

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

NADA HUMANO ME ES AJENO

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA
LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS
Y DE TELECOMUNICACIONES

Sensores de microondas de 5G e Internet de las cosas

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE
LICENCIADA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS
Y DE TELECOMUNICACIONES

PRESENTA

DIANA ANGÉLICA VARGAS MIGUEL

DIRECTORA: **DRA. TEJINDER KAUR**

CODIRECTOR: **DR. ALONSO CORONA CHÁVEZ**

Ciudad de México, octubre de 2025.

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS ©

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

El presente trabajo de tesis sirvió de base para el desarrollo del siguiente artículo: Tejinder Kaur, Diana Angélica Vargas Miguel, José Luis Olvera, Alonso Corona Chávez, “*Novel two bit tag for dielectric sensing.*” *IEEE Sensors*, enviado en mayo de 2025.

RESUMEN

Esta tesis propone el desarrollo de dos tipos de sensores de microondas con tecnología de microcinta: 1) un sensor de tipo anillo cuadrado, y 2) un novedoso sensor de modo dual de microondas, orientado a frecuencias de quinta generación de redes móviles (5G) e Internet de las Cosas (IoT):

Dentro del entorno del (IoT) y la implementación progresiva de la quinta generación de redes móviles (5G), el uso de sensores ha experimentado un crecimiento exponencial. En los últimos años, se han destinado esfuerzos significativos a la investigación y el desarrollo de sensores de microondas, especialmente para aplicaciones relacionadas con la caracterización y composición de materiales. Entre ellos, los sensores planares resultan de especial interés debido a su perfil bajo [1].

Si bien existe una base sólida de la literatura sobre sensores diferenciales y de modo común, no se han reportado investigaciones sobre sensores de modo dual, lo cual otorga un carácter novedoso a la propuesta desarrollada en esta tesis [2]. Asimismo, aunque los sensores de tipo anillo han sido objeto de numerosos estudios, las configuraciones de modo dual capaces de operar simultáneamente en dos frecuencias no han sido exploradas en la literatura.

Los sensores de permitividad están dirigidos a una amplia gama de aplicaciones, tales como la caracterización de materiales, el análisis de tejidos orgánicos, la microfluídica, la biodetección y de factores ambientales [3]. Además su diseño compacto y una arquitectura planar facilitan su integración en sistemas del Internet de las Cosas (IoT) [4]. Por otra parte, su capacidad para operar en el rango de las microondas (300 MHz – 300 GHz) lo hace adecuada para aplicaciones en redes móviles de 5G.

En esta tesis presenta el proceso de diseño, fabricación y medición de los sensores propuestos, así, como su aplicación en la caracterización de las propiedades dieléctricas de distintos materiales. En particular, el sensor de modo dual permite operar simultáneamente en dos frecuencias, lo que permite reducir el tamaño del dispositivo.

Las estructuras de los sensores fueron optimizadas y validadas mediante simulaciones en software electromagnéticos de onda electromagnética completa (Full-Wave EM), como Feko y Sonnet Lite, los cuales emplean métodos numéricos como el Métodos de los Elementos Finitos (FEM) y el Método de los Momentos (MoM).

Las mediciones experimentales se llevaron a cabo utilizando un Analizador de Redes Vectoriales (VNA): *Sparq – 3002E* de Lecroy, así como un Analizador de Redes Vectoriales (VNA) portátil: LiteVNA.

REFERENCIAS

- [1] J. Enano-Muñoz, P. Vélez, M. Gil, y F. Martín, “*Applied Sciences*,” vol. 10, 7-abr-2020. [En línea]. Disponible en: <https://doi.org/10.3390/app10072615>
- [2] T. Kaur, D. A. Vargas Miguel, J. L. Olvera, H. Lobato Morales y A. Corona Chavez, “*A 2-bit chipless sensing tag based on dual mode resonators*,” *IEEE Sensors Journal*, por publicar.
- [3] J. Naqui, C. Damm, A. Wiens, R. Jakoby, L. Su, J. Mata-Contreras, and F. Martín, "Transmission Lines Loaded with Pairs of Stepped Impedance Resonators: Modeling and application to differential permittivity measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 12, pp. 4441–4451, Dec. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2610423.
- [4] C. Scuro, F. Lamonaca, S. Porzio, G. Milani, and R. S. Olivito, “Internet of Things (IoT) for masonry structural health monitoring (SHM): Overview and examples of innovative systems,” *Construction and Building Materials*, Vol 290, p. 123092, Jul. 2021.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por concederme la vida y la fuerza para continuar.

A la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, por brindarme la formación académica que hizo posible la realización de este trabajo.

Al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), por facilitar el uso de sus instalaciones e instrumentación para las mediciones necesarias en esta tesis.

A la profesora Tejinder Kaur, directora de esta tesis, por su guía, paciencia y apoyo durante este proceso.

Al profesor Alonso Corona Chávez, coasesor de esta tesis, por su orientación técnica y compromiso.

A los profesores que integraron el jurado de sinodales, por su tiempo y valiosas observaciones.

A mis abuelos y a mi madre, por ser un ejemplo constante de esfuerzo y perseverancia.

A mi amigo Francisco, por su apoyo y compañía en los momentos difíciles.

A mis compañeros y amigos, por su compañerismo a lo largo de esta etapa académica.

OBJETIVO

OBJETIVO GENERAL

El objetivo general de esta tesis es proponer el diseño de un sensor de tipo anillo cuadrado y un novedoso sensor de modo dual, ambos basados en tecnología de microondas y microcinta, ambos orientados a aplicaciones de 5G e Internet de las Cosas (IoT), con el propósito de caracterizar las propiedades dieléctricas de diversos materiales.

OBJETIVOS PARTICULARES

- Investigación teórica de los sensores de microondas de resonancia planar implementados con tecnología de microcinta.
- Desarrollar el proceso de diseño de los sensores tipo anillo cuadrado y modo dual, utilizando fundamentos teóricos de sensores de microondas en tecnología microcinta.
- Adquirir conocimientos en el uso de simuladores electromagnéticos de onda completa (como Feko y Sonnet Lite) para realizar y optimizar el diseño de los sensores propuestos.
- Diseñar los sensores de tipo anillo cuadrado y de modo dual propuesto mediante simulaciones electromagnéticas de onda completa, empleando Feko y Sonnet Lite.
- Aprender el proceso de fabricación de los sensores diseñados.
- Aprender el uso del instrumento del (VNA) para realizar las mediciones experimentales de los sensores.
- Aplicar los sensores desarrollados en la caracterización dieléctrica de diferentes materiales para 5G e IoT.

PROBLEMÁTICA

En los últimos años, la medición de la permitividad dieléctrica de los materiales ha despertado un gran interés en muchas aplicaciones industriales, debido a que la permitividad dieléctrica de los materiales a granel puede estar relacionada con otros parámetros importantes como la densidad, la concentración, la temperatura y la humedad. Así, su caracterización precisa se ha convertido en una herramienta fundamental para el desarrollo de soluciones en campos como la medicina, la biología, la seguridad, la industria alimentaria y la química [1].

En este contexto, los sensores planares de microondas se han posicionado como una alternativa atractiva debido a su bajo costo, tamaño compacto y facilidad de fabricación e integración. No obstante, muchos diseños actuales presentan limitaciones significativas, como baja sensibilidad, poca capacidad para detectar pequeñas variaciones de permitividad, o configuraciones estructurales complejas que requieren líneas de transmisión en ambas caras del sustrato, lo que dificulta su implementación práctica [2].

Para superar estas limitaciones, en esta tesis se proponen sensores planares de microondas que eliminan la línea de transmisión en la parte posterior del sustrato. Esta modificación simplifica el diseño, reduce el proceso de fabricación y facilita su integración.

Sin embargo, sigue siendo necesario desarrollar sensores con mayor sensibilidad, capaces de realizar mediciones altamente precisas de la permitividad compleja y detectar mínimas variaciones entre diferentes muestras de materiales [3].

REFERENCIAS

- [1] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, A. A. Althuwayb, Z. M. Yussof, A. Alhegazi, H. Alsariera, and N. Abd Rahman, “Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 123139–123160, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3109887
- [2] J. Zapata-Londoño, F. Umaña-Idárraga, J. Morales-Guerra, S. Arias-Gómez, C. Valencia-Balvin, and E. Reyes-Vera, “Differential microwave sensor based on microstrip lines loaded with a split-ring resonator for dielectric characterization of materials,” in *Proc. 1st Int. Conf. Phys. Probl. Eng. (ICPPE), J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 2118, no. 1, p. 012004, 2021. doi: 10.1088/1742-6596/2118/1/012004
- [3] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, A. A. Althuwayb, Z. M. Yussof, A. Alhegazi, H. Alsariera, y N. A. Rahman, “Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions,” *Sensors*, vol. 21, no. 7, p. 2267, Mar. 2021, doi: 10.3390/s21072267.

JUSTIFICACIÓN

El presente trabajo de tesis tiene como objetivo proponer un novedoso sensor de modo dual y un sensor de tipo anillo, ambos orientados a aplicaciones de 5G e IoT. Si bien existe una amplia literatura sobre sensores diferenciales, de modo común y de tipo anillo, no se han reportado investigaciones enfocadas en sensores de modo dual aplicados a la caracterización de propiedades dieléctricas de materiales.

Los sensores propuestos, presentan un alto grado de miniaturización y son fáciles de fabricar mediante tecnología de microcinta. En particular, el sensor de modo dual destaca por su capacidad de operar en dos frecuencias simultáneamente, lo que permite reducir el tamaño del dispositivo, una característica relevante ante la creciente demanda de soluciones compactas en los sistemas de comunicación actuales.

Asimismo, la caracterización precisa de la permitividad dieléctrica de materiales es de gran interés en aplicaciones industriales y científicas, como el control de calidad de alimentos, el monitoreo ambiental, la biomedicina y la industria química. Por ello, contar con sensores compactos y de perfil bajo, sensibles y fáciles de integrar representa una aportación significativa para el desarrollo de tecnologías en el marco de la transformación digital y el despliegue de 5G e IoT.

Además, debido a su arquitectura planar y dimensiones reducidas, estos sensores pueden integrarse fácilmente en sistemas sobre un mismo sustrato o en un chip, contribuyendo a la tendencia actual de dispositivos multifuncionales y de bajo costo. Con ello, esta investigación busca no solo resolver limitaciones técnicas presentes en los sensores actuales, sino también sentar las bases para nuevas soluciones en el ámbito académico e industrial.

DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO

El presente trabajo de tesis se compone de cinco capítulos.

En el **Capítulo 1** se presenta una investigación teórica sobre las microondas, los sensores de modo dual, los parámetros S utilizados en la medición del sensor, así como el funcionamiento básico del analizador de redes vectoriales (VNA).

En el **Capítulo 2** se realiza una revisión de literatura enfocada en los tipos de sensores de resonancia planares en microondas, con énfasis en la configuración geométrica de lazo cuadrado dividido.

El **Capítulo 3** se presentan las propuestas de los sensores desarrollados en este trabajo de tesis, el software (simuladores EM de onda completa Feko y Sonnet Lite) utilizado para su diseño, así como los pasos seguidos para su implementación.

En el **Capítulo 4** se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones, las mediciones experimentales, y la comparación entre ambos, incluyendo el cálculo de los porcentajes de error.

Finalmente, el **Capítulo 5** expone las conclusiones derivadas del estudio.

ÍNDICE

Resumen.....	II
Referencias..	III
Agradecimientos.....	IV
Objetivo.....	V
Objetivo General	V
Objetivos Particulares.....	V
Problemática	VI
Referencias..	VII
Justificación.....	VIII
Descripción Del Contenido	IX

Capítulo 1

1.Marco Teórico	1
1.1 Teoría de Microondas	1
1.2 Líneas de Transmisión.....	3
1.2.1 Tipos de Líneas de Transmisión.....	3
1.3 Introducción a la Tecnología Planar de Microcinta.....	7
1.3.1 Resonadores de RF de Microondas	10
1.4 Circuito Resonante en Serie y en Paralelo.....	10
1.4.1 Circuito Resonante RLC en Serie.....	10
1.4.2 Circuito Resonante RLC en Paralelo.....	12
1.4.3 Factor de Calidad.....	13

1.5 Resonador de RF/Microondas	14
1.5.1 Resonador de Modo Dual	14
1.6 Parámetros de Dispersión (Parámetros S)	16
1.6.1 Propiedades de los Parámetros S	21
1.6.2 Medición de los Parámetros S	22
1.7 Introducción del Instrumento del Analizador de Análisis Vectorial (VNA).....	23
1.8 Tangente de Pérdidas y Permitividad Relativa	24
1.9 5g e Internet de las Cosas (IoT).....	25
1.9.1 Quinta Generación de Red Móvil (5G).....	25
1.9.2 Internet de las Cosas (IoT).....	30
Referencias.....	30

Capítulo 2

2. Revisión de la Literatura sobre Sensores de Microondas.....	33
2.1 Sensores de Microcinta	33
2.1.1 Sensores de Variación de Frecuencia	33
2.1.2 Sensores de Modo Diferencial.....	38
2.1.3 Sensores de División de Frecuencia	41
Referencias.....	45

Capítulo 3

3. Sensores Propuestos en la Tesis	46
3.1 Metodología del Diseño del Sensor de Tipo Anillo Cuadrado	48
3.1.1 Sustrato	48

3.1.2 Diseño del Sensor	49
3.1.2.1 Dimensiones de la Línea de Transmisión	50
3.1.3 Resultados de Simulación del Sensor en Sonnet Lite	51
3.1.4 Simulación con Muestras Bajo Prueba (MBP) en Feko	54
3.1.4.1 Resultados de Simulación de las Pruebas de Materiales Bajo Prueba (MBP)	56
3.2 Metodología de Diseño del Sensor de Modo Dual	57
3.2.1 Coeficiente de Acoplamiento	58
3.2.2 Parámetros Utilizados en Simuladores de Onda Completa	58
3.2.2.1 Perturbación de Parche y Optimización	59
3.2.2.1.1 Distribución de Corriente en el Parche	61
3.2.3 Respuesta de Simulación del Coeficiente de Acoplamiento del Sensor Modo Dual	63
3.2.4 Simulación con las Muestras Bajo Prueba (MPB) en Feko	64
3.2.4.1 Respuesta de Simulación con las Muestras Bajo Prueba	65
3.3 Fabricación de los Sensores	67
3.3.1 Elaboración del Sensor Sobre el Sustrato	68
Referencias	70

Capítulo 4

4. Resultados de Mediciones Experimentales de los Sensores	
Propuestos.....	71
4.1 Resultados de Mediciones del Sensor de Tipo Anillo	
Cuadrado	71
4.2 Resultados de Mediciones del Sensor Modo Dual	76
4.2.1 Respuesta del Sensor Modo Dual sin Carga.....	77
4.2.2 Comparación de Resultados de Simulación y Medición para el Sensor de Modo Dual	79
4.3 Porcentaje de Error	82
4.3.1 Porcentajes de Error para el Sensor de Tipo Anillo Cuadrado	82
4.3.2 Porcentajes de Error para el Sensor Modo Dual.....	83
Referencias.....	84

Capítulo 5

5. Conclusiones.....	85
----------------------	----

Apéndice

1. Software.....	87
A. Cadence AWR Design Environment	87
B. Sonnet Software Inc.	87
C. Altair Feko.....	88
Referencias.....	88

Lista de Figuras

Figuras del Capítulo 1

Figura 1.1. Espectro radioeléctrico.....	1
Figura 1.2. Aplicaciones de las microondas en telecomunicaciones.....	3
Figura 1.3. Voltajes, corrientes y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión.	6
Figura 1.4. Geometría básica de la microcinta	7
Figura 1.5. (a) Estructura básica de la microcinta.	8
Figura 1.6. Resonador RLC en serie y su respuesta.	11
Figura 1.7. Resonador RLC en paralelo y su respuesta.....	12
Figura 1.8. (a) Modelo de cavidad de resonador modo dual.....	16
Figura 1.9. Dispositivo Bajo Prueba, con dos puertos.	16
Figura 1.10. Señales incidentes y reflejadas definidas por los Parámetros S para una red de dos puertos.	17
Figura 1.11. Diagrama de bloques del VNA	22
Figura 1.12. Mediciones realizadas por un VNA	24

Figuras del Capítulo 2

Figura 2.1. Sensor de Resonador de Anillo Complementario acoplado a una microcinta	34
Figura 2.2. Simulación del sensor, donde se muestra la mayor intensidad del campo eléctrico y colocación del microcanal en el sensor	34
Figura 2.3. Respuesta del sensor de anillo dividido complementario a 2.4 GHz	35
Figura 2.4. Respuesta de la variación de frecuencia en la medición del microcanal de las muestras de agua-etanol	35

Figura 2.5. Sensor de doble rendija.....	36
Figura 2.6. Frecuencia de resonancia para el sensor de doble rendija.....	37
Figura 2.7. Modelo simulado del sensor hexagonal. (a) Distribución del campo eléctrico del sensor a 8.28 GHz. (b) Geometría	37
Figura 2.8. Medición correspondiente a diversas muestras sólidas y líquidas	38
Figura 2.9. Sensor de anillo dividido, de dos resonadores acoplados a una línea de transmisión	39
Figura 2.10. Sensor colocado sobre base metálica con brazos colocados con porta muestras para realizar las pruebas con sustratos diferentes.....	39
Figura 2.11 Sensor con dos muestras de prueba donde una de ellas tiene muestra balanceada y desbalanceada	40
Figura 2.12. Respuesta para el sensor como comparador para la carga desbalanceada y balanceada	40
Figura 2.13. Respuesta para muestras con diferentes permitividades colocadas sobre el sensor de doble resonador	41
Figura 2.14. Sustrato fijo con dos líneas de transmisión abiertas.	42
Figura 2.15. Respuesta de las mediciones para valores de desplazamiento en x y y	43
Figura 2.16. Comparación de valores medidos y simulados a una frecuencia fija de $f_0 = 4.253 GHz$	44

Figuras del Capítulo 3

Figura 3.1. Diagrama de flujo para la construcción para los sensores propuestos.	47
Figura 3.2. Sustrato RT/Duroid 5880 utilizado para la fabricación del sensor.	49
Figura 3.3. Calculadora para obtener dimensiones de la línea de transmisión, herramienta Txline de AWR.....	50

Figura 3.4. Sensor de anillo cuadrado acoplado a una línea de transmisión.	51
Figura 3.5. Respuesta simulada del sensor de anillo cuadrado en Sonnet Lite.	52
Figura 3.6. Factor de calidad externo mediante el parámetro S_{21}	53
Figura 3.7. Distribución de corriente en un sensor de tipo anillo cuadrado, a una frecuencia de resonancia de 3.9 GHz	54
Figura 3.8. Modelo de simulación en Feko: ubicación de la muestra sobre el sensor de tipo anillo cuadrado.	55
Figura 3.9. Respuesta simulada del sensor de tipo anillo cuadrado	56
Figura 3.10. Frecuencias de los modos degenerados de la frecuencia de resonancia.	58
Figura 3.11. Sensor de tipo anillo cuadrado con perturbación de parche cuadrado de 1 mm y de 4 mm	59
Figura 3.12. Respuesta de simulación en Sonnet Lite. (a) Modo dual con parche cuadrado de 1 mm . (b) Modo dual con parche cuadrado de 4 mm	60
Figura 3.13. Distribución de densidad de corriente en el sensor de anillo cuadrado con parche cuadrado.	62
Figura 3.14. Respuesta simulada en Feko para el sensor de modo dual sin carga.	63
Figura 3.15. Modelo geométrico que muestra la colocación de la muestra bajo prueba.	64
Figura 3.16. Simulación del sensor modo dual en Feko, correspondiente a muestras bajo prueba con diferentes permitividades.	66
Figura 3.17. Gráfico de la relación entre la permitividad relativa (ϵ_r) vs Coeficiente de acoplamiento (k).	67
Figura 3.18. Grabado del circuito y vistas del sensor.	68

Figura 3.19. Vista superior de los sensores empleados. (a) Sensor de tipo anillo cuadrado. (b) Sensor modo dual.	69
---	----

Figuras del Capítulo 4

Figura 4.1. Dispositivo LiteVNA	71
Figura 4. 2. Medición experimental del sensor de tipo anillo cuadrado en condiciones sin carga.....	72
Figura 4.3. Medición del sensor tipo anillo cuadrado, con la muestra bajo prueba del sustrato <i>RO6006</i>	73
Figura 4.5. Gráfica de la permitividad dieléctrica (ϵ_r) vs frecuencia de resonancia (f_0) para el sensor tipo anillo cuadrado.	75
Figura 4.6. Analizador de Redes Vectoriales, modelo <i>Sparq – 3002E</i>	76
Figura 4.7. Montaje de medición experimental del sustrato <i>RO6006</i> con permitividad.....	77
Figura 4.8. Respuesta del sensor de modo dual sin carga.	78
Figura 4.9. Respuesta del sensor modo dual para diferentes permitividades	78
Figura 4.10. Comparación entre las respuestas simuladas y medidas del sensor modo dual sin carga.....	80
Figura 4.11. Comparación entre los valores medidos y simulados para las muestras bajo prueba.	81

Lista de Tablas

Tablas del Capítulo 1

Tabla 1.1. Asignaciones de frecuencias y sus aplicaciones.....	2
Tabla 1.2. Resumen de las ecuaciones que modelan el comportamiento del circuito resonador RLC en serie	11
Tabla 1.3. Resumen de las ecuaciones que modelan el comportamiento del circuito resonador RLC en paralelo.....	13
Tabla 1. 4. Características de los sistemas 5G	26
Tabla 1.5. Bandas de frecuencia FDD en FR1 para 5G-NR.....	27
Tabla 1.6. Bandas de frecuencia TDD en FR1 para 5G-NR	28
Tabla 1.7. Bandas SDL y SUL en FR1 para 5G-NR.....	29
Tabla 1.8. Bandas en FR2 para 5G-NR	29

Tablas del Capítulo 3

Tabla 3.1. Características del sustrato <i>RT Duroid</i> 5880	49
Tabla 3.2. Permitividad dieléctrica de los sustratos utilizados como muestras bajo prueba: ϵ_r y $\tan(\delta)$	55
Tabla 3.3. Resultados de la simulación del sensor de tipo anillo cuadrado frente a diferentes muestras dieléctricas.	57
Tabla 3.4. Resultados simulados obtenidos para diferentes tamaños de parche de perturbación en el sensor.....	61
Tabla 3.5. Resultados de la simulación del coeficiente de acoplamiento.....	64

Tablas del Capítulo 4

Tabla 4.1. Frecuencia de resonancia f_0 del sensor para diferentes valores de permitividad relativa (ϵ_r).....	75
Tabla 4.2. Resultados experimentales de las frecuencias de resonancia y coeficiente de acoplamiento para los diferentes sustratos.	79
Tabla 4.3. Comparación entre frecuencias simuladas y medidas para el sensor modo dual.	80
Tabla 4.4. Porcentaje de error para las mediciones simuladas en Feko y las mediciones experimentales en el sensor.....	82
Tabla 4.5. Porcentaje de error para las muestras bajo prueba medidas y simuladas en Feko.....	83

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

1.1 TEORÍA DE MICROONDAS

En [1] indica que la porción del espectro electromagnético de las microondas abarca frecuencias comprendidas entre los 300 MHz a los 300 GHz, mientras que en [5, 3] las sitúa en un rango de los 30 MHz a los 300 GHz y en [4] un rango de los 3 a 300 GHz. La Figura 1.1 ilustra la distribución de las frecuencias dentro del espectro radioeléctrico.

