. 14, no. 26, p. 12948, dec 2006.
- [52] G. Kalender, M. Secmen, and Y. Zoral, “Effective permittivity and permeability of dielectric resonator arrays in rectangular waveguide for metamaterial applications,” *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, vol. 2015-October, pp. 661–662, 2015.
- [53] R. K. Challa, D. Kajfez, V. Demir, J. R. Gladden, and A. Z. Elsherbeni, “Characterization of Multiwalled Carbon Nanotube (MWCNT) composites in a waveguide of square cross section,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 161–163, 2008.
- [54] A. Mehdipour, I. D. Rosca, A. R. Sebak, C. W. Trueman, and S. V. Hoa, “Advanced carbon-fiber composite materials for RFID tag antenna applications,” *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 25, no. 3, pp. 218–229, 2010.
- [55] A. Mehdipour, I. Rosca, A.-R. Sebak, C. Trueman, and S. Hoa, “Advanced carbon fiber composite (CFC) materials for antenna applications,” *26th Annual Technical Conference of the American Society for Composites 2011 and the 2nd Joint US-Canada Conference on Composites*, vol. 1, 2011.
- [56] C.-m. Chang, M.-C. Lin, J.-c. Chiu, W.-S. Jou, and W.-h. Cheng, “High-Performance Electromagnetic Susceptibility of Plastic Transceiver Modules Using Carbon Nanotubes,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1091–1096, nov 2006.
- [57] K. Saeed, R. Pollard, and I. Hunter, “Substrate Integrated Waveguide Cavity Resonators for Complex Permittivity Characterization of Materials,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 10, pp. 2340–2347, 10 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4624566>
- [58] J. Naqui, J. Coromina, F. Martin, A. K. Horestani, and C. Fumeaux, “Comparative analysis of split ring resonators (SRR), electric-LC (ELC) resonators, and S-shaped split ring resonators (S-SRR): Potential application to rotation sensors,” in *Proceedings of 2014 Mediterranean Microwave Symposium (MMS2014)*. IEEE, 12 2014, pp. 1–5. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7088931>
- [59] A. K. Horestani, C. Fumeaux, S. F. Al-Sarawi, and D. Abbott, “Displacement sensor based on diamond-shaped tapered split ring resonator,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 4, pp. 1153–1160, 2013.

- [60] C. Mandel, B. Kubina, M. Schüßler, and R. Jakoby, "Passive Chipless Wireless Sensor for Two-Dimensional Displacement Measurement," in *41st European Microwave Conference*, no. October, 2011, pp. 79–82.
- [61] A. Tura, S. Sbrignadello, D. Cianciavicchia, G. Pacini, and P. Ravazzani, "A low frequency electromagnetic sensor for indirect measurement of glucose concentration: In vitro experiments in different conductive solutions," *Sensors*, vol. 10, no. 6, pp. 5346–5358, 2010.
- [62] S. Bhadra, D. J. Thomson, and G. E. Bridges, "Monitoring acidic and basic volatile concentration using a pH-electrode based wireless passive sensor," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 209, pp. 803–810, 2015. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0925400514015639>
- [63] J. Liu, Y. Yuan, Z. Ren, Q. Tan, and J. Xiong, "High-temperature dielectric properties of aluminum nitride ceramic for wireless passive sensing applications," *Sensors (Switzerland)*, vol. 15, no. 9, pp. 22 660–22 671, 2015.
- [64] L. Benkhaoua, M. T. Benhabiles, and M. L. Riabi, "A miniaturized near-field sensor based on a double-sided spiral split-ring resonator for dielectric characterization," *2014 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio2014)*, pp. 1–3, 2014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7032399>
- [65] G. Barochi, J. Rossignol, and M. Bouvet, "Development of microwave gas sensors," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 157, no. 2, pp. 374–379, 2011. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S092540051100356X>
- [66] S. Afroz, S. W. Thomas, G. Mumcu, and S. E. Saddow, "Implantable SiC based RF antenna biosensor for continuous glucose monitoring," *2013 Ieee Sensors*, pp. 1–4, 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6688379>
- [67] J.-s. Hong, M. J. Lancaster, and J.-S. Hong, "Theory and Experiment of novel microstrip slow-wave open loop resonator filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2358 – 2365, 1997.
- [68] J. Hong and M. Lancaster, "End-coupled microstrip slow-wave resonator filter," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 16, p. 1494, 1996.
- [69] D. Chen, L. Zhu, H. Bu, and C. Cheng, "Differential-mode bandpass filter on microstrip line with wideband common-mode suppression," *Electronics Letters*, vol. 53,

no. 3, pp. 163–165, 2017. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2016.4223>