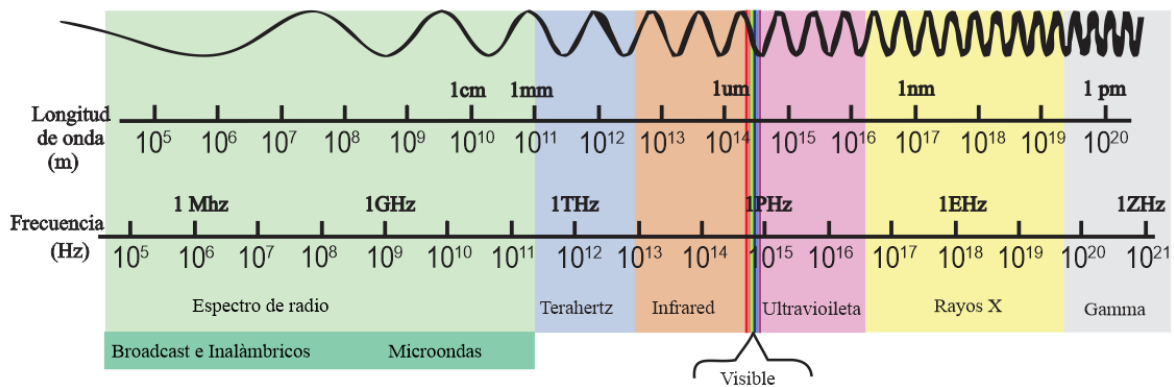


Figura 1.1. Espectro radioeléctrico [1,5].

El espectro radioeléctrico se divide en nueve bandas de frecuencia, como se presenta en la Tabla 1.1, donde se especifica el rango que abarca desde 3 KHz hasta 300 GHz, junto con su designación y las aplicaciones más relevantes.

GAMA	DESIGNACIÓN	APLICACIONES
3 – 30 KHz	VLF (Muy baja frecuencia)	Sistemas especiales, del gobierno y militares (por ejemplo, comunicaciones con submarinos)
30 – 300 KHz	LF (Baja frecuencia)	Navegación marina y náutica
300 – 3000 KHz	MF (Media frecuencia)	Emisiones comerciales de radio AM
3 – 30 MHz	HF (Alta frecuencia)	Radios aficionados y banda civil
30 – 300 MHz	VHF (Muy alta frecuencia)	Radios móviles, comunicaciones marinas y aeronáuticas, emisión comercial en FM y en la emisión de televisión
300 – 3000 MHz	UHF (Ultra alta frecuencia)	Emisión de televisión, servicios móviles de comunicaciones terrestres, teléfonos celulares, sistemas de radar y navegación, sistemas de radio por microondas y por satélite.
3 – 30 GHz	SHF (Súper alta frecuencia)	Sistemas de radiocomunicaciones, por microondas y satelitales.
30 – 300GHz	EHF (Extremadamente alta frecuencia)	Casi no se usan para radiocomunicaciones, a excepción de aplicaciones muy complicadas, costosas y especializadas.
300 – 3000 GHz	--	--

Tabla 1.1. Asignaciones de frecuencias y sus aplicaciones [6,7].

Las microondas cuentan con innumerables áreas de aplicación; en la Figura 1.2 se muestran algunas de sus principales usos en el ámbito de las telecomunicaciones.



Figura 1.2. Aplicaciones de las microondas en telecomunicaciones [1,8].

1.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Las líneas de transmisión son dispositivos que guían las ondas electromagnéticas para que puedan transmitirse de un punto a otro punto.

1.2.1 TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

A continuación, se presentan algunos tipos de líneas de transmisión [4]:

- Cable coaxial
- Línea de placas paralelas
- Triplaca

- Microcinta
- Línea Coplanar

Cada línea de transmisión puede modelarse mediante una longitud diferencial Δz , asociada a un circuito equivalente de parámetros concentrados R, L, C, G [4], como se ilustra en la Figura 1.3.

Donde:

R : Resistencia en serie por unidad de longitud $\left(\frac{\Omega}{m}\right)$.

L : Inductancia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores $\left(\frac{H}{m}\right)$.

G : Conductancia de derivación por unidad de longitud, en $\left(\frac{S}{m}\right)$.

C : Capacitancia en derivación por unidad de longitud, en $\left(\frac{F}{m}\right)$.

A partir del circuito mostrado en la Figura 1.3, se pueden aplicar las leyes de Kirchhoff. Al resolverlas, se obtienen las ecuaciones diferenciales (1.1) y (1.2) [4].

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (1.1)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1.2)$$

Donde γ , es la constante de propagación y se escribe en forma de número complejo [4]:

$$\gamma = \alpha + \beta j \quad (1.3)$$

Donde:

α : Indica la atenuación que sufre la onda de voltaje o de corriente conforme se propaga a lo largo de la línea (Np/m).

β : Es la parte imaginaria e indica la rapidez del cambio de fase de la onda conforme se propaga (rad/m).

En función de la frecuencia y los parámetros de la línea, γ se calcula como:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.4)$$

Cada línea de transmisión tiene su propio valor de la constante de propagación γ [4]

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad (1.5)$$

Como se había mencionado las líneas se usan para transmitir energía por medio de ondas por lo que es esencial minimizar pérdidas de propagación. Por lo que se dice que una línea tiene bajas pérdidas cuando [1]:

$$\begin{aligned} R &\ll \omega L \\ G &\ll \omega C \end{aligned} \quad (1.6)$$

La impedancia característica de la línea se define como:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.7)$$

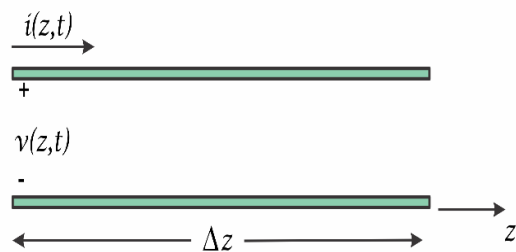
Al relacionar el voltaje y la corriente en una línea de transmisión, se obtiene:

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_0 = \frac{-V_o^-}{I_o^-} \quad (1.8)$$

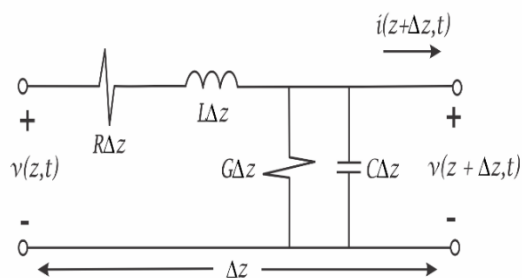
Donde las V_o^+ e I_o^+ representan la onda de voltaje y corriente incidente, y V_o^- e I_o^- representa el voltaje y la corriente de la onda reflejada respectivamente.

La ecuación anterior también se puede escribir de la siguiente forma [4]:

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_o^+} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o^+} e^{+\gamma z} \quad (1.9)$$



(a)



(b)

Figura 1.3. Voltajes, corrientes y circuito equivalente para una longitud incremental de línea de transmisión. (a) Definición de los voltajes y corrientes a lo largo de una línea de transmisión. (b) Circuito equivalente utilizando elementos concentrados [4].

Retornando al dominio del tiempo, el voltaje de la forma de onda queda expresada como [7]:

$$v(z, t) = |V_o^+| \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) e^{-\alpha z} + |V_o^-| \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) e^{\alpha z} \quad (1.10)$$

1.3 INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA PLANAR DE MICROCINTA

La microcinta es un tipo de línea de transmisión planar, como se ilustra en la Figura 1.4. Es ampliamente conocida por su facilidad de fabricación a través de procesos fotolitográficos y por su capacidad de miniaturización. Estas características permiten su integración eficiente con dispositivos de microondas, tanto pasivos como activos [1].

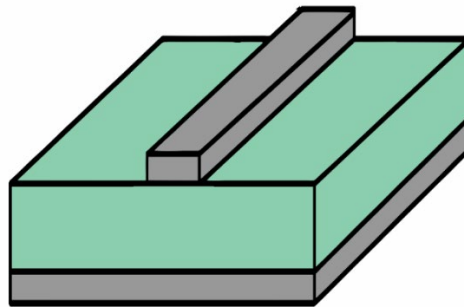
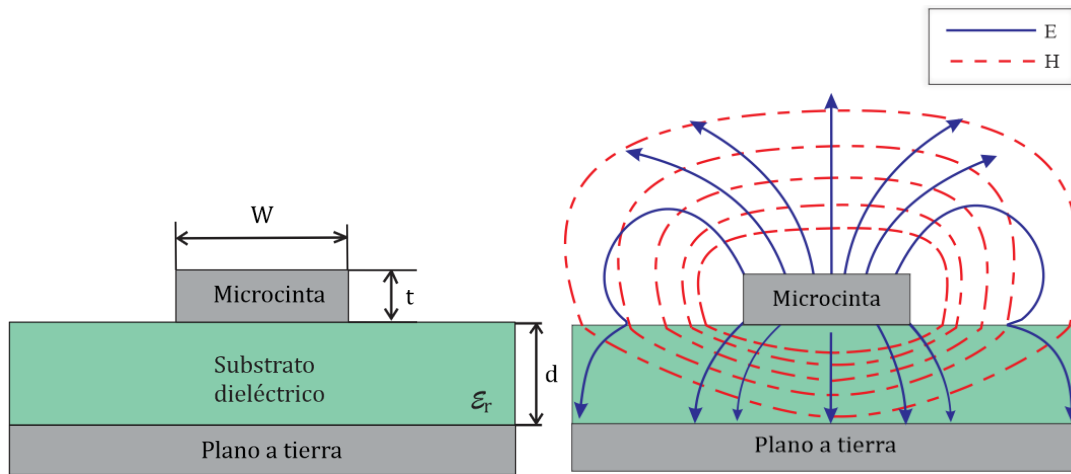


Figura 1.4. Geometría básica de la microcinta [1].

Esta tecnología es muy popular por su fácil fabricación e integración con circuitos electrónicos. En la Figura 1.5 (a) se presenta la geometría básica de una microcinta que consiste en un conductor metálico colocado sobre un sustrato con un plano de tierra en la parte inferior.

Donde W es el ancho de la línea, montada sobre un plano a tierra, con un espesor d , correspondiente al grosor del sustrato, el cual posee una permitividad relativa ϵ_r .

En la Figura 1.5 (b) se observan las líneas de campo electromagnético (EM) en la microcinta se denominan líneas cuasi-TEM, ya que el medio no es homogéneo. Esto se debe a que las ondas electromagnéticas atraviesan tanto aire como el sustrato dieléctrico, encontrándose con diferentes valores de permitividad cuando pasan del aire al sustrato, cambiando su velocidad de propagación, por ende no puede soportar el modo TEM puro, de tal manera que una parte del campo se encuentra en el aire y el otro se encuentra en el dieléctrico y la tierra [4].



(a) (b)
 Figura 1.5. (a) Estructura básica de la microcinta. (b) Campo eléctrico y magnético en la microcinta [1, 3, 9].

Se modela una permitividad efectiva (ϵ_{eff}) equivalente para la línea de microcinta con la finalidad de simplificar el análisis, por lo que se busca integrar el aire y la permitividad dieléctrica con la Ecuación (1.11) y se maneja como si tuviera un solo material [4].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W}}} \right) \quad (1.11)$$

Con respecto a la estructura física y sus dimensiones, se determina la impedancia característica de la línea de transmisión de la siguiente forma [4]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \ln\left(\frac{8d+w}{W+4d}\right) & \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 * \ln\left(\frac{W}{4} + 1.444\right) \right]} & \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (1.12)$$

Para el diseño de líneas microcinta, el valor de la impedancia característica de línea es parte de las restricciones a tomar en cuenta, y lo que se desea encontrar es el ancho de la línea (W), se considera que se tienen los valores de la constante dieléctrica (ϵ_r) y el grosor del dieléctrico (d) [4].

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} & \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (1.13)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (1.14)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.15)$$

Las atenuaciones relacionadas con este tipo de línea de transmisión, se dan por el conductor (α_c) así como también por el dieléctrico (α_d), ambos con unidades en Nepers/metro [4].

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (1.16)$$

$$\alpha_d = \frac{k_o \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan(\delta)}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)} \quad (1.17)$$

1.3.1 RESONADORES DE RF DE MICROONDAS

Los resonadores de microondas se utilizan en una variedad de aplicaciones como filtros y osciladores [4].

El circuito resonante es una combinación de capacitores e inductores, que son sensibles a la frecuencia. Un circuito es resonante cuando entrega a la salida una amplitud máxima para una señal de entrada. Los resonadores de microondas son sintonizables, es decir que se puede seleccionar la frecuencia con la que se desea trabajar.

La frecuencia de resonancia para un circuito en paralelo o en serie se calcula de la misma manera con la siguiente ecuación [4]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.18)$$

Esta frecuencia de resonancia ω_0 , se da cuando la energía magnética es igual a la energía eléctrica ($W_m = W_e$), cuando esta condición se cumple cuando la impedancia se vuelve puramente real, por lo que hay pérdidas mínimas de energía [4].

1.4 CIRCUITO RESONANTE EN SERIE Y EN PARALELO

1.4.1 CIRCUITO RESONANTE RLC EN SERIE

En 1.6 (a) se presenta un circuito R, L, C en serie, alimentado por una fuente de voltaje alterno. En la Figura 1.6 (b) se muestra la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada $|Z_{in}(\omega)|$, donde se observa un comportamiento resonante con un pico en la frecuencia ω_0 . El ancho de banda (B_w) se define entre los puntos en los que la impedancia alcanza el 70.7% del valor máximo, y está relacionado con el factor de calidad del circuito. La Tabla 1.2

presenta un resumen de las principales ecuaciones asociadas al comportamiento del resonador en esta configuración.

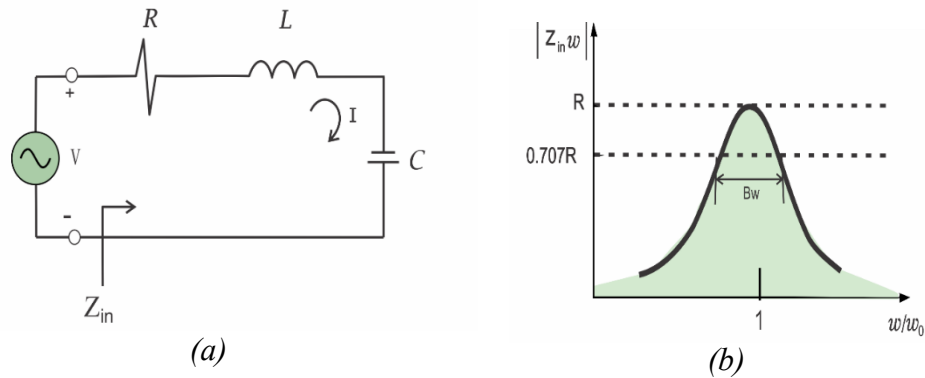


Figura 1.6. Resonador RLC en serie y su respuesta. (a) Un circuito resonador RLC en serie. (b) Magnitud de impedancia de entrada en función de la frecuencia [4].

ECUACIONES QUE MODELAN EL COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO RESONADOR RLC EN SERIE	
La impedancia de entrada / admitancia	$Z_{in} = R + j\omega L - \frac{1}{j\omega C}$ $\simeq R + \frac{2RQ_0\Delta\omega}{\omega_0}$
Potencia disipada por el resistor R	$P_{loss} = \frac{1}{2} I ^2 R$
Energía magnética almacenada en el inductor L	$W_m = \frac{1}{4} I ^2 L$
Energía eléctrica almacenada en el capacitor C	$W_e = \frac{1}{4} I ^2 \frac{1}{\omega^2 C}$
Factor de calidad externo	$Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_L}$

Tabla 1.2. Resumen de las ecuaciones que modelan el comportamiento del circuito resonador RLC en serie [4].

1.4.2 CIRCUITO RESONANTE RLC EN PARALELO

En la Figura 1.7 (a) se presenta un circuito R, L, C en configuración paralela, compuesto por una resistencia R , una inductancia L y un capacitor C , conectados a una fuente de voltaje alterno. La Tabla 1.3 presenta un resumen de las principales ecuaciones que describen el comportamiento del resonador en esta configuración, incluyendo la frecuencia de resonancia, el ancho de banda y el factor de calidad.

Además, en la Figura 1.7 (b) se ilustra la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada $|Z_{in}(\omega)|$. En esta gráfica se observa un mínimo en la frecuencia de resonancia ω_0 . El ancho de banda B_w se define entre los puertos donde la impedancia alcanza el 70.7% del valor mínimo (R), y está directamente relacionado con el factor de calidad Q del circuito.

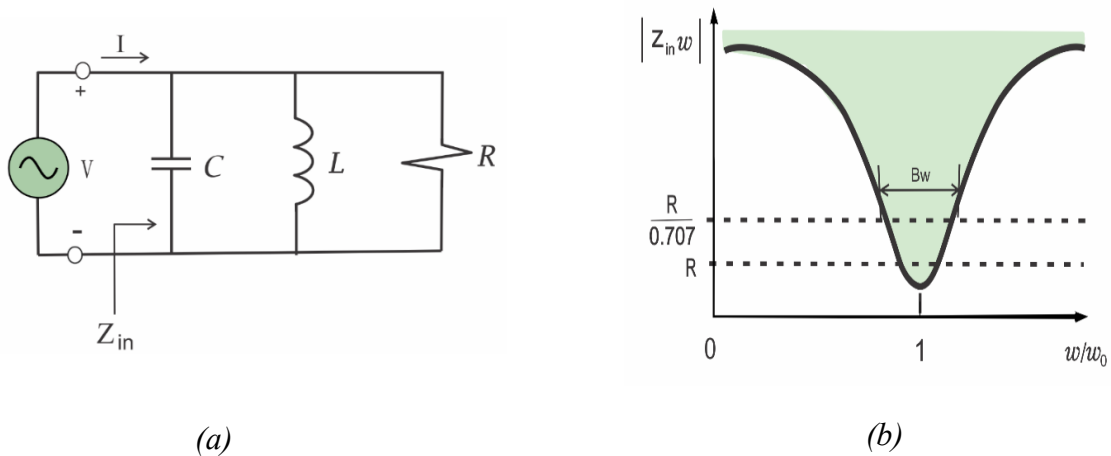


Figura 1.7. Resonador RLC en paralelo y su respuesta. (a) Un circuito resonador RLC en paralelo. (b) Magnitud de impedancia de entrada en función de la frecuencia [4].

ECUACIONES QUE MODELAN EL COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO RESONADOR RLC EN PARALELO	
La impedancia de entrada / admitancia	$Z_{in} = \frac{1}{R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}}$
Potencia disipada por el resistor R	$P_{loss} = \frac{ V ^2}{2R}$
Energía magnética almacenada en el inductor L	$W_m = \frac{1}{4} V ^2 \frac{1}{\omega^2 L}$
Energía eléctrica almacenada en el capacitor C	$W_e = \frac{1}{4} V ^2 C$
Factor de calidad externo	$Q_e = \frac{R_L}{\omega_0 L}$

Tabla 1.3. Resumen de las ecuaciones que modelan el comportamiento del circuito resonador RLC en paralelo [6].

1.4.3 FACTOR DE CALIDAD

En [4], el factor de calidad Q se describe en la Ecuación 1.19, la cual se presenta a continuación:

$$Q = \omega \frac{\text{Energía almacenada promedio}}{\text{Energía disipada por segundo}} \quad (1.19)$$

$$= \omega \frac{W_m + W_e}{P_{perdida}}$$

Por lo tanto, Q es una medida de la pérdida de energía en un circuito resonante, una pérdida menor implica una Q mayor.

Las pérdidas del resonador pueden deberse a la pérdida del conductor, la pérdida dieléctrica o la pérdida por radiación, y están representadas por la resistencia R del circuito equivalente. El factor de calidad total sin carga se puede encontrar sumando estas pérdidas, lo que da como resultado [4]:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (1.20)$$

Una red de conexión externa puede introducir pérdidas adicionales. Cada uno de estos mecanismos de pérdida tendrá el efecto de reducir la Q . La Q del resonador, sin tener en cuenta los efectos de carga externa, se denomina Q sin carga, denotada como Q_0 [4].

1.5 RESONADOR DE RF/MICROONDAS

1.5.1 RESONADOR DE MODO DUAL

Los resonadores de modo dual son muy populares en el diseño de filtros, antenas, sensores, entre otros para sistemas de RF y microondas.

Dicho fenómeno se refiere a un dispositivo que opera simultáneamente en dos frecuencias. Una característica y ventaja principal de este tipo de resonador radica en el hecho de que cada uno de los resonadores de modo dual se pueden utilizar como un circuito resonante doblemente sintonizado y, por lo tanto, el número de resonadores necesarios de grado n se reduce a la mitad, lo que da como resultado una configuración compacta [2].

Para el análisis de un resonador de modo dual de microcinta, consideramos un resonador de parche cuadrado de microcinta representado por un modelo de cavidad de Wheeler como se ilustra en la Figura 1.8 (a), donde la parte superior e inferior de la cavidad son las paredes eléctricas perfectas y los lados restantes son las paredes magnéticas perfectas. Los campos electromagnéticos dentro de la cavidad se pueden expandir en términos de modos TM_{mn0}^z [2].

$$E_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}y\right)$$

$$H_x = \left(\frac{j\omega\varepsilon_{eff}}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial y}\right), H_y = \left(\frac{j\omega\varepsilon_{eff}}{k_c^2}\right) \left(\frac{\partial E_z}{\partial x}\right) \quad (1.21)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2$$

Donde A_{mn} representa la amplitud del modo, ω es la frecuencia angular, y a el ancho efectivo y ε_{eff} permitividad. La frecuencia resonante de la cavidad está dada por [2]:

$$f_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad (1.22)$$

Existen infinitas frecuencias resonantes asociadas con distintas distribuciones de campo o modos. Aquellos modos que comparten la misma frecuencia resonante se conocen como modos degenerados. Así, los dos modos básicos, TM_{100}^z y TM_{010}^z , constituyen un par de modos degenerados debido a [2]:

$$f_{100}=f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon_{eff}}} \quad (1.23)$$

Observar que las distribuciones de campos de estos dos modos, TM_{100}^z y TM_{010}^z , son ortogonales entre sí. Para acoplarlos se necesita cierta perturbación de la simetría de la cavidad, y los dos modos degenerados acoplados funcionan como dos resonadores acoplados [2], como se muestra en la Figura 1.8 (b).

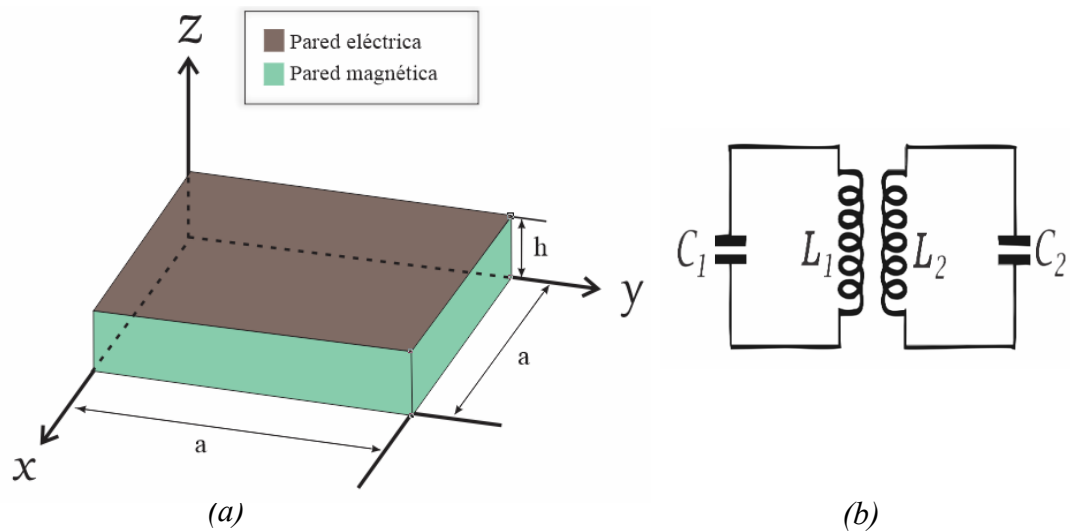


Figura 1.8. (a) Modelo de cavidad de resonador modo dual. (b) Circuito equivalente del resonador de modo dual [2].

1.6 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (PARÁMETROS S)

Para obtener la relación de las señales de entrada y salida en circuitos a altas frecuencias se hace uso de los parámetros de dispersión o también conocidos como parámetros S .

Para los parámetros de dispersión, un circuito puede tratarse como una caja negra como se muestra en la Figura 1.9, la cual puede tener una variedad de componentes electrónicos, como capacitores, inductores, resistencias u otros elementos pasivos o activos, con configuración específica en su interior, en general se le puede denominar DUT en inglés Device Under Test o su traducción al español como Dispositivo Bajo Prueba, el referido puede tener n cantidad de puertos.



Figura 1.9. Dispositivo Bajo Prueba, con dos puertos.

Considerando un sistema como el que se muestra en la Figura 1.10, una fuente de señal de alta frecuencia V_s , emite una onda electromagnética, que incide sobre la entrada de la red en el puerto 1 de una red de dos puertos. Parte de esa señal se refleja hacia la fuente, mientras que la parte restante se transmite al puerto 2, en una proporción determinada por el coeficiente de transmisión directa S_{21} [2].

En la salida, esta señal puede dividirse: una parte se refleja nuevamente hacia el interior de la red debido a la desadaptación con la carga. De esta forma, en cada puerto se tiene una señal incidente y una señal reflejada, conformando cuatro ondas que describen completamente el comportamiento de la red [2], como se ilustra en la Figura 1.10.

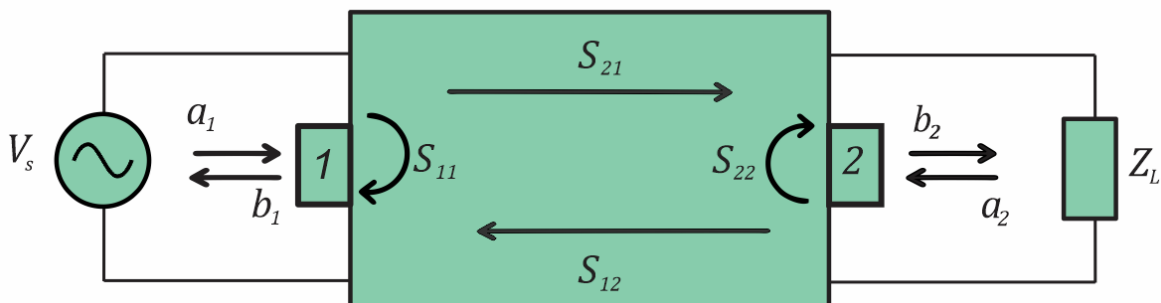


Figura 1.10. Señales incidentes y reflejadas definidas por los Parámetros S , para una red de dos puertos.

Donde:

a_1 : Es la onda incidente en el puerto uno.

b_2 : Es la onda transmitida en el puerto dos.

a_2 : Es la onda incidente en puerto dos.

b_1 : Es la onda transmitida en el puerto uno.

En conclusión, las ondas a_n representan las ondas incidentes o señales de entrada, mientras que las ondas b_n corresponden a las ondas dispersas, es decir, las señales reflejadas y

transmitidas. Los subíndices indican el puerto sobre el cual actúa cada onda, tal como se ilustra en la Figura 1.10.

Las ondas dispersas b_1 y b_2 , en la entrada y salida son el resultado de la suma de señales reflejadas en el propio puerto y señales que provienen del puerto opuesto, afectadas por el coeficiente de transferencia entre los puertos, por lo que se les denomina dispersas, ya que contienen tanto energía reflejada en el mismo puerto como energía transferida desde otro puerto [2].

En el caso particular, para un sistema de dos puertos, se tiene la siguiente matriz de la Ecuación (1.24), en la cual para saber el número de elementos de una matriz se cumple con la siguiente ecuación.

$$n^2 = \text{número de elementos de la matriz} \quad (1.24)$$

Donde n , es el número de puertos en la red.

Los parámetros, representados por una matriz de coeficientes complejos, describen el comportamiento de dispositivos o redes de alta frecuencia, asumiendo un sistema lineal en el dominio de la frecuencia.

Las salidas b_n pueden expresarse mediante funciones lineales de las entradas a_n . Por lo que para dos puertos se tiene la siguiente matriz con cuatro elementos y se representa como se muestra a continuación [2].

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (1.25)$$

Se puede escribir en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

A las rutas que siguen estas ondas dentro del circuito se les asigna con una S_{ij} , donde el subíndice i , indica cual es el puerto de salida y el subíndice j indica el puerto de entrada de la onda [2].

A continuación, se representan a las ecuaciones que representan a las ondas, así como su interpretación en voltajes, en donde los superíndices positivo y negativo en los voltajes indican los voltajes incidentes y voltajes reflejados respectivamente [2].

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{a_2=0; V_2^+=0} \\
 S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{a_2=0; V_2^+=0} \\
 S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{a_1=0; V_1^+=0} \\
 S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{a_1=0; V_1^+=0}
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

y en lo general:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \tag{1.28}$$

Los parámetros S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión de entrada y salida respectivamente, mientras que los parámetros S_{21} y S_{12} son los coeficientes de transmisión o transferencia directa e inversa respectivamente. Los parámetros S_{11} y S_{22} determinan cuanta energía se refleja en los puertos del dispositivo y los coeficientes S_{12} y S_{21} afectan la energía transferida entre puertos [2].

Los parámetros S son en general complejos y es conveniente expresarlos en términos de amplitudes y fases [2], es decir:

$$S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\varphi_{mn}} \quad \text{para } m, n = 1,2 \tag{1.29}$$

Sus amplitudes se expresan en decibeles (dB), que se definen en [2] como:

$$20 \log_{10}|S_{mn}| \text{ [dB]} \quad m, n = 1,2 \tag{1.30}$$

En lugar de utilizar la pérdida de retorno, se puede utilizar la Relación de Onda Estacionaria de Voltaje VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), la cual se define como sigue [2]:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (1.31)$$

Siempre que se transmite una señal a través de una red selectiva en frecuencia como un filtro se introduce un retraso a la salida en relación con la señal de entrada. Hay otros dos parámetros que desempeñan un papel en la caracterización del rendimiento del filtro en relación con este retraso [2].

El primero es el retraso de fase, definido por:

$$\tau_p = \frac{\Phi_{21}}{\omega} \text{ seg.} \quad (1.32)$$

Donde Φ_{21} está en radianes y ω está en radianes por segundo.

El segundo, el retardo de fase es en realidad el retardo de tiempo para una señal sinusoidal constante y no es necesariamente el verdadero retardo de señal porque una señal sinusoidal constante no transporta información; a veces, también se le conoce retraso de portadora [2].

En el análisis o síntesis de redes puede ser conveniente expresar el parámetro de reflexión S_{11} en términos de la impedancia Z_{01} y la denominada impedancia de entrada, la cual es la impedancia que mira hacia el puerto 1 de la red [2].

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{Z_{01}} - \sqrt{Z_{01}}I_1}{V_1/\sqrt{Z_{01}} + \sqrt{Z_{01}}I_1} \quad (1.33)$$

Para Z_{in1}

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} \quad (1.34)$$

Reemplazando V_1 y Z_{in1} , se obtiene la expresión

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (1.35)$$

A su vez para S_{22}

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (1.36)$$

Para Z_{in2}

$$Z_{in2} = \frac{V_2}{I_2} \quad (1.37)$$

Donde Z_{in2} , es la impedancia de entrada que mira hacia el puerto 2 de la red [5]. Las ecuaciones (1.36) y (1.37), indican la adaptación de impedancia de la red con respecto a sus impedancias terminales.

1.6.1 PROPIEDADES DE LOS PARÁMETROS S

Los parámetros S tienen varias propiedades que son útiles para el análisis de redes [2].

Si la red es recíproca:

$$S_{12} = S_{21} \quad (1.38)$$

Si la red es simétrica, además cumple con

$$S_{11} = S_{22} \quad (1.39)$$

Por lo tanto, la red simétrica también es recíproca.

Para una red pasiva sin pérdidas, la potencia de transmisión y la potencia reflejada deben ser iguales a la potencia incidente total. Las expresiones matemáticas que describen este comportamiento de conservación de potencia son [2]:

$$\begin{aligned} S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* &= 1 \\ |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (1.40)$$

$$S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

1.6.2 MEDICIÓN DE LOS PARÁMETROS S

La medición y generación de los parámetros S, se lleva a cabo con un instrumento denominado Analizador Vectorial de Redes o VNA, por sus siglas en inglés Vector Network Analyzer, es un instrumento esencial en el análisis de sistemas de microondas y RF (radiofrecuencia). Se utiliza para medir cómo un DUT, afecta señales de alta frecuencia en términos de reflexión, transmisión y otras propiedades [11]. La arquitectura de un VNA simplificada se muestra en la Figura 1.11.

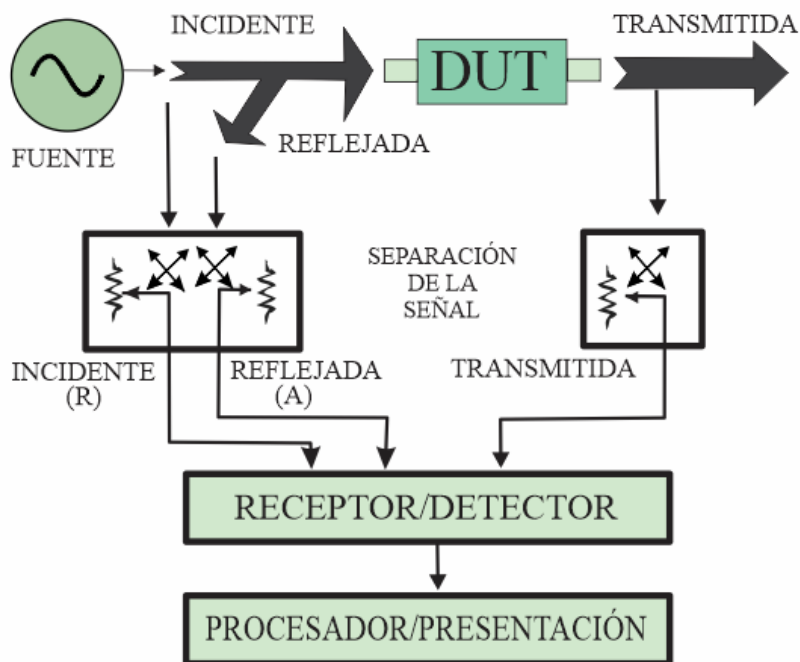


Figura 1.11. Diagrama de bloques del VNA [9, 10].

1.7 INTRODUCCIÓN DEL INSTRUMENTO DEL ANALIZADOR DE ANÁLISIS VECTORIAL (VNA)

La operación de un VNA se simplifica en cuatro etapas:

➤ *Generación de la señal:*

El VNA genera una señal sinusoidal de alta frecuencia, que se inyecta en el dispositivo bajo prueba a través de uno de sus puertos.

La frecuencia de la señal puede variarse dentro de un rango predefinido para realizar mediciones en diferentes bandas.

➤ *Interacción con el DUT*

Al ingresar al DUT, parte de la señal se refleja debido a desadaptaciones de impedancia; este comportamiento se describe mediante los parámetros de reflexión S_{11} o S_{22} , según el puerto considerado. La porción restante de la señal se transmite hacia el otro puerto, lo cual se cuantifica mediante los parámetros de transmisión S_{21} o S_{12} .

➤ *Medición de señales dispersas*

El VNA mide las señales reflejadas y transmitidas mediante receptores de alta precisión que capturan la magnitud y fase de las ondas asociadas a cada puerto.

➤ *Visualización de resultados*

Los datos se representan gráficamente en función de la frecuencia, en formatos como: los diagramas de magnitud y fase, diagramas de Smith para análisis de impedancia, medidas de ganancia, pérdida o coeficiente de reflexión [12].

En la Figura 1.12 se muestra un organigrama donde se observan las mediciones que pueden ser llevadas a cabo por el VNA.

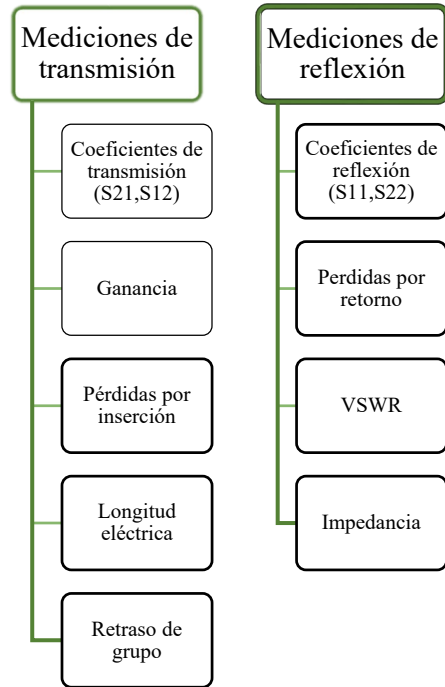


Figura 1.12. Mediciones realizadas por un VNA [12,13].

1.8 TANGENTE DE PÉRDIDAS Y PERMITIVIDAD RELATIVA

Los parámetros que describen la disipación de energía de un material dieléctrico son [9]:

- La tangente de pérdidas y
- La permitividad relativa

La tangente de pérdida, definida como una medida de la disipación característica de energía electromagnética en materiales dieléctricos [4], se expresa en la Ecuación (3.1) de [11]:

$$\tan\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (3.1)$$

Para la permitividad relativa, está dada por [9]:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\varepsilon' - j\varepsilon''}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'(1 - \tan\delta) \quad (3.2)$$

Donde:

ϵ_r : Es la permitividad relativa compleja.

ϵ : Es la permitividad compleja.

ϵ_0 : Es la permitividad del espacio libre, 8.854×10^{-12} [F/m].

ϵ_r' : Es la parte real de la permitividad compleja relativa.

ϵ_r'' : Es la parte imaginaria de la permitividad compleja relativa.

$\tan\delta$: Es la tangente de pérdida eléctrica.

δ : Es el ángulo de pérdida dieléctrica.

1.9 5G E INTERNET DE LAS COSAS (IoT)

1.9.1 QUINTA GENERACIÓN DE RED MÓVIL (5G)

La tecnología 5G es la próxima generación de tecnología móvil, la cual continúa el desarrollo de las generaciones anteriores de tecnología móvil 3G y 4G [13]. Cabe señalar que dicha referencia corresponde al Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT), por lo que su alcance aplica solamente a México.

Los sistemas 5G traerán consigo nuevas posibilidades que incluyen:

- Mayor ancho de banda
- Mayor capacidad de transmisión de datos
- Menor tiempo de espera o latencia

El espectro idóneo para sistemas 5G se puede dividir en tres grandes rangos de frecuencia de manera general como se muestra en la Tabla 1.4 [13].