- [70] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition*, 2012.
- [71] J. B. Pendry, a. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [72] D. R. Smith, D. R. Smith, W. J. Padilla, W. J. Padilla, D. C. Vier, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, S. C. Nemat-Nasser, S. Schultz, and S. Schultz, “Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, 2000. [Online]. Available: <http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.84.4184>
- [73] G. Acevedo-Osorio, H. M. Ossa, and E. Reyes-Vera, “Performance analysis of a sensor based on monopoles-coupled split-ring resonator for dielectric permittivity characterization,” *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, pp. 5–6, 2017.
- [74] L. M. Castellanos, F. López, and E. Reyes-vera, “Metamateriales : principales características y aplicaciones,” vol. 40, no. 156, pp. 395–401, 2016.
- [75] J. J. Yang, M. Huang, and J. Sun, “Double negative metamaterial sensor based on microring resonator,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, no. 10, pp. 2254–2259, 2011.
- [76] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications: The Engineering Approach*, 2005.
- [77] M. Shamonin, E. Shamonina, V. Kalinin, and L. Solymar, “Resonant frequencies of A split-ring resonator: Analytical solutions and numerical simulations,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 2, pp. 133–136, 2005.
- [78] W. Withayachumnankul, K. Jaruwongrungrsee, A. Tuantranont, C. Fumeaux, and D. Abbott, “Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization,” *Sensors and Actuators, A: Physical*, vol. 189, pp. 233–237, 2013. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2012.10.027>
- [79] J. C. Colombo, “Análisis y mediciones de los parámetros de dispersión o Scattering parameters en un cuadripolo o en una red de n puertos (multipolo),” *Medidas Electrónicas II, Ingeniería Electrónica*, pp. 1–38, 2012.
- [80] J.-S. HONG, *Microstrip Filters for RF/ Microwave Applications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 2011.

- [81] Paul Held, “Chemical and Biochemical Means to Detect Alcohol Determination of Ethanol Concentration in Fermented Beer Samples and Distilled Products,” 2012. [Online]. Available: [www.biotek.com](http://www.biotek.com)
- [82] J. Vrba and D. Vrba, “A microwave metamaterial inspired sensor for non-invasive blood glucose monitoring,” *Radioengineering*, vol. 24, no. 4, pp. 877–884, 2015.
- [83] V. Turgul and I. Kale, “Characterization of the complex permittivity of glucose/water solutions for noninvasive RF/Microwave blood glucose sensing,” *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, vol. 2016-July, no. 1, pp. 1–5, 2016.
- [84] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, and J. L. Olvera-Cervantes, “Planar sensors for RFID wireless complex-dielectric-permittivity sensing of liquids,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 2–4, 2013.
- [85] I. M. a. Rusni, A. Ismail, A. R. e. H. Alhawari, M. N. i. Hamidon, and N. A. z. Yusof, “An Aligned-Gap and Centered-Gap Rectangular Multiple Split Ring Resonator for dielectric sensing applications,” *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 14, no. 7, pp. 13 134–13 148, 7 2014. [Online]. Available: <http://www.mdpi.com/1424-8220/14/7/13134/>
- [86] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chávez, D. V. B. Murthy, and J. L. Olvera-Cervantes, “Complex permittivity measurements using cavity perturbation technique with substrate integrated waveguide cavities,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 81, no. 6, 2010.
- [87] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chavez, J. L. Olvera-Cervantes, R. A. Chavez-Perez, and J. L. Medina-Monroy, “Wireless sensing of complex dielectric permittivity of liquids based on the RFID,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2160–2167, 2014.
- [88] A. Megriche, A. Belhadj, and A. Mgaidi, “Microwave dielectric properties of binary solvent water- alcohol, alcohol-alcohol mixtures at temperatures between  $-35^{\circ}\text{C}$  and  $+35^{\circ}\text{C}$  and dielectric relaxation studies,” *Mediterranean Journal of Chemistry*, vol. 1, no. 4, pp. 200–209, 2012.
- [89] N. Meyne, C. Cammin, and A. F. Jacob, “Accuracy enhancement of a split-ring resonator liquid sensor using dielectric resonator coupling,” *2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON 2014*, no. 1, 2014.
- [90] K. Saeed, A. C. Guyette, I. C. Hunter, and R. D. Pollard, “Microstrip Resonator Technique for Measuring Dielectric Permittivity of Liquid Solvents and for Solution Sensing,” pp. 1185–1188, 2007.

- [91] H. Samant, A. K. Jha, and M. J. Akhtar, “Design of coplanar dual band resonator sensor for microwave characterization of dispersive liquids,” *IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference 2015, IMaRC 2015*, pp. 249–252, 2016.
- [92] N. K. Tiwari, S. P. Singh, and M. J. Akhtar, “Near field planar microwave probe sensor for nondestructive condition assessment of wood products,” *Journal of Applied Physics*, vol. 123, no. 22, 2018.