FRECUENCIAS	INTERVALO DE FRECUENCIA (GHz)	DESCRIPCIÓN
Bajas	$f < 1$	Brindan mayor cobertura y capacidad limitada
Medias	$1 < f < 6$	La cobertura se reduce y la capacidad aumenta
Altas	$f > 6$	Brindan corto alcance con muy alta capacidad y muy baja latencia

Tabla 1. 4. Características de los sistemas 5G [13].

El organismo de estandarización 3GPP, encargado de estandarizar tecnologías de redes celulares, desarrolla especificaciones técnicas como acceso a radio, transporte y calidad del servicio. En junio de 2016, su Grupo de Especificaciones Técnicas (TSG) acordó el plan para el Release 15, el primer conjunto de estándares para 5G.

El Release 15 de 3GPP establece dos rangos de frecuencia para 5G: FR1 de 450 a 6000 MHz y FR2 de 24.25 a 52.6 GHz, con tres bandas nuevas para FR1 y cuatro para FR2, según el espectro disponible en cada región [14].

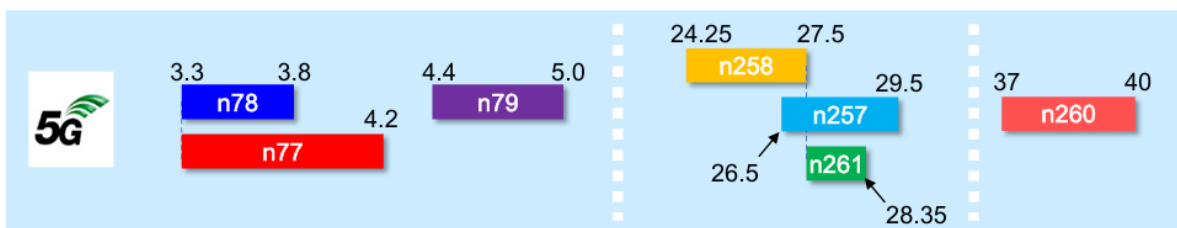


Figura 1.13. Bandas FR1 y FR2 [14].

El organismo de estandarización 3GPP desarrolló dos estándares que incluyen la banda n77 que va de los 3.3 GHz a los 4.2 GHz, y la banda de operación n78 de los 3.3 GHz y 3.8 GHz. Así la armonización 3.3 GHz hace que resulte atractiva por las economías de escala que pueda generar para sistemas de 5G [13].

La versión Release 16 del 3GPP, iniciada en marzo de 2017 y finalizada en julio 2020, marcó la finalización formal del sistema 5G. Esta actualización incorporó nuevas bandas de frecuencia, tanto en el rango Sub-6 GHz (FR1) como en el de ondas milimétricas (mmWave), correspondientes al rango de frecuencias 2 (FR2), las cuales se encuentran especificadas en el documento técnico 3GPP TS 38.101 [15].

En la Tabla 1.5 se muestran las divisiones de frecuencias FDD en el rango FR1 para 5G-New Radio (5G-NR), cuyo nombre en inglés es Frequency División Duplex (Dúplex por División de Frecuencia). Estas bandas abarcan desde la banda *n71*, cuya frecuencia de subida inicia en 617 MHz, hasta frecuencias de subida de 2690 MHz en la banda *n7*. Cabe mencionar que existe la banda *n70*, con ancho de banda asimétrico, mientras que las bandas *n91* a *n94*, aún no tienen valor definido un valor estandarizado de ancho de banda [15].

BANDAS DE FRECUENCIA FDD (DÚPLEX POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA) EN FR1 PARA 5G-NEW RADIO			
5G NR Band	Frecuencia de subida (MHz)	Frecuencia de bajada (MHz)	Ancho de banda (MHz)
<i>n1</i>	1920 – 1989	2110 – 2170	60
<i>n2</i>	1850 – 1910	1930 – 1990	60
<i>n3</i>	1710 – 1785	1805 – 1880	75
<i>n5</i>	824 – 849	869 – 894	25
<i>n7</i>	2500 – 2670	2620 – 2690	70
<i>n8</i>	880 – 915	925 – 960	35
<i>n12</i>	699 – 716	729 – 746	17
<i>n14</i>	788 – 798	758 – 768	20
<i>n18</i>	815 – 830	860 – 875	15
<i>n20</i>	832 – 862	791 – 821	30
<i>n25</i>	1850 – 1915	1930 – 1995	65
<i>n28</i>	703 – 748	758 – 803	45
<i>n30</i>	2305 – 2315	2350 – 2360	10
<i>n65</i>	1920 – 2010	2110 – 2200	90
<i>n66</i>	1710 – 1780	2110 – 2200	90
<i>n70</i>	1695 – 1710	1995 – 2020	15/25
<i>n71</i>	663 – 698	617 – 652	35
<i>n74</i>	1427 – 1470	1475 – 1518	43
<i>n91</i>	832 – 862	1427 – 1432	–
<i>n92</i>	832 – 862	1432 – 1517	–
<i>n93</i>	880 – 915	1427 – 1432	–
<i>n94</i>	880 – 915	1432 – 1517	–

Tabla 1.5. Bandas de frecuencia FDD en FR1 para 5G-NR [15].

Para la Tabla 1.6 se presentan bandas de frecuencias TDD (Time Division Duplex - Dúplex por División de Tiempo) dentro del rango FR1 para 5G-NR. La banda $n51$ tiene una frecuencia mínima de operación de 1427MHz , mientras que la banda $n79$ alcanza una frecuencia máxima de 5000MHz . Cabe destacar que, para el caso de interés de este trabajo, la banda $n77$ que se encuentra dentro del rango FR1, abarca desde los 3300MHz hasta los 4200MHz [15]. En [16] confirma que la banda $n77$ ofrece equilibrio entre cobertura y capacidad y siendo empleado globalmente para 5G.

BANDAS DE FRECUENCIA TDD (DUPLEX POR DIVISIÓN DE TIEMPO) EN FR1 PARA 5G-NEW RADIO		
5G NR Band	Frecuencia de subida/bajada (MHz)	Frecuencia de bajada (MHz)
$n34$	2010 – 2025	15
$n38$	2570 – 2620	50
$n39$	1880 – 1920	40
$n40$	2300 – 2400	100
$n41$	2469 – 2690	194
$n48$	3550 – 3700	150
$n50$	1431 – 1517	85
$n51$	1427 – 1432	5
$n77$	3300 – 4200	900
$n78$	3300 – 3800	500
$n79$	4400 – 5000	600
$n90$	2496 – 2690	194

Tabla 1.6. Bandas de frecuencia TDD en FR1 para 5G-NR [15].

La Tabla 1.7 muestra las bandas suplementarias de bajada (SDL) y de subida (SUL) en el rango FR1 para 5G-NR. En esta subdivisión, la banda $n83$ presenta una frecuencia mínima de 703MHz , y la banda $n95$ alcanza una frecuencia máxima de 2025GHz [15].

BANDAS DE FRECUENCIA SUPLEMENTARIAS DE BAJADA (SDL) Y SUBIDA (SUL) EN FR1 PARA 5G-NEW RADIO				
5G NR Band	Frecuencia de subida (MHz)	Frecuencia de bajada (MHz)	Ancho de banda (MHz)	Tipo
n29	–	717 – 728	11	SDL
n75	–	1432 – 1517	85	SDL
n76	–	1427 – 1432	5	SUL
n80	1710 – 1785	–	75	SUL
n81	880 – 915	–	35	SUL
n82	832 – 862	–	30	SUL
n83	703 – 748	–	45	SUL
n84	1920 – 1980	–	60	SUL
n86	1710 – 1780	–	70	SUL
n89	824 – 849	–	25	SUL
n95	2010 – 2025	–	15	SUL

Tabla 1.7. Bandas SDL y SUL en FR1 para 5G-NR [15].

La Tabla 1.8 presenta las bandas de frecuencia en el rango FR2 para 5G-NR, también conocido como bandas milimétricas (mmWave). Opera en la mínima frecuencia en la banda n258 con 24.250 GHz hasta n260 de 40 GHz.

BANDAS DE FRECUENCIA DE 5G NR EN FR2				
5G NR Band	Frecuencia de subida (GHz)	Frecuencia de bajada (GHz)	Ancho de banda	Tipo
n257	28	26.5 – 29.5	3 GHz	TDD
n258	26	24.250 – 27.5	3.250 GHz	TDD
n259	–	39.5 – 43.5	4 GHz	TDD
n260	39	37 – 40	3 GHz	TDD
n261	28	27.5 – 28.35	850MHz	TDD

Tabla 1.8. Bandas en FR2 para 5G-NR [15].

1.9.2 INTERNET DE LAS COSAS (IoT)

El Internet de las cosas (IoT, por sus siglas en inglés Internet of Things) es una red en constante crecimiento de objetos, dispositivos y máquinas, cada uno capaz de comunicarse entre sí a través de redes inalámbrica con acceso a Internet. Los dispositivos IoT cuentan con una amplia gama de opciones de conectividad, tanto por cable e inalámbrica.

Los protocolos de IoT emplean principalmente frecuencias dentro de las bandas ISM, como 433 MHz, 915 MHz, y el rango de 2.4 GHz a 5 GHz. En el contexto de 5G, el IoT utiliza un espectro aún más amplio, que va desde frecuencias por debajo de 1GHz hasta las llamadas ondas milimétricas (mmWave) [17]. De acuerdo con la Tabla 1.8, “Bandas en FR2 para 5G-NR”, estas bandas milimétricas comprenden frecuencias desde 24.405 GHz hasta los 40 GHz.

REFERENCIAS

- [1] E. G. San Román Castillo, P. Castillo Aranibar, y M. G. Sotomayor Polar, Teoría y Aplicaciones de Ingeniería de Microondas. Arequipa, Perú: Universidad Católica San Pablo, 2018.
- [2] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster. “*Microstrip Filters for RF/ Microwave Applications.*” New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001
- [3] K. Chang, “RF and Microwave Wireless System. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4^a ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [5] Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT), *El espectro radioeléctrico* [infografía en PDF], [En línea]. Disponible en: <https://www.ift.org.mx/sites/default/files/uer-infografias/infografia-elespectro.pdf>. [Accedido: 3-enero-2025].
- [6] Instituto Federal de Telecomunicaciones, *Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF)*, 2017. [En línea]. Disponible en:

- https://www.ift.org.mx/sites/default/files/contenidogeneral/espectro-radioelectrico/cnaf_2017.pdf
- [7] Instituto Federal de Telecomunicaciones, *Inventario de bandas de frecuencias clasificadas como espectro libre – marzo 2023*, 2023. [En línea]. Disponible en: <https://www.ift.org.mx/sites/default/files/contenidogeneral/espectro-radioelectrico/inventariodebandasdefrecuenciasclasificadascomo espectro libre-marzo2023.pdf>
- [8] Vecteezy, “Vectores gratis de telecomunicaciones,” Vecteezy, [En línea]. Disponible en: <https://es.vecteezy.com/vectores-gratis/telecomunicaciones>. [Accedido: 3-enero-2025].
- [9] ElProCus, “Network Analyzer: Block Diagram, Types, Working & Its Applications,” ElProCus – Electronic Projects for Engineering Students, [En línea]. Disponible en: <https://www.elprocus.com/network-analyzer/>. [Accedido: 3-jun-2025].
- [10] Teledyne LeCroy. (s.f.). SPARQ Signal Integrity Network Analyzers [Datasheet]. https://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/sparq_datasheet.pdf
- [11] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, y V. K. Varadan, “Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization.” Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [12] Electricity-Magnetism.org, “Analizador de redes vectoriales (VNA),” 14-ene-2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.electricity-magnetism.org/es/analizador-de-redes-vectoriales-vna/>
- [13] Instituto Federal de Telecomunicaciones, Panorama del espectro radioelétrico en México para servicios móviles de quinta generación, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://www.ift.org.mx/sites/default/files/panoramadelespectroradioelectricoenmexico para5g.pdf3rd>.
- [14] Generation Partnership Project (3GPP), Release 15, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://www.3gpp.org/specifications-technologies/releases/release-15>
- [15] "5G NR (New Radio) Frequency Bands," *everythingRF*. [En línea]. Disponible en: <https://www.everythingrf.com/community/5g-nr-new-radio-frequency-bands>. [Accedido: 8-jul-2025]

- [16] Qualcomm Technologies, Inc., *5G Spectrum: Global Update*, Qualcomm, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/spectrum-for-4g-and-5g.pdf> [Accedido: 14-jul-2025].
- [17] Data Alliance, “IoT (Internet de las cosas): Selección del protocolo inalámbrico IoT y características de la banda de frecuencia.” [En línea]. Disponible en: <https://www.data-alliance.net/es/iot-internet-de-las-cosas-bandas-de-frecuencia>

CAPÍTULO 2

REVISIÓN DE LA LITERATURA SOBRE SENSORES DE MICROONDAS

2.1 SENSORES DE MICROCINTA

En este capítulo se presenta la revisión de la literatura sobre los sensores de microondas con tecnología de microcinta para la detección de propiedades dieléctricas. Estos dispositivos tienen las siguientes características:

- Se aplican en situaciones donde se requiere conocer las propiedades dieléctricas dentro de un rango estrecho de frecuencias.
- Son más precisos y rápidos computacionalmente que los de métodos no resonantes; sin embargo, requieren una configuración específica para cada frecuencia discreta [1].

2.1.1 SENSORES DE VARIACIÓN DE FRECUENCIA

En [2] se propone un sensor basado en un resonador de anillo dividido complementario (CSRR, por sus siglas en inglés) como se muestra en la Figura 2.1, fabricado con una estructura de microcinta acoplada a un resonador de anillo dividido. El sustrato utilizado fue Rogers6002, con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2.94$, una tangente de pérdida $\tan(\delta) = 0.0012$ y un espesor de 0.508 mm . La metalización del sustrato tiene un grosor de $18\mu\text{m}$, y la línea de transmisión es de 50Ω .

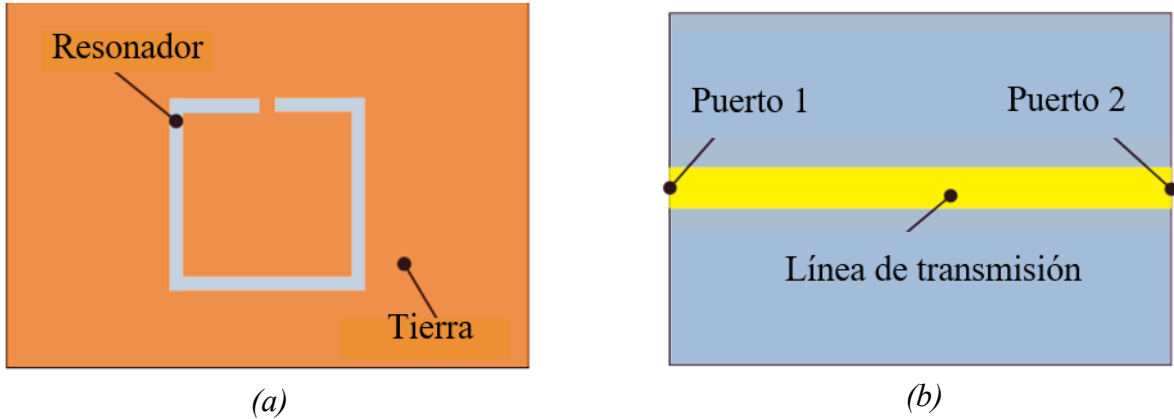


Figura 2.1. Sensor de Resonador de Anillo Complementario acoplado a una microcinta. (a) Vista inferior del CSRR. (b) Vista superior del CSRR [2].

Este sensor ha sido utilizado para la caracterización de diversos líquidos que fluyen a través de un microcanal fabricado con PDMS (polidimetilsiloxano), el cual fue colocado sobre el resonador en el punto de máxima intensidad del campo eléctrico, como se observa en la simulación de la Figura 2.2 (a). Además, el microcanal fue ubicado sobre la parte inferior del sensor, tal como se muestra en la Figura 2.2 (b).

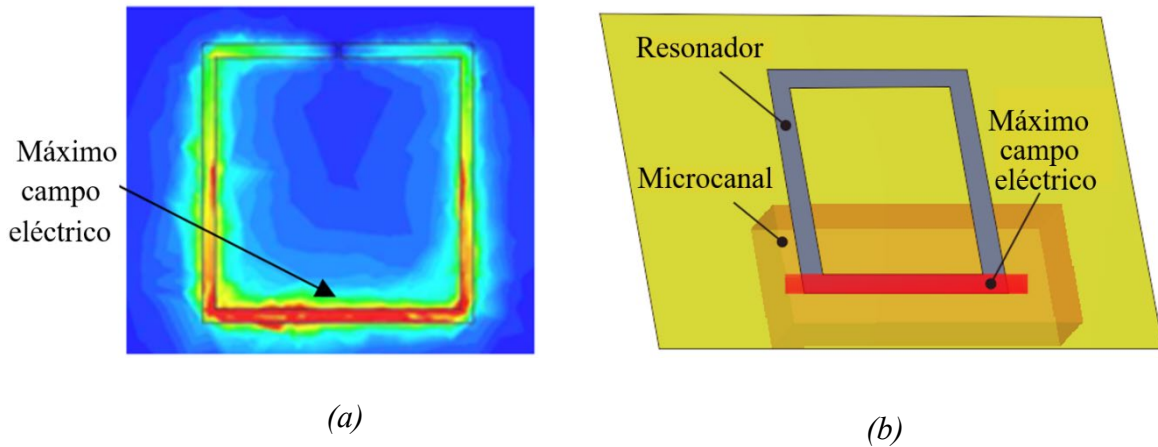


Figura 2.2. (a) Simulación del sensor, donde se muestra la mayor intensidad del campo eléctrico. (b) Colocación del microcanal en el sensor [2].

Este sensor determina la permitividad compleja, basándose en los cambios en la frecuencia de resonancia y en la atenuación del pico de la respuesta del parámetro de transmisión ($|S_{21}|_{máx}$) en resonancia, como se muestra en la respuesta del sensor a una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz como se muestra en la Figura 2.3.

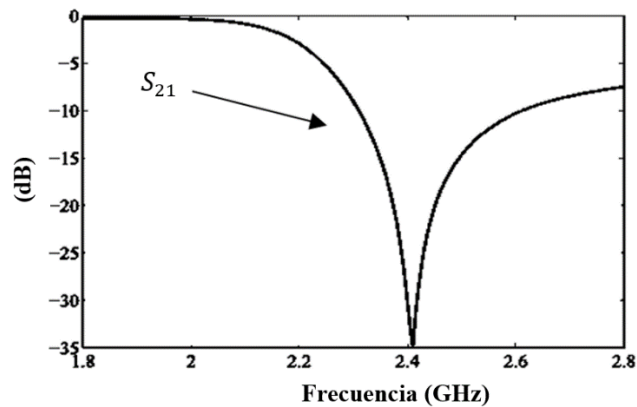


Figura 2.3. Respuesta del sensor de anillo dividido complementario a la frecuencia de 2.4 GHz [2].

Las pruebas se realizaron utilizando mezcla de agua y etanol en proporciones iguales (50% de cada componente). Posteriormente, el microcanal fue llenado con la solución cuya fracción volumétrica de agua-etanol que variaron del 0% al 100%, en aumentos del 20%. Los seis resultados obtenidos se muestran en la Figura 2.4, donde se observa que la frecuencia de resonancia se desplaza de 1.53 GHz a 1.92 GHz, debido a la disminución del líquido que fluye a través del microcanal. La diferencia de frecuencias entre el llenado del 0% y al 100% es de 400 MHz.

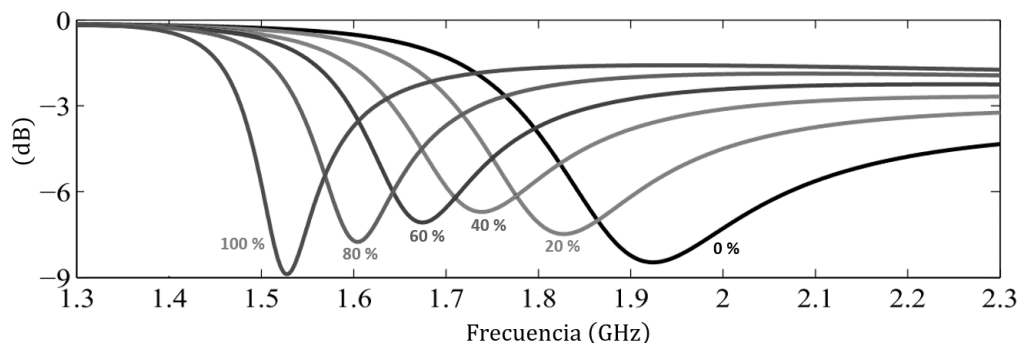


Figura 2.4. Respuesta de la variación de frecuencia en la medición del parámetro de transmisión S_{12} al hacer pasar por el microcanal las muestras de agua-etanol [2].

En [3] se presenta un sensor como se muestra en la Figura 2.5, que está conformado por un anillo cuadrado complementario de doble rendija (DS-CSRR), que fue utilizado para la medición de materiales dieléctricos, especialmente carbón. Este sensor fue fabricado con placas $FR - 4$, con constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.4$, espesor de 0.8 mm , y con espesor de metalizado de cobre de $17 \mu\text{m}$.

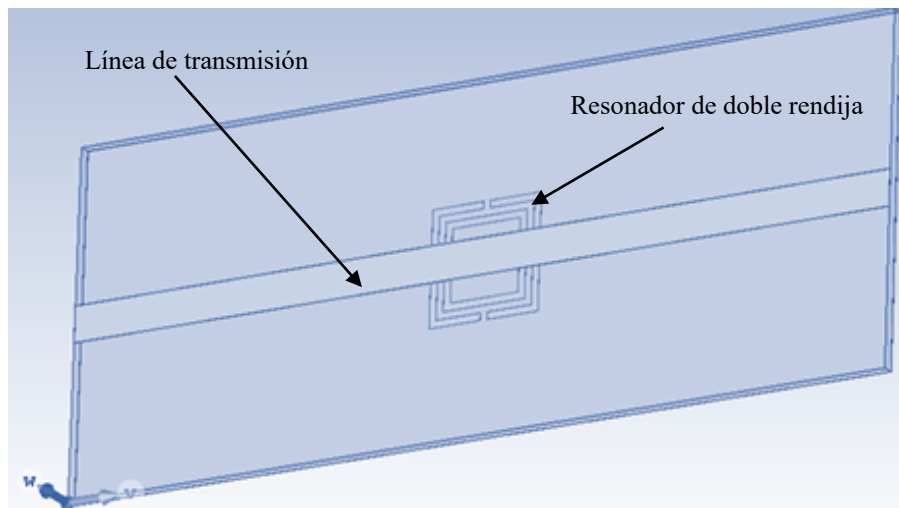


Figura 2.5. Sensor de doble rendija [2].

El diseño fue optimizado para obtener una muesca profunda y poder visualizarla en el coeficiente de transmisión S_{21} . Las características más destacables de este sensor son su bajo costo del sustrato, su frecuencia de resonancia, que se encuentra en la banda C a una frecuencia de 4.75 GHz , además de presentar una muesca profunda de hasta -41 dB , como se muestra en la Figura 2.6.

Las dimensiones del sensor de anillo dividido complementario de doble rendija son: 2.5 mm en la línea de microcinta, resonador cuadrado de 5 mm , ancho de anillo de 0.5 mm y ancho de anillo exterior de 0.5 mm .

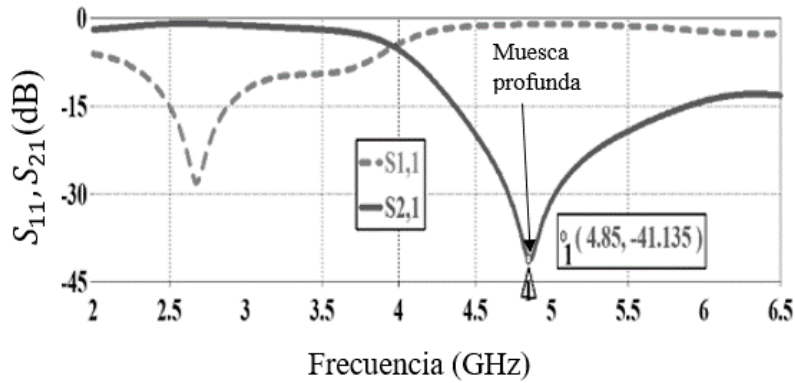


Figura 2.6. Frecuencia de resonancia para el sensor de doble rendija [2].

En [4] se propone un sensor para la detección de varias muestras sólidas estándar y de líquidos químicos peligrosos, con estructura de resonador de anillo complementario hexagonal, con línea de microcinta grabada en el plano de tierra, fabricado con sustrato *FR – 4*. La configuración geométrica del sensor se muestra en la Figura 2.7 (a)

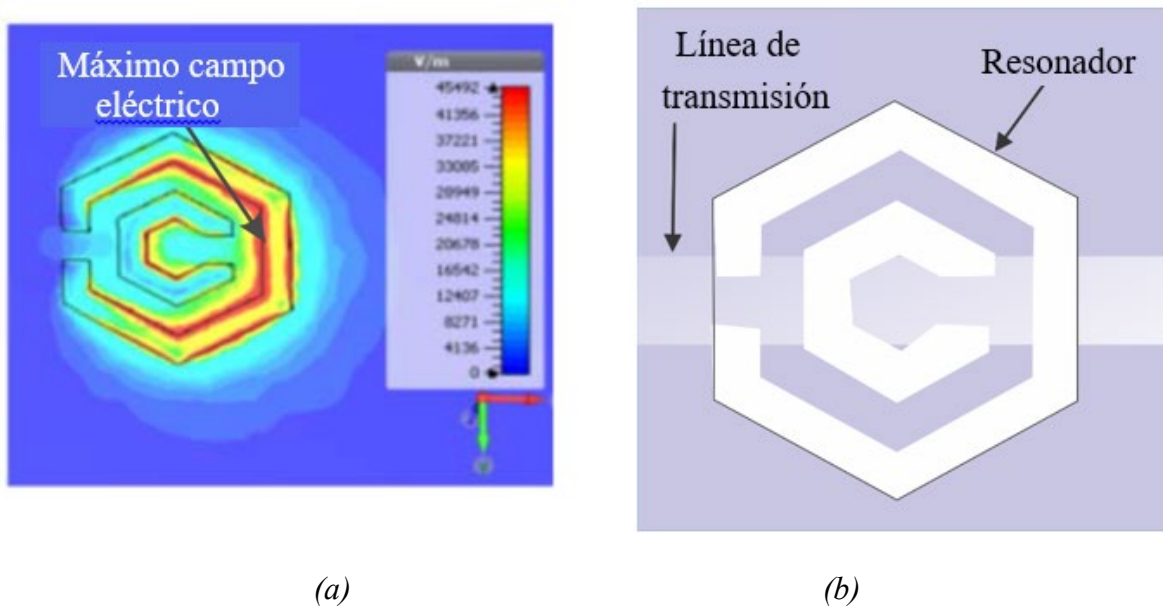


Figura 2.7. Modelo simulado del sensor hexagonal. (a) Distribución del campo eléctrico del sensor a 8.28 GHz. (b) Geometría del CSRR [4].

Este sensor trabaja en un rango de frecuencias de 5.3 GHz a 8.2 GHz. Las características sobresalientes para la detección son su amplio rango de permitividades dieléctricas en los

materiales bajo prueba. Las permitividades de las muestras bajo prueba se encuentran entre $\epsilon_r = 4$ a $\epsilon_r = 6$, con $\tan(\delta) = 0$ a $\tan(\delta) = 0.1$. Su respuesta en la variación de frecuencia se muestra en la siguiente figura.

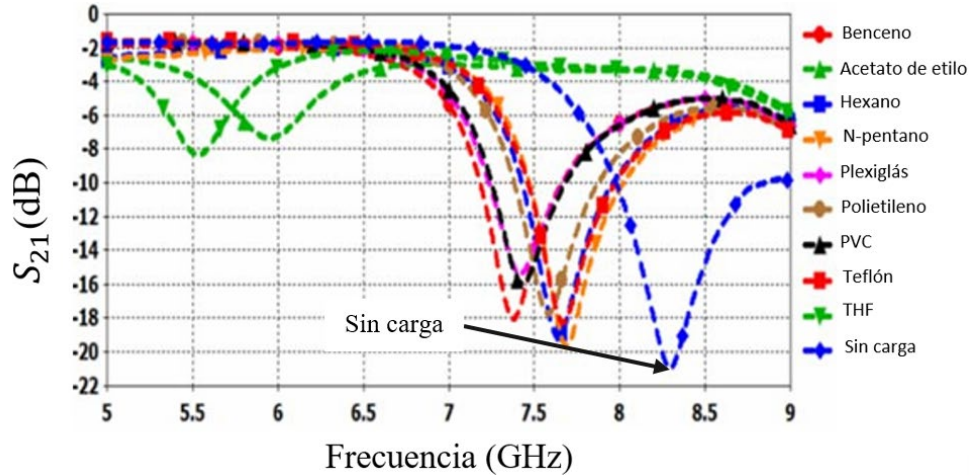


Figura 2.8. Medición de S_{21} (dB) correspondiente a diversas muestras sólidas y líquidas [4].

2.1.2 SENSORES DE MODO DIFERENCIAL

En la referencia [5] se presenta un sensor de modo diferencial compuesto por un par de resonadores de anillo dividido, como se muestra en la Figura 2.9. Uno de estos resonadores actúa como referencia para realizar la medición diferencial. El sensor fue fabricado en el sustrato *Rogers 4350*, con espesor de 0.762 mm , $\epsilon_r = 3.66$ y $\tan(\delta) = 0.0037$.

Para realizar las pruebas, el sensor fue montado y fijado sobre un soporte metálico de aluminio. Además, se colocaron dos brazos orientados hacia los resonadores para situar las muestras dieléctricas, tal como se presenta en la Figura 2.10.

Las pruebas fueron realizadas con muestras cuadradas, con medidas de $14 \times 14\text{ mm}^2$. Los sustratos utilizados para las muestras de prueba fueron *Rogers RT5880*, *Rogers RO4350*, *FR - 4*, *Rogers RO3006* y *Rogers RO6010* con constantes dieléctricas de 2.2, 3.66,

4.7, 6.5 y 10.7 respectivamente. Sensor de anillo dividido, de dos resonadores acoplados a una línea de transmisión [5].

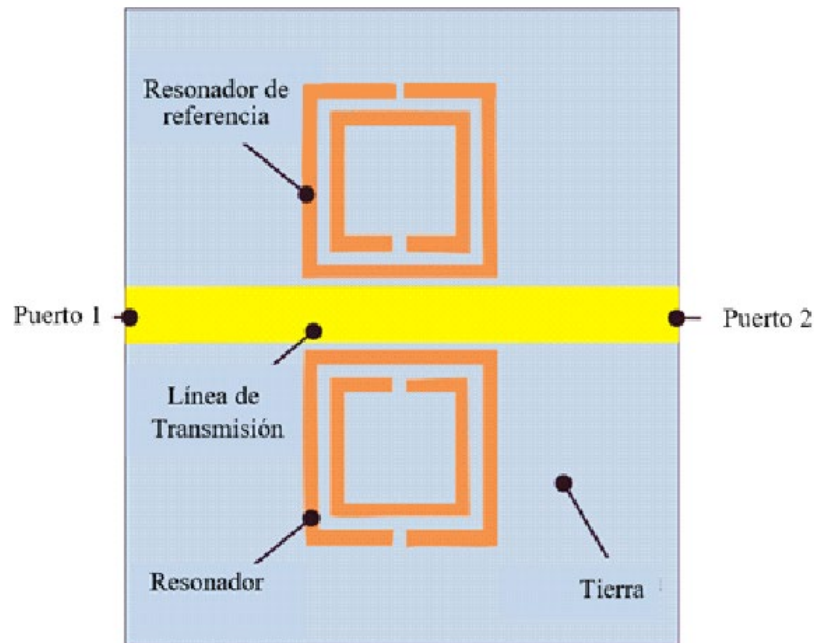


Figura 2.9. Sensor de anillo dividido, de dos resonadores acoplados a una línea de transmisión [5].

De acuerdo con la Figura 2.11, se evaluó la función del sensor como comparador, probado con dos losas de sustrato $FR - 4$. A una de estas losas se le realizaron perforaciones de 0.2 mm de radio y 0.1 mm de separación.

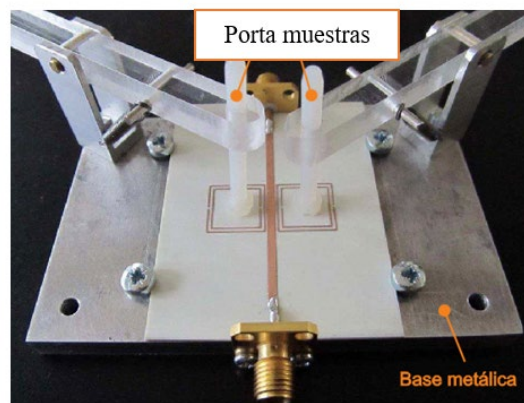


Figura 2.10. Sensor colocado sobre base metálica con brazos colocados con porta muestras para realizar las pruebas con sustratos de diferentes permitividades [5].

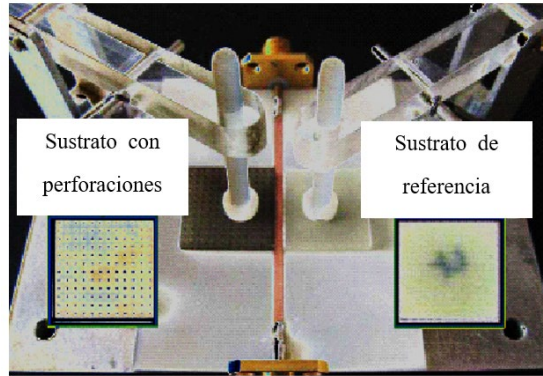


Figura 2.11 Sensor con dos muestras de prueba donde una de ellas tiene perforaciones para variar sus propiedades dieléctricas, y otra con el sustrato de referencia [5].

En la Figura 2.12 se muestra la respuesta del sensor con una carga desbalanceada, que fue perforada, y una losa balanceada que sirve como muestra de referencia para la medición diferencial.

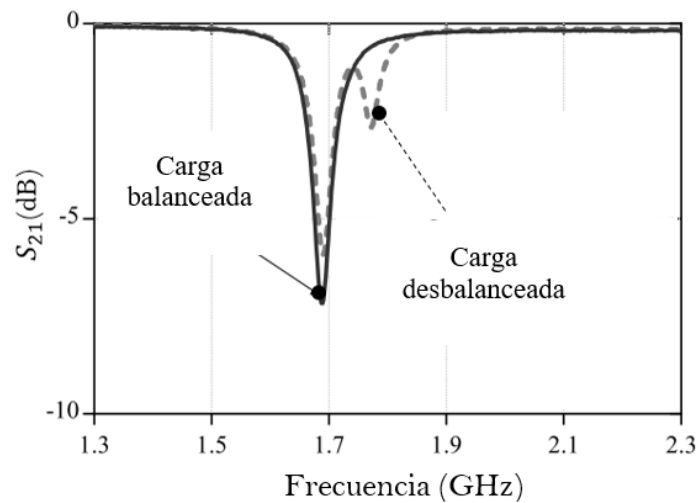


Figura 2.12. Respuesta para el sensor como comparador para la carga desbalanceada y balanceada en el parámetro de transmisión S_{21} [5].

La respuesta del sensor se muestra en la Figura 2.13, donde se observa una sola muesca cuando se colocan cargas dieléctricas idénticas en ambos resonadores, y dos muescas si las cargas dieléctricas son diferentes en los resonadores.

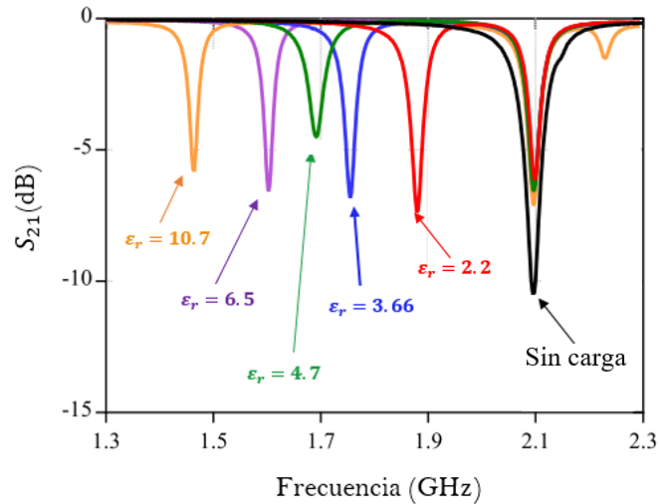


Figura 2.13. Respuesta del parámetro s_{21} para muestras con diferentes permitividades colocadas sobre el sensor de doble resonador de tipo anillo dividido [5].

2.1.3 SENSORES DE DIVISIÓN DE FRECUENCIA

En [6] se expone un sensor de desplazamiento y alineación bidimensional fabricado con dos líneas de transmisión abiertas como se aprecia en la Figura 2.14 (a), cada una de estas líneas es cargada con un resonador de anillo partido como se observa en la Figura 2.14 (b). La profundidad de los valles de resonancia en los coeficientes de reflexión permite detectar desplazamientos de los sensores de anillo dividido en dos direcciones ortogonales.

El sensor fue fabricado en el sustrato *RogersRO4003*, con espesor de 0.81mm , permitividad relativa de $\epsilon_r = 3.38$, $\tan(\delta) = 0.0022$ y con grosor de metalizado de cobre de $35\ \mu\text{m}$. El ancho de las líneas de transmisión de 50Ω de $1.84\ \text{mm}$, el lado de cada resonador de $7\ \text{mm}$, y la distancia de la división del resonador de anillo de $0.5\ \text{mm}$.

Para las dos losas mostradas en la Figura 2.14 (c), el sustrato que se observa en la Figura 2.14 (a) es el sustrato fijo que se coloca en la parte inferior, mientras que el sustrato que

pertenece a la Figura 2.14 (b) es el sustrato móvil que se coloca en la parte superior de la losa fija inferior que es la que se mueve a lo largo de las direcciones x y y . Las dos losas son puestas una frente a otra separadas a una distancia de 0.76 mm por espacio aire tal como se presenta en la Figura 2.14 (c).

Una característica peculiar de este sensor es la excitación constante de las líneas de transmisión, un desplazamiento solo afecta a la profundidad del valle sin alterar frecuencias para realizar la comparación. Una de las ventajas de este sensor es debido que ambos resonadores pueden ser fabricados para que trabajen a la misma frecuencia.

Para investigar el efecto mutuo de desplazamiento en las direcciones x y y , en la funcionalidad del sensor en la Figura 2.15 se ilustra el parámetro de reflexión S_{11} frente al desplazamiento en la dirección, a una frecuencia fija de 4.253 GHz . Sin embargo en una posición inicial sin desplazamiento en x o en y la simetría impide la excitación de los resonadores de anillo dividido, reflejando completamente la señal.

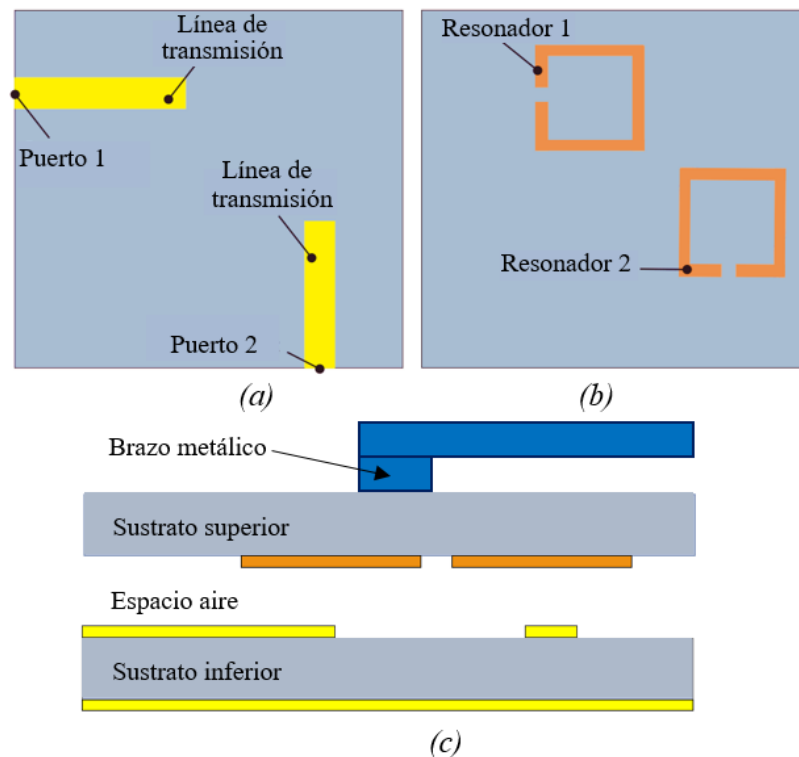


Figura 2.14. (a) Sustrato fijo con dos líneas de transmisión abiertas. (b) Sustrato móvil con resonadores de anillo dividido. (c) Disposición de los sustratos fijo y móvil [6].

El montaje para pruebas fueron realizadas con tres pares de actuadores micrométricos para mover el sustrato superior en tres direcciones. Un par ajusta el espacio aire a una distancia de **0.76mm**, mientras que los otros dos actuadores controlan los desplazamientos en x y y de **0 mm** a **0.8mm** en pasos de **0.1mm**, midiendo los coeficientes de reflexión en el puerto uno y en el puerto dos.

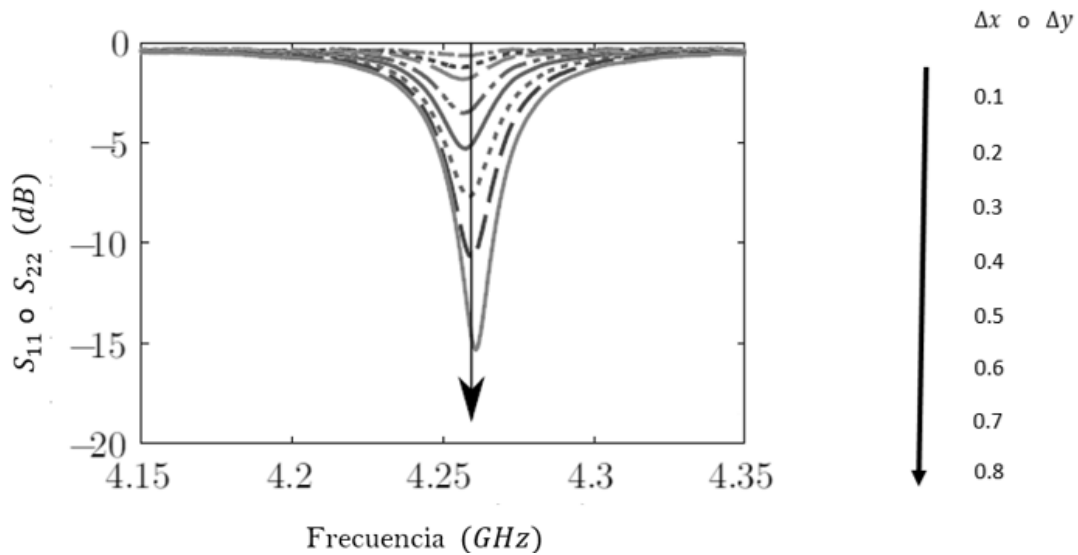


Figura 2.15. Respuesta de las mediciones de los parámetros S_{11} o S_{22} para valores de desplazamiento en x y y , a partir de 0.1mm a 0.8mm [6].

La Figura 2.16 refleja la profundidad del valle en los parámetros S_{11} y S_{22} e indica el desplazamiento en x y en y respectivamente. Gracias a la carga constante de las líneas de transmisión, el desplazamiento no altera la frecuencia de resonancia, permitiendo operar a una frecuencia fija sin necesidad de barrido de frecuencia.

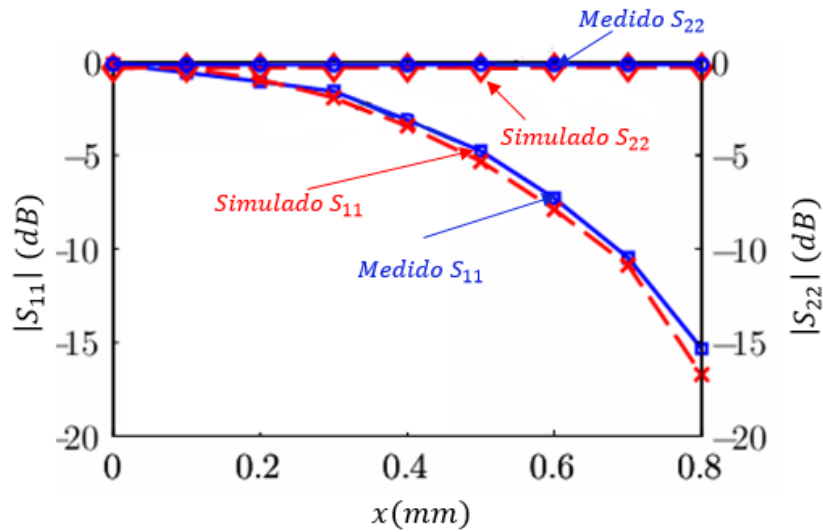


Figura 2.16. Comparación de valores medidos y simulados para $|S_{11}|$ y $|S_{22}|$, a una frecuencia fija de $f_0 = 4.253$ GHz, con condiciones de Δ_x y $\Delta_y = 0$ mm [6].

En resumen, de [3-6] se presentan algunos ejemplos de sensores de microondas con distintas geometrías, como los sensores de anillo dividido (SSR) y los sensores de anillo dividido complementario (CSRR) de microcinta planares. En estos sensores el resonador o resonadores en su caso, están acoplados a líneas de transmisión eléctricas de 50Ω . Dichos sensores pueden medir la permitividad de materiales tanto líquidos como sólidos que se utilizan en la caracterización de materiales.

REFERENCIAS

- [1] J. Enano-Muñoz, P. Vélez, M. Gil, y F. Martín, "Applied Sciences," vol. 10, -abr-2020. [En línea]. Disponible en: <https://doi.org/10.3390/app10072615>
- [2] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. Al-Sarawi and D. Abbott, "High-Sensitivity Metamaterial-Inspired Sensor for Microfluidic Dielectric Characterization," in IEEE Sensors Journal, Vol. 14, No. 5, pp. 1345-1351, Mayo 2014.
- [3] Raj, A. Kumar, M. A. Hussain Ansai, M. Jaleel Akhtar, S. Panda, "Metamaterial-Inspired microwave sensor for measurement of complex permittivity of materials". Microwave and optical technology letters, Vol. 58, No. 11, pp.2577-2581, Noviembre 2016.
- [4] W. Shahzad, W. Hu, Q. Ali, H. Raza, S. M. Abbas, L. Lighthart, "A Low-Cost Metamaterial Sensor Based on DS-CSRR for Material Characterization Applications". Sensors (Basel) .Marzo 2022.
- [5] A. Ebrahimi, J. Scott and K. Ghorbani, "Differential Sensors Using Microstrip Lines Loaded With Two Split-Ring Resonators," in IEEE Sensors Journal, vol. 18, no. 14, pp. 5786-5793, Julio 15, 2018.
- [6] A.K. Horestani, J. Naqui, D. Abbott, C. Fumeaux, F. Martín. "Two-dimensional displacement and alignment sensor based on refelection coefficients of open microstrip lines loaded with split ring resonators". Electronics Letters, Vol. 00, No. 00, Julio 13, 2014.

CAPÍTULO 3

SENSORES PROPUESTOS EN LA TESIS

En este capítulo se presentan en detalle los dos sensores desarrollados como parte de la propuesta de esta tesis:

- 1) Un sensor de tipo anillo cuadrado, y
- 2) Un sensor modo dual,

Ambos sensores de microondas y con la tecnología de microcinta para frecuencias de 5G e IoT.

Para el desarrollo de estos sensores se utilizaron los siguientes pasos:

- 1) Metodología basada en la teoría de sensores.
- 2) Diseño mediante simulación.
- 3) Simulación y optimización.
- 4) Fabricación y medición.

En este capítulo se presenta la metodología de diseño del sensor de tipo anillo cuadrado en la Sección 3.1.3 a la 3.1.4.1, donde también se exponen los resultados de su simulación.

En la sección 3.2 se detalla la metodología de diseño para el sensor de modo dual, incluyendo el proceso de fabricación de ambos sensores. Finalmente, en la secciones 3.2.3 a la 3.2.4.1 se presentan los resultados de la simulación correspondiente al sensor de modo dual propuesto.

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama de flujo de los pasos a seguir para obtener el diseño de los sensores, que incluye la elección del sustrato, el diseño para determinar las dimensiones del sensor, las simulaciones para lograr la construcción del sensor y, finalmente,

la inserción de muestras en las simulaciones para observar su funcionamiento y garantizar su óptimo desempeño antes de la fabricación.

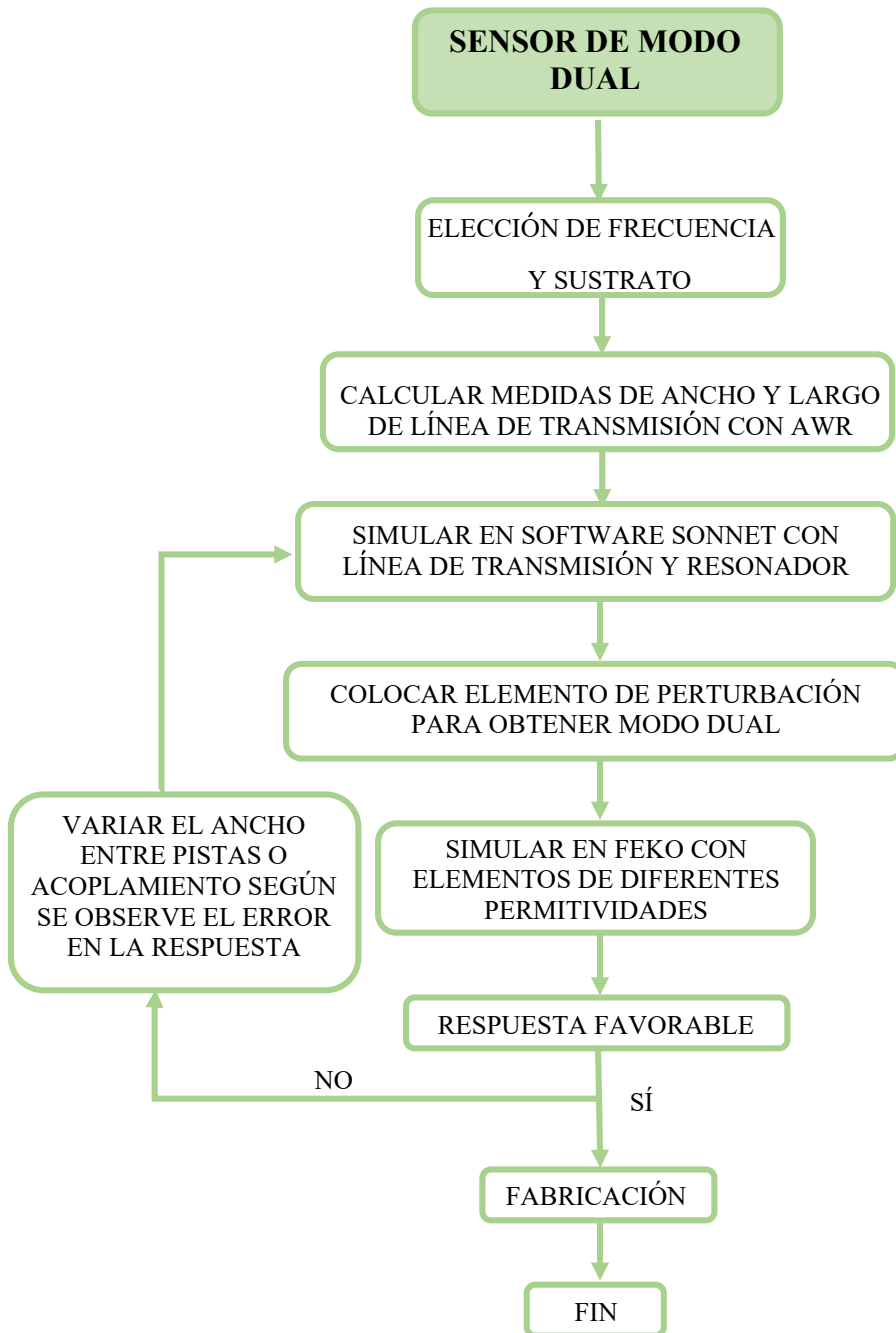


Figura 3.1. Diagrama de flujo para la construcción para los sensores propuestos.

3.1 METODOLOGÍA DEL DISEÑO DEL SENSOR DE TIPO ANILLO CUADRADO

Para diseñar un sensor de tipo anillo cuadrado en los simuladores de onda completa (Full – Wave EM) en Feko y Sonnet Lite. Para realizar el diseño del sensor de tipo anillo cuadrado, los parámetros más importantes son:

Simulador: Feko

Frecuencia de resonancia: 3.9 GHz

Sustrato: *RT Duroid* 5880

Tecnología: Microcinta

Longitud de onda del anillo cuadrado: λ

Impedancia característica: 50 Ω

Asimismo, debe definirse un rango de frecuencia adecuado para realizar las simulaciones en ambos programas.

En este caso, se ha seleccionado un rango de 3.5 a 5 GHz, ya que la frecuencia de operación del sensor (3.9 GHz) se encuentra centrada dentro de este intervalo, lo que facilita la observación de su comportamiento durante la simulación.

3.1.1 SUSTRATO

Para la fabricación del sensor se utilizó el sustrato RTDuroid® 5880, un material compuesto de PTFE (politetrafluoroetileno) y fibras de vidrio. Este sustrato se destaca por su flexibilidad, baja densidad, y baja dilatación térmica [1].

RT/Duroid 5880 se utiliza ampliamente en aplicaciones de radiofrecuencia y microondas, donde la baja constante dieléctrica y baja tangente de pérdida del sustrato son fundamentales para mantener la claridad y la eficiencia de la señal [2]. La placa utilizada se muestra en la Figura 3.2.

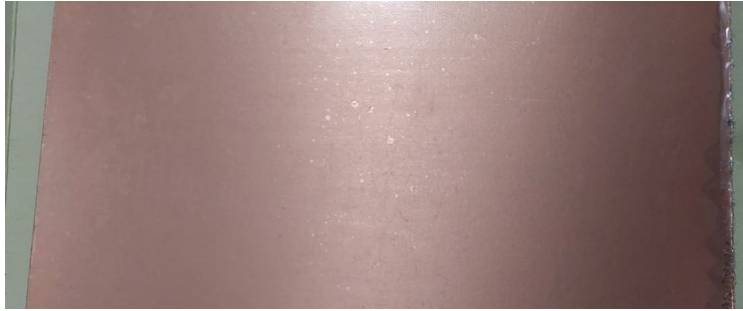


Figura 3.2. Sustrato RT/Duroid 5880 utilizado para la fabricación del sensor.

Para llevar a cabo el diseño del sensor, es importante considerar las propiedades del sustrato, entre ellas: la permitividad relativa (ϵ_r), el espesor del sustrato (h) y el grosor de la capa metálica de cobre (t). Estas características se presentan en la Tabla 3.1 y pueden consultarse en la hoja de especificaciones del sustrato RT/Duroid 5880. Este material fue seleccionado debido a sus propiedades que favorecen el desempeño y la manufactura del sensor. En particular, una tangente de pérdidas elevada implicaría un ancho de línea muy reducido, lo que dificultaría el proceso de fabricación.

PARÁMETRO	VALOR
Permitividad relativa (ϵ_r)	2.2
Tangente de pérdidas $\tan(\delta)$	0.00014
Espesor del sustrato (h)	1.57 mm
Grosor metálico (t)	0.017 mm

Tabla 3.1. Características del sustrato RT Duroid 5880 [10].

3.1.2 DISEÑO DEL SENSOR

Se presenta un sensor de tipo anillo cuadrado, conocido en inglés como Square Ring Resonator (SRR), el cual está acoplado a una línea de transmisión de 50Ω . El dispositivo ha sido fabricado sobre el sustrato *Rogers RT/Duroid 5880*, con grosor metálico $t =$

0.017 mm, con espesor del sustrato de $h = 1.57 \text{ mm}$, el cual posee una permitividad relativa $\epsilon_r = 2.2$, una tangente de pérdidas $\tan(\delta) = 0.00014$.

Para calcular las dimensiones de la línea de transmisión, se emplean las ecuaciones descritas en el apartado 1.3 del Capítulo 1. Para este diseño, se considera una línea de transmisión de longitud $\lambda/2$. La longitud de onda correspondiente se calcula utilizando la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

Donde λ es la longitud de onda, c es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$), f es la frecuencia de operación, y ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato.

3.1.2.1 DIMENSIONES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

De manera práctica, se empleó la calculadora del simulador AWR con la herramienta *Tx Line*, como se muestra en la Figura 3.3. Para el diseño se requiere una línea de transmisión de 50Ω . Ingresando la constante dieléctrica, la tangente de pérdida, la longitud eléctrica, el grosor del sustrato y el grosor del recubrimiento metálico se obtuvo las dimensiones de la línea con un ancho de $w = 4.92$ y longitud $\lambda/2 = 27.86 \text{ mm}$.

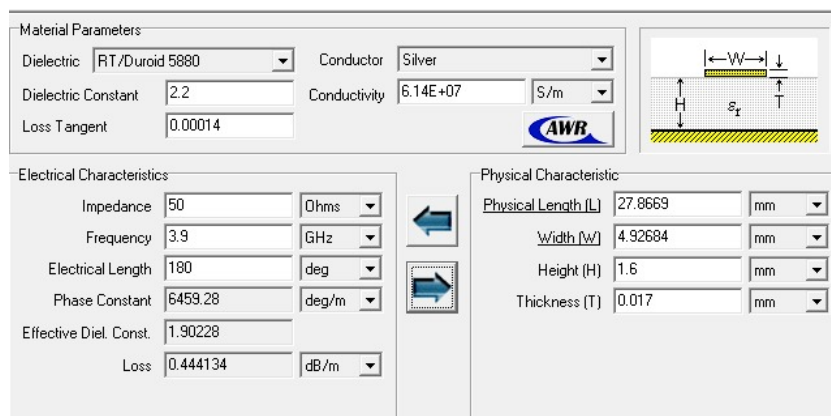


Figura 3.3. Calculadora para obtener dimensiones de la línea de transmisión, herramienta Txline de AWR.

Para el sensor de tipo anillo cuadrado se utilizó la longitud de onda λ , a partir de la cual se determinaron las dimensiones tanto de la línea de transmisión como del propio sensor. La Figura 3.4 muestra el diseño del sensor de anillo cuadrado que opera a una frecuencia de 3.9 GHz, junto con sus respectivas medidas.

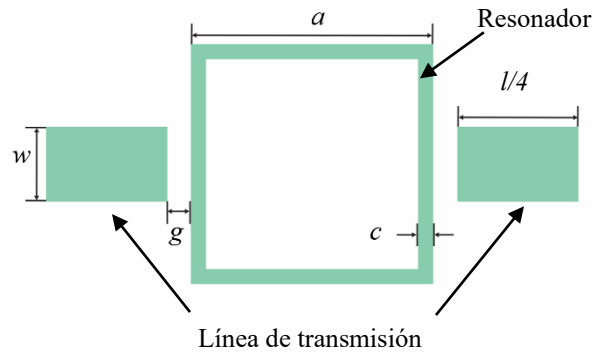


Figura 3.4. Sensor de anillo cuadrado acoplado a una línea de transmisión de $\lambda/4$, a 3.9 GHz, de dos puertos, con dimensiones del resonador donde $w = 5 \text{ mm}$, $a = 16 \text{ mm}$, $c = 1 \text{ mm}$, $g = 1.5 \text{ mm}$, $l/4 = 16 \text{ mm}$.

3.1.3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL SENSOR EN SONNET LITE

En la Figura 3.5 muestra la respuesta del sensor de tipo anillo cuadrado, sintonizado a una frecuencia de 3.946 GHz. En el parámetro S_{11} , que representa el coeficiente de reflexión, se observa una atenuación de -44.86 dB , lo que indica un débil acoplamiento.

De [3] tenemos la siguiente expresión

$$S_{11}(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10}(\Gamma) \quad (3.2)$$

A partir de (3.2) se puede obtener el coeficiente de reflexión

$$\Gamma = 10^{\frac{S_{11}(\text{dB})}{20}} \quad (3.3)$$

Para obtener la relación de onda estacionaria, conocida en inglés como Standing Wave Ratio (SWR), en [3] se tiene la Ecuación (3.4)

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.4)$$

Se obtiene $SWR = 1.0063$, por lo que se puede aproximar $SWR \approx 1$. Esto indica una buena adaptación de impedancia entre el sensor y la línea de transmisión, ya que la señal incidente prácticamente no se refleja.

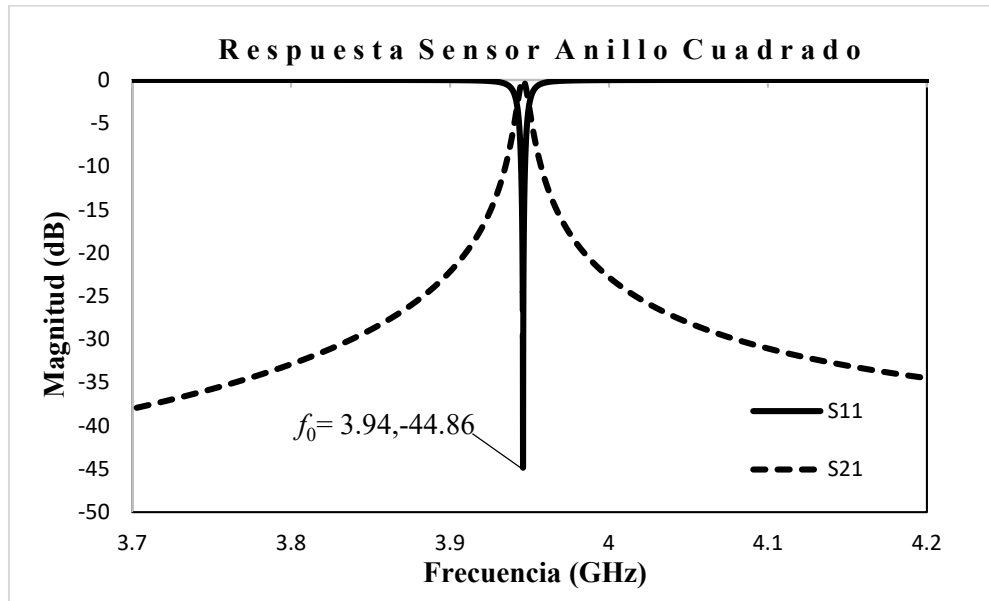


Figura 3.5. Respuesta simulada del sensor de anillo cuadrado en Sonnet Lite.

Otro parámetro a determinar es el parámetro del factor de calidad externo Q_e . Éste se calcula dividiendo la frecuencia de resonancia f_0 entre el ancho de banda BW medido a $-3dB$, que se obtiene de la diferencia de frecuencias f_1 y f_2 , respecto al máximo de la curva de respuesta, como se muestra en la Figura 3.6.

$$Q_e = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (3.5)$$

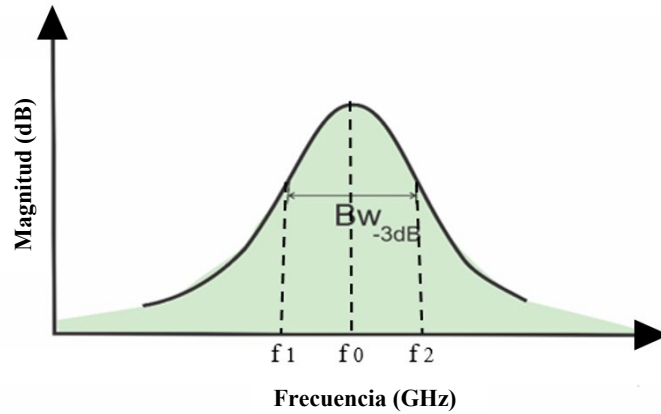


Figura 3.6. Factor de calidad externo mediante el parámetro S_{21} .

A partir de la Figura 3.5 se tiene una frecuencia de resonancia para el sensor de tipo anillo de $f_0 = 3.946 \text{ GHz}$, frecuencias $f_1 = 3.942 \text{ GHz}$ y $f_2 = 3.95 \text{ GHz}$, obteniendo un ancho de banda (B_W) de 8 MHz y un factor de calidad externo $Q_e = 432.25$, el resultado indica un débil acoplamiento entre los puertos, lo que es deseable para que el resonador conserve su energía interna.

La Figura 3.7 muestra el flujo de corriente en el sensor de tipo anillo cuadrado. Las zonas en color azul indican regiones con baja o nula corriente, mientras que los tonos naranjas y rojos representan las áreas con mayor concentración de corriente. A la frecuencia de resonancia, la distribución de carga en las esquinas del anillo es simétrica, lo que indica que los modos resonantes, incluidos los modos degenerados, no se acoplan entre sí [4].

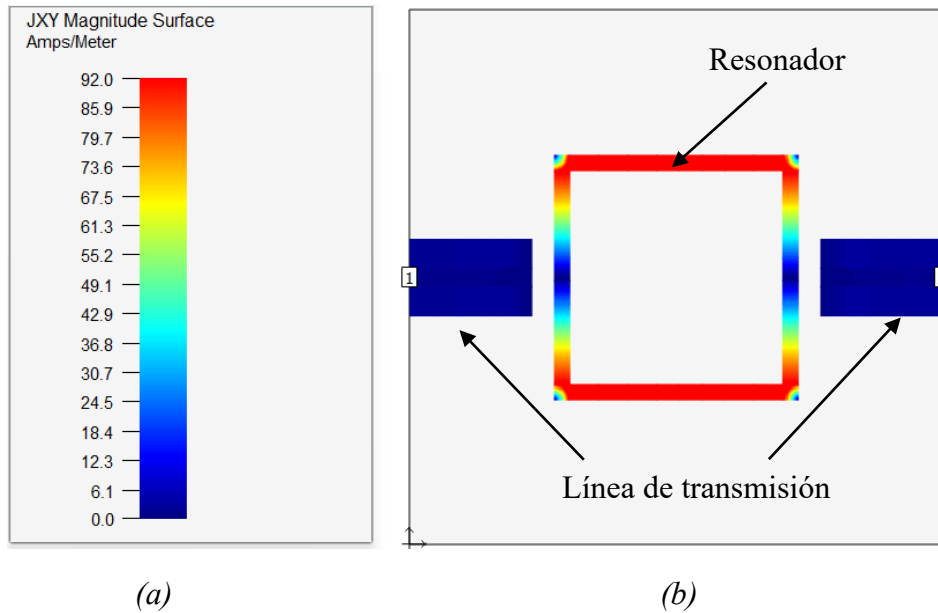


Figura 3.7. Distribución de corriente en un sensor de tipo anillo cuadrado, a una frecuencia de resonancia de 3.9 GHz, (a) Magnitud de la densidad de corriente (A/m), (b) Vista del sensor de anillo cuadrado, simulador Sonnet Lite.

3.1.4 SIMULACIÓN CON MUESTRAS BAJO PRUEBA (MBP) EN FEKO

En esta sección, se simula el sensor utilizando el programa Feko para analizar las Muestras Bajo Prueba (MBP): los sustratos RO4003C™, FR-4 y RT/Duroid®6006.

En los sensores de resonancia, la muestra bajo prueba (MBP), también conocida en la literatura como *Sample Under Test* (SUT), fue colocada en la región de mayor intensidad de campo eléctrico, como se muestra en la Figura 3.7. A la frecuencia de resonancia, la energía almacenada en el resonador genera campos de borde, los cuales son perturbados al introducir un material dieléctrico. Esta perturbación modifica la respuesta del sensor, lo que permite caracterizar las propiedades dieléctricas de la muestra [5].

Para analizar el comportamiento del sensor de tipo anillo cuadrado, se coloca una muestra dieléctrica de dimensiones $5\text{mm} \times 5\text{mm} \times 10\text{mm}$ (alto) sobre la región activa del sensor. Las muestras corresponden a los sustratos RO4003C™, FR-4 y RT/Duroid® 6006, como se muestra en la siguiente Figura 3.8. Esta configuración permite observar cómo la presencia del material influye en la respuesta en frecuencia del sensor.

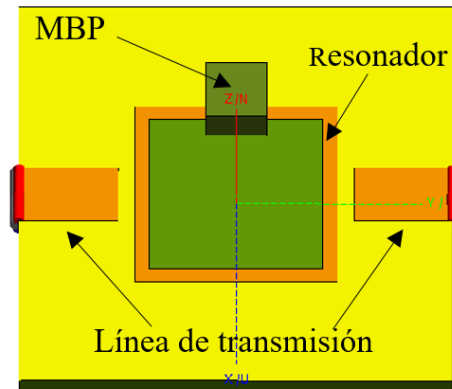


Figura 3.8. Modelo de simulación en Feko: ubicación de la muestra sobre el sensor de tipo anillo cuadrado.

Sus principales características son obtenidas a partir de sus hojas de especificaciones, se presentan en la siguiente tabla.

MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	TANGENTE DE PÉRDIDAS ($\tan(\delta)$)
RO4003	3.5	0.0027
FR - 4	4.5	0.015
RO6006	6	0.0027

Tabla 3.2. Permitividad dieléctrica de los sustratos utilizados como muestras bajo prueba: ϵ_r y $\tan(\delta)$ [6-8].

3.1.4.1 RESULTADOS DE SIMULACIÓN DE LAS PRUEBAS DE MATERIALES BAJO PRUEBA (MBP)

En la siguiente figura se presentan los resultados de simulación correspondiente a las permitividades mostradas en la Tabla 3.2, “Permitividad dieléctrica de los sustratos utilizados como muestras bajo prueba: ϵ_r y $\tan(\delta)$ ”.

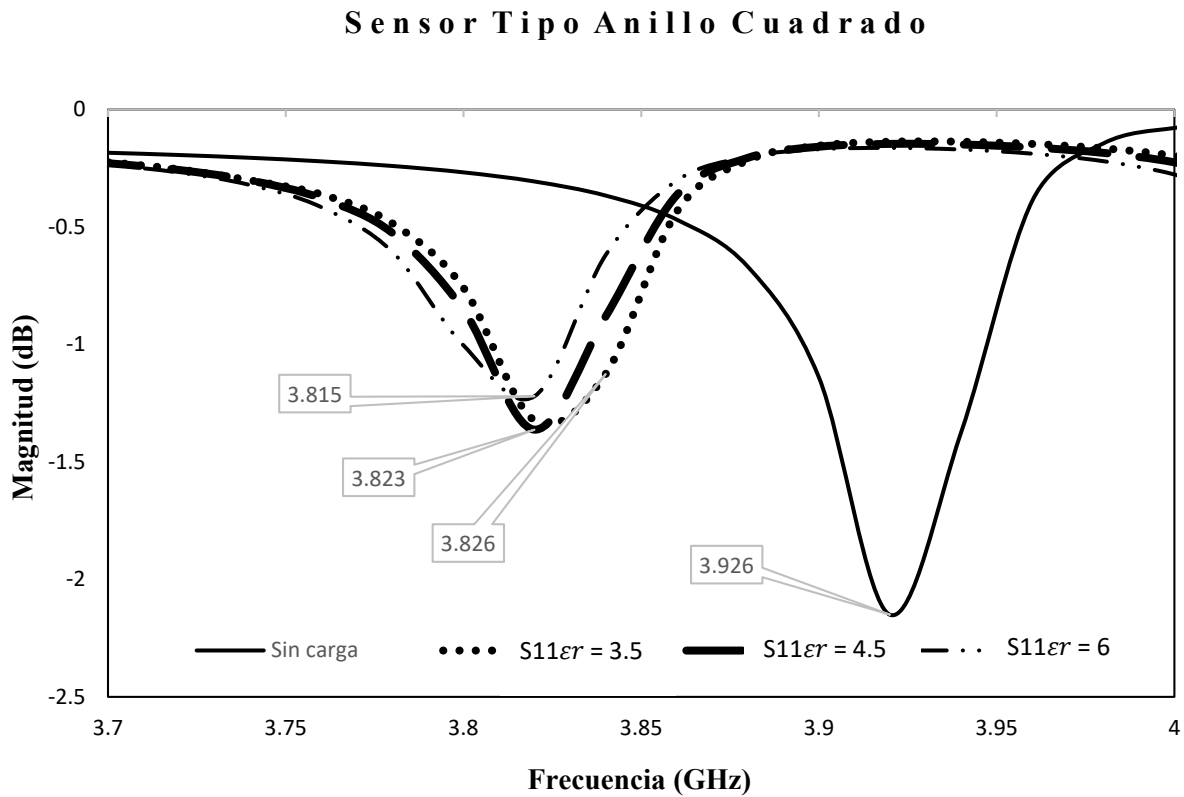


Figura 3.9. Respuesta simulada del sensor de tipo anillo cuadrado para S_{11} .

La Tabla 3.3 resume las variaciones en la frecuencia de resonancia detectadas por el sensor en función de la permitividad de las muestras. Se observa que, conforme aumenta la permitividad relativa, también se incrementa el valor pico del parámetro S_{11} , lo que indica un acoplamiento débil entre el sensor y el material bajo prueba.

MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	FRECUENCIA f_0 (GHz)	s_{11} (dB)
<i>Sin carga</i>	---	3.926	-2.268
RO4003	3.5	3.826	-1.448
FR - 4	4.5	3.823	-1.373
RO6006	6	3.815	-1.265

Tabla 3.3. Resultados de la simulación del sensor de tipo anillo cuadrado frente a diferentes muestras dieléctricas.

3.2 METODOLOGÍA DE DISEÑO DEL SENSOR DE MODO DUAL

Con base en la simulación presentada en la sección 3.1.3, donde se identificó la región activa del sensor, en esta sección se incorpora un parche para inducir el modo dual en el sensor.

Los parámetros utilizados para la simulación fueron los siguientes:

Simulador: Feko

Frecuencia de resonancia: 3.9 GHz

Sustrato: RT Duroid® 5880

Tecnología: Microcinta

Longitud de onda en anillo cuadrado: λ

Impedancia característica: 50 Ω

Ahora, es importante calcular el coeficiente de acoplamiento, ya que este parámetro es clave para la excitación y separación adecuada de los modos en la configuración dual del sensor.

3.2.1 COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO

El coeficiente de acoplamiento (k), se calcula a partir de la relación de división en la frecuencia de resonancia de los dos modos con f_1 y f_2 como se ilustra en la Figura 3.10. Este coeficiente de acoplamiento se obtiene utilizando la Ecuación (3.4) [4]. Para el valor simulado del coeficiente de acoplamiento se tiene $k = 0.1487$ para la perturbación de parche cuadrado de 4 mm.

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} = 0.1487 \quad (3.4)$$

Donde:

k : Es el coeficiente de acoplamiento entre los modos degenerados.

f_1, f_2 : Son las frecuencias correspondientes a los modos degenerados de la frecuencia de resonancia.

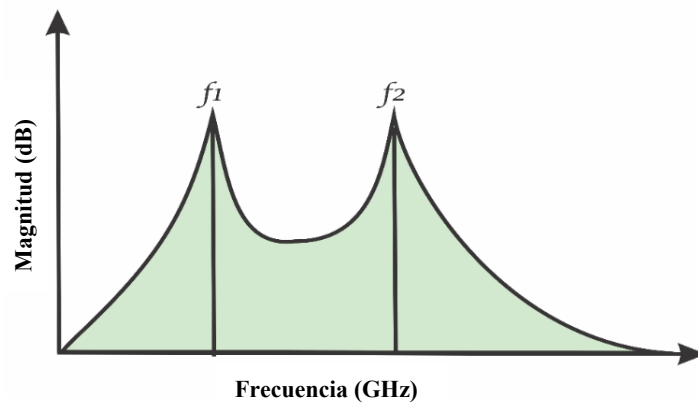


Figura 3.10. Frecuencias de los modos degenerados de la frecuencia de resonancia.

3.2.2 PARÁMETROS UTILIZADOS EN SIMULADORES DE ONDA COMPLETA

En esta sección se muestran los pasos de diseño en el programa Feko, junto con los resultados de simulación para el sensor de modo dual.

3.2.2.1 PERTURBACIÓN DE PARCHE Y OPTIMIZACIÓN

Para el resonador presentado en la sección 3.1.3 y con el objetivo de generar el modo dual, se añadió un pequeño parche como elemento de perturbación. Éste permite el acoplamiento de los dos modos degenerados al inducir una ligera distorsión en los ángulos o ruptura de simetría, facilita el efecto de acoplamiento [4].

El grado de acoplamiento entre los dos modos puede cuantificarse mediante el coeficiente de acoplamiento k , introducido en la sección 3.2.1 y calculado según la Ecuación (3.4).

En la Figura 3.11 se muestran dos configuraciones: (a) el sensor con un parche cuadrado de 1 mm, (b) un parche cuadrado de 4 mm. Esta figura también ilustra la disposición geométrica del parche cuadrado de 1 mm y 4 mm colocado al interior del sensor.

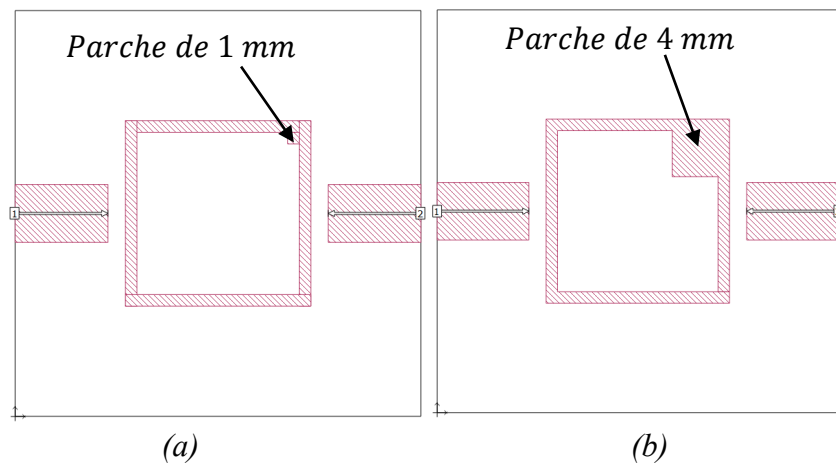


Figura 3.11. Sensor de tipo anillo cuadrado con perturbación de parche cuadrado. (a) Parche de perturbación de 1 mm. (b) Parche de perturbación de 4 mm.

La Figura 3.12 muestra las respuestas de los parámetros S_{11} y S_{21} con respecto a las perturbaciones de 1 mm y 4 mm colocadas en el interior del sensor de tipo anillo cuadrado.

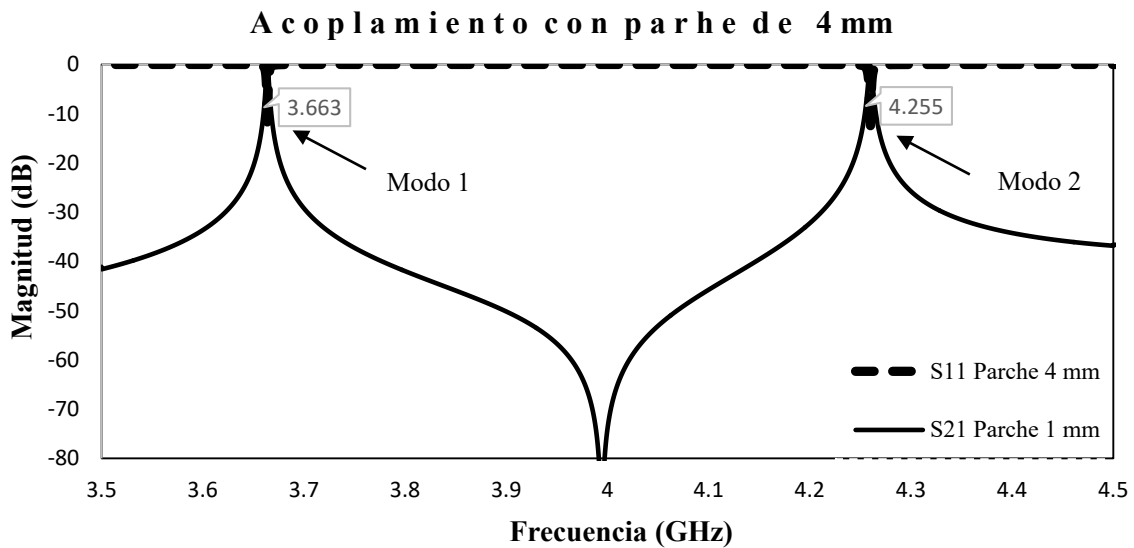
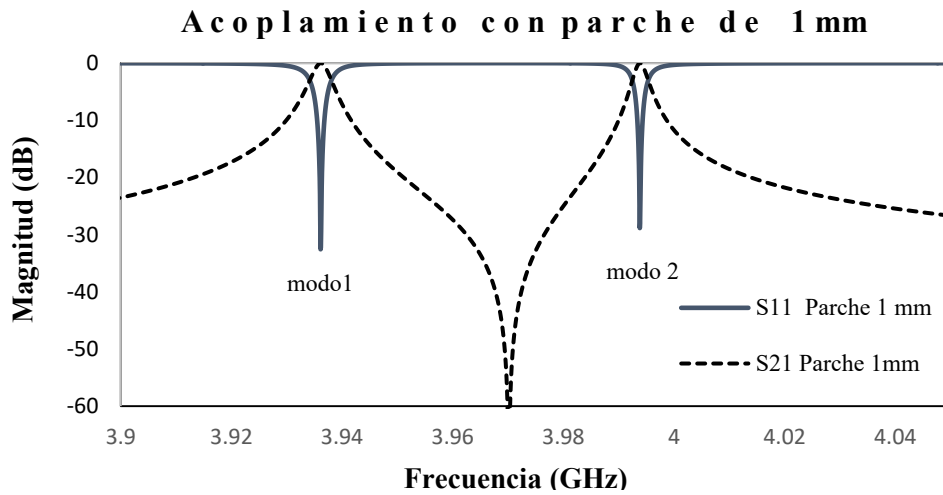


Figura 3.12. Respuesta de simulación en Sonnet Lite. (a) Modo dual con parche cuadrado de 1 mm. (b) Modo dual con parche cuadrado de 4 mm.

En la Tabla 3.4 se presentan los resultados obtenidos para parches con dimensiones $p = 1\text{ mm}$, donde se registra un coeficiente de acoplamiento $k = 0.0146$ y una separación entre frecuencias resonantes de $\Delta_{f_{parche1}} = 58\text{ MHz}$. En contraste, al utilizar el parche $p = 4\text{ mm}$, el coeficiente de acoplamiento se incrementa diez veces, alcanzando $k = 0.1487$, mientras que la separación entre el modo 1 y el modo 2 aumenta a $\Delta_{f_{parche4}} = 592\text{ MHz}$, lo que representa una diferencia de 534 MHz respecto al caso anterior.

PARCHE (p)	MODO 1 (GHz)	MODO 2 (GHz)	COEF. DE ACOPLAMIENTO (k)	INCREMENTO DE FRECUENCIA Δ_f (MHz)
1 mm	3.936	3.994	0.0146	58
4 mm	3.663	4.255	0.1487	592

Tabla 3.4. Resultados simulados obtenidos para diferentes tamaños de parche de perturbación en el sensor.

Estos resultados evidencian que el tamaño del parche de perturbación influye directamente en una intensidad de acoplamiento entre los modos degenerados y en la separación de sus frecuencias resonantes. Un parche de mayor tamaño favorece una interacción modal más fuerte, incrementa el valor del coeficiente de acoplamiento (k) y amplía la separación entre modos, lo cual puede aprovecharse en aplicaciones donde se requiera una respuesta espectral claramente diferenciada.

Con base en estos resultados de simulación, se puede elegir el uso del parche de 4 mm , ya que presenta un mayor coeficiente de acoplamiento (k) y una mayor separación entre las frecuencias resonantes (Δ_f). Esta separación facilita la identificación clara de los picos de resonancia en mediciones experimentales, lo que hace que este tamaño de parche sea el más adecuado para el diseño propuesto.

3.2.2.1.1 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE EN EL PARCHES

En la Figura 3.13 se muestra la distribución simulada de la densidad de corriente, destacando las regiones de mayor intensidad. Como se analizó en la sección 3.2.2.1, los modos duales fueron generados mediante la introducción de parches de 1 mm y 4 mm . Para el diseño

final del sensor de modo dual, se seleccionó una configuración con una perturbación que permite alcanzar una separación entre frecuencias resonantes $\Delta_f = 592 \text{ MHz}$ correspondientes al modo par a 3.664 GHz , y el modo impar a 4.26 GHz , a los cuales nombraremos modo 1 y modo 2 respectivamente.

Para identificar a qué modo corresponde cada frecuencia, se traza una línea de simetría diagonal sobre el sensor, como se describe en [9]. En la Figura 3.13 (a), se observa que la distribución de corriente es simétrica respecto a dicho eje $A - A'$, lo que indica que corresponde al modo par. En cambio, en la Figura 3.13 (b), la distribución es antisimétrica respecto al mismo eje, lo que permite clasificarla como el modo impar, evidenciando un cambio de fase entre ambas mitades del sensor.

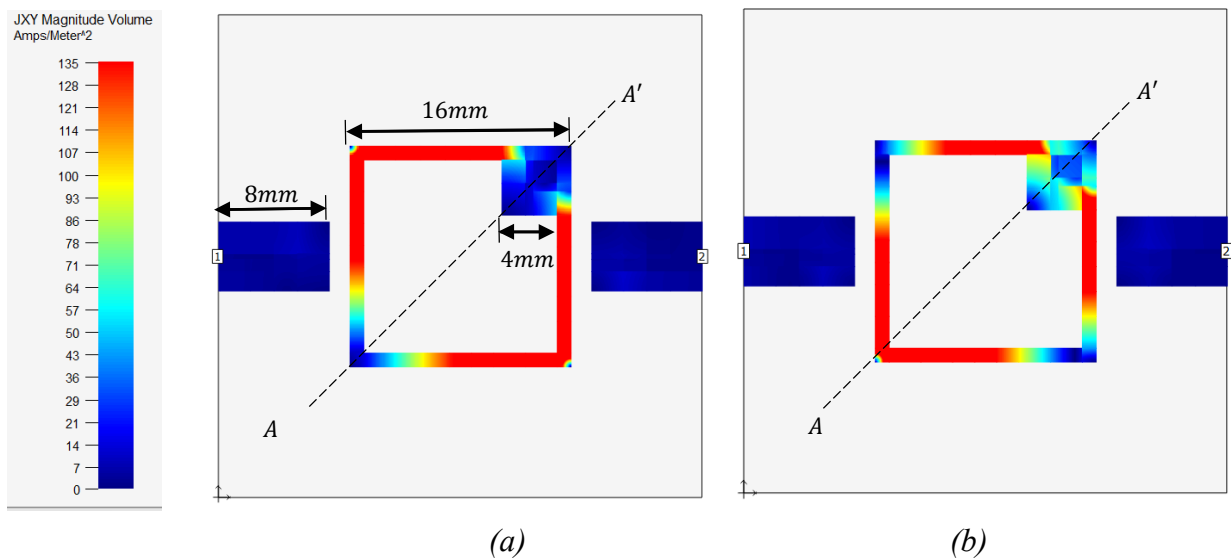


Figura 3.13. Distribución de densidad de corriente en el sensor de anillo cuadrado con parche cuadrado. (a) Flujo de corriente a una frecuencia de 3.66 GHz correspondiente al modo par. (b) Distribución de corriente a 4.258 GHz , correspondiente al modo impar. Simulador Sonnet Lite.

3.2.3 RESPUESTA DE SIMULACIÓN DEL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO DEL SENSOR MODO DUAL

A continuación, se presentan las simulaciones del sensor en ausencia de muestras dieléctricas. La Figura 3.14 muestra la respuesta del parámetro S_{21} del sensor de modo dual simulado sin carga, obtenida en Feko. En la Tabla 3.4 se reportan las frecuencias de resonancia obtenidas y el coeficiente de acoplamiento correspondiente para el sensor sin carga, es decir, en ausencia de una muestra bajo prueba (MPB).

Las frecuencias de resonancia $modo_1 = 3.6 \text{ GHz}$ y $modo_2 = 4.11 \text{ GHz}$, simuladas en Feko, permiten calcular un coeficiente de acoplamiento $k = 0.13$, valor adecuado para una buena diferenciación espectral, como se observa en la respuesta de la Figura 3.14.

Este estado sin carga sirve como referencia para comparar los desplazamientos en frecuencia y las variaciones del acoplamiento que se producen al introducir distintas muestras dieléctricas sobre el sensor.

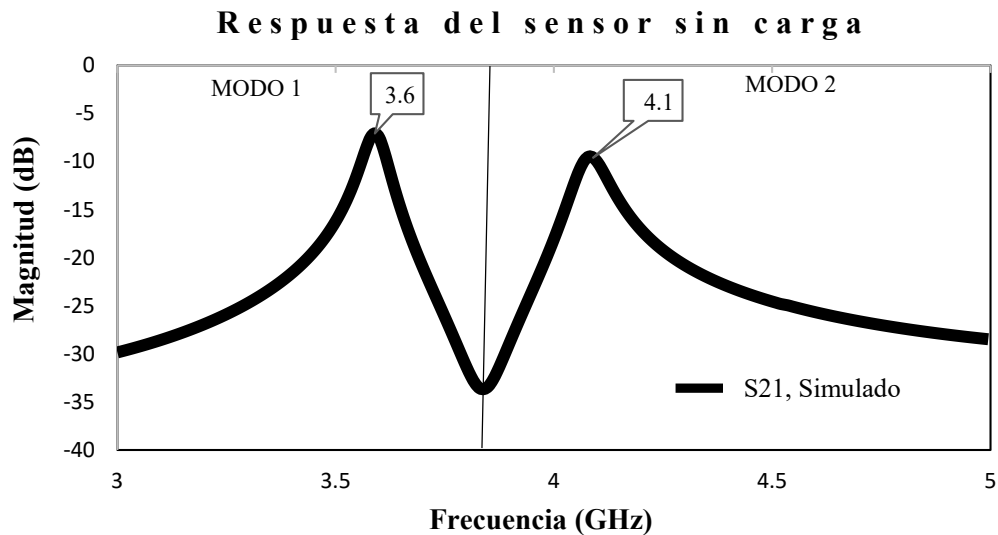


Figura 3.14. Respuesta simulada en Feko para el sensor de modo dual sin carga.

La siguiente tabla muestra los resultados de simulación del sensor modo dual, incluyendo las frecuencias de resonancia de $modo_1$ y $modo_2$, así como el coeficiente de acoplamiento (k).

Se obtuvo un valor de $k = 0.13$, mientras que en el simulador el valor calculado fue $k = 0.14$.

SIMULADOR	MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	MODO 1 (GHz)	MODO 2 (GHz)	COEF. DE ACOPLAMIENTO (k)
<i>Feko</i>	<i>Sin carga</i>	3.6	4.11	0.13

Tabla 3.5. Resultados de la simulación del coeficiente de acoplamiento (k) obtenido utilizando *Feko*.

3.2.4 SIMULACIÓN CON LAS MUESTRAS BAJO PRUEBA (MPB) EN FEKO

De manera similar a la simulación realizada para la muestra bajo prueba (MBP) en la 3.1.4, en la Figura 3.15 se ilustra la disposición de las MBP colocadas sobre el modelo geométrico del sensor tipo anillo cuadrado en modo dual. Cada muestra presenta dimensiones de $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$ y una altura total de 10 mm , resultado de la superposición de cinco láminas de sustrato, cada una con un espesor de 1.57 mm .

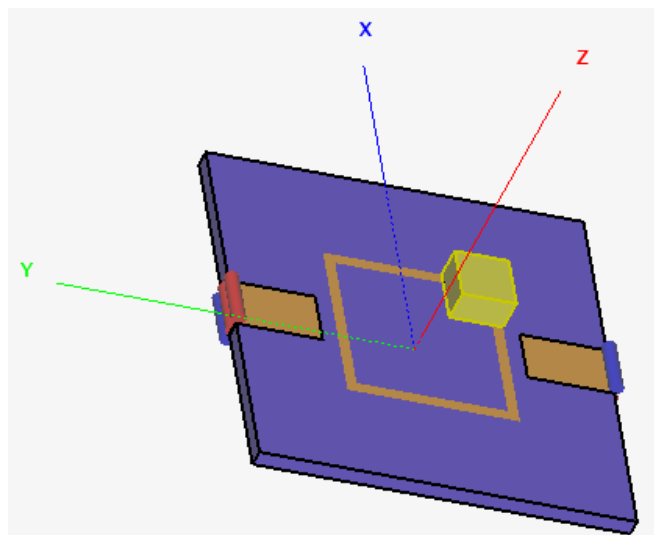


Figura 3.15. Modelo geométrico que muestra la colocación de la muestra bajo prueba, con dimensiones de $5 \times 5 \times 10\text{ mm}$, sobre el sensor de anillo cuadrado en configuración de modo dual.

3.2.4.1 RESPUESTA DE SIMULACIÓN CON LAS MUESTRAS BAJO PRUEBA

En la Figura 3.16 se muestran las respuestas simuladas del parámetro S_{21} en Feko para diferentes muestras dieléctricas con permitividades relativas de $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$, colocadas sobre el sensor en modo dual. Se observa que, a medida que aumenta la permitividad relativa, la primera frecuencia de resonancia en su modo par o $modo_1$, se desplaza hacia valores más bajos (hacia la izquierda), lo que indica una mayor interacción entre el campo eléctrico y el material.

Por otro lado, la segunda frecuencia ($modo_2$) se mantiene prácticamente constante, lo que confirma que las muestras están colocadas en una región de campo mínimo para el modo impar. Este comportamiento permite diferenciar con claridad que el modo sensible a la presencia del material es el modo par, mientras que el modo impar permanece inalterado, también conocido como modo común.

.Esta tendencia sugiere que materiales con mayor constante dieléctrica generan una mayor separación entre los modos resonantes en el $modo_1$ y $modo_2$.

La Tabla 3.6 presenta los diferentes sustratos evaluados así como las muestras bajo prueba, junto con los coeficientes de acoplamiento obtenidos al colocar cada muestra sobre el sensor de modo dual. Como se puede observar, la frecuencia en el $modo_2$ permanece prácticamente constante en los tres casos, con un valor de 3.98 GHz . Esto se debe a que la región donde se ubican las muestras corresponde a un mínimo de campo eléctrico en el modo impar.

Esta variación indica una fuerte interacción del material con el campo eléctrico en esa región del sensor. Además, se observa que el coeficiente de acoplamiento k también se incrementa con la permitividad, pasando de 0.16 para $RO4003$ ($\epsilon_r = 3.5$) hasta 0.25 para $RO6006$ ($\epsilon_r = 6$)

Respuestas de las muestras simuladas

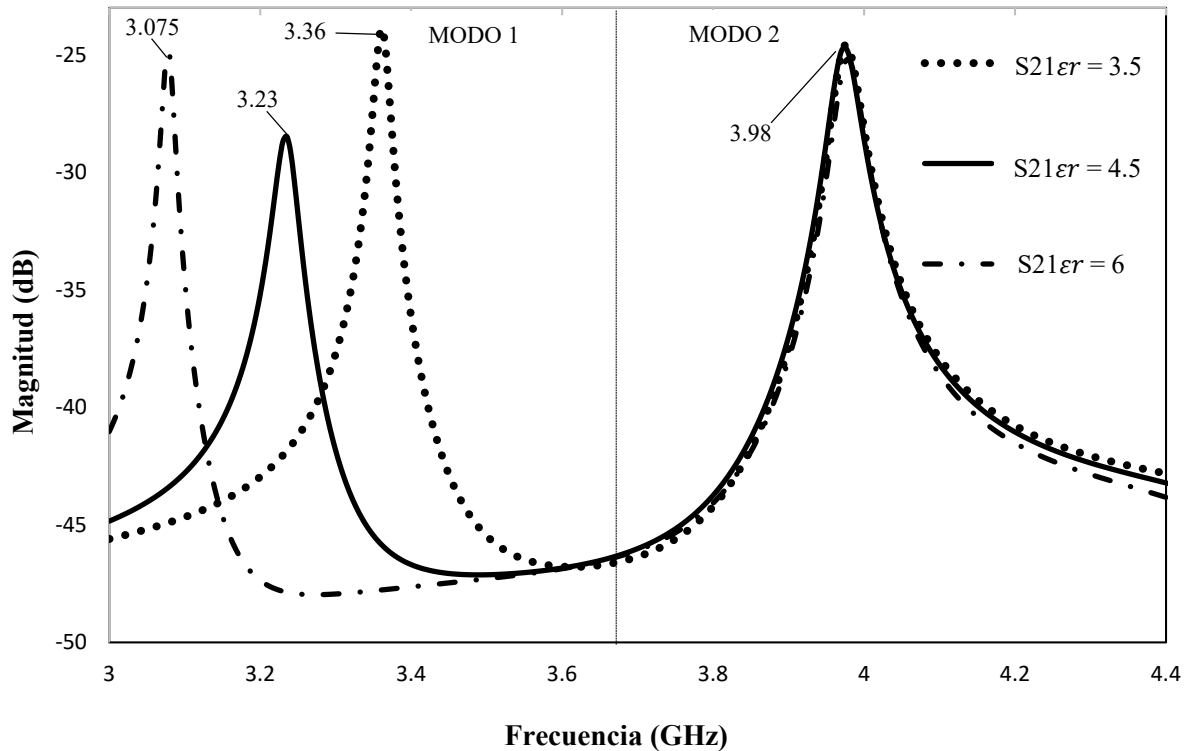


Figura 3.16. Simulación del sensor modo dual en Feko, correspondiente a muestras bajo prueba con diferentes permitividades.

SUSTRATO	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	MODO 1 (GHz)	MODO 2 (GHz)	INCREMENTO DE FRECUENCIA $\Delta f_{parche4}$ (MHz)
RO4003	3.5	3.365	3.98	615
FR - 4	4.5	3.24	3.98	740
RO6006	6	3.08	3.98	900

Tabla 3.6. Resultados simulados del sensor de modo dual para diferentes muestras en Feko.

En la Figura 3.17 se observa la relación entre la permitividad relativa (ϵ_r) y el coeficiente de acoplamiento (k) para las muestras analizadas. La gráfica muestra una tendencia lineal creciente, lo que indica que a mayor ϵ_r , el valor de k también aumenta.

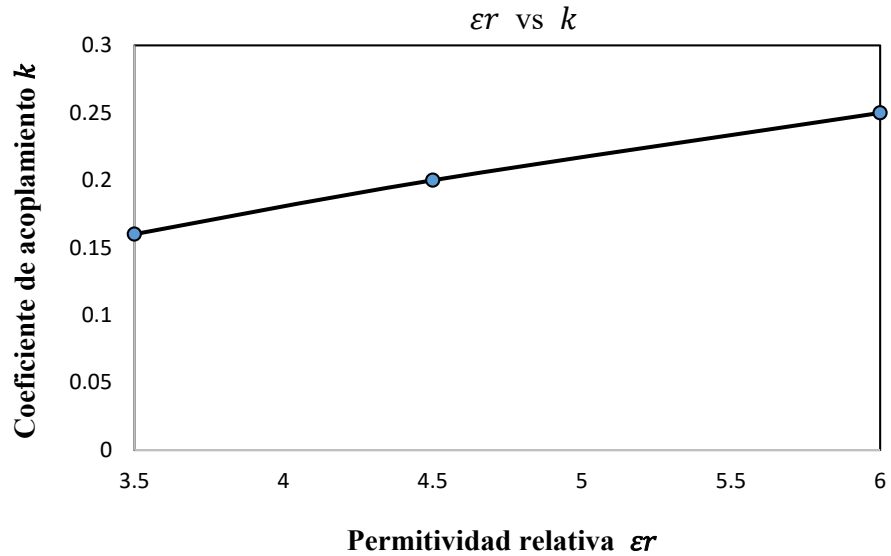


Figura 3.17. Gráfico de la relación entre la permitividad relativa (ϵ_r) vs Coeficiente de acoplamiento (k).

Como se observa, existe una tendencia lineal creciente entre ambos parámetros, lo que indica que un aumento de permitividad dieléctrica se traduce en una mayor separación entre las frecuencias de resonancia del sensor. Este comportamiento es útil para lograr una mejor diferenciación espectral, facilitando la identificación clara de los modos resonantes en presencia de distintos materiales.

3.3 FABRICACIÓN DE LOS SENSORES

Con base en los resultados obtenidos mediante simulaciones, se procedió a la fabricación física del sensor utilizando las dimensiones definidas previamente. Para esta etapa, se consideraron los siguientes criterios observados durante la simulación:

Los criterios que se tomaron en cuenta para proceder a la fabricación fue que en simulación:

- Acoplamiento débil, evidenciado por valores de S_{21} es menores a $-20dB$ en resonancia, lo cual es deseable para evitar que el acoplamiento externo afecte la medición precisa del factor de calidad externo Q_e .

- Respuesta diferenciada ante distintas permitividades, lo que confirma que el sensor responde de forma efectiva a cambios en el entorno dieléctrico.
- Separación adecuada entre modos, con un coeficiente de acoplamiento calculado a partir de $\Delta_f = modo_2 - modo_1 = 592 \text{ MHz}$, valor que garantiza una buena diferenciación espectral.

3.3.1 ELABORACIÓN DEL SENSOR SOBRE EL SUSTRATO

La fabricación se llevó a cabo a partir de la placa de sustrato dieléctrico como se muestra en la Figura 3.2. Se recortó el material según las dimensiones del diseño, definido en las simulaciones.

Para transferir el diseño del sensor al sustrato se evaluaron dos métodos: el térmico y el de enmascarado de vinil. Tras realizar pruebas con ambos, se optó por el método de enmascarado con vinil, ya que ofreció mayor precisión y un mejor acabado en el grabado.

Este proceso consiste en adherir una máscara de vinil sobre la superficie del cobre y aplicar calor con durante 1 minuto por cada lado del sustrato para mejorar la adherencia del vinil sobre el sustrato, dicha máscara protege las áreas deseadas durante la sumersión del químico con cloruro férrico. Al disolver el cobre expuesto, se obtiene el patrón del sensor, manteniendo intactas las líneas de transmisión y el resonador.

Como se mencionó en la sección 1.3, la microcinta consta de una línea de transmisión, como se muestra en la Figura 3.18 (a), y un plano de tierra, como se puede ver en la Figura 3.18 (b).



Figura 3.18. Grabado del circuito. (a) Vista superior del sensor. (b) Vista del reverso del sensor.

Para el diseño del circuito, se utilizó el software CorelDraw ®, el cual permitió una edición detallada del trazado. Una vez generado el diseño, se procedió al ploteo del vinil, que fue transferido al sustrato con ayuda de calor y presión. El grabado se realizó sumergiendo la placa en cloruro férrico, resultando así el grabado como se muestra en la Figura 3.19 (a) y Figura 3.19 (b).

Para llevar a cabo las mediciones experimentales, fue necesario preparar los sensores para su conexión con el equipo de prueba. Para ellos, se soldaron conectores tipo SMA hembra de 50Ω en los puertos de entrada y salida de cada sensor, permitiendo una interfaz adecuada con el analizador vectorial. Esta etapa permite asegurar una transmisión eficiente de la señal y minimizar pérdidas por conexión o desadaptaciones de impedancia.

En la Figura 3.19 se presenta una vista superior de los dos sensores fabricados:

- a) El sensor de tipo anillo cuadrado y
- b) El sensor modo dual.

Ambos dispositivos muestran los conectores SMA hembra soldados en sus extremos, así como el grabado del diseño sobre el sustrato, el cual refleja fielmente la geometría definida en simulación.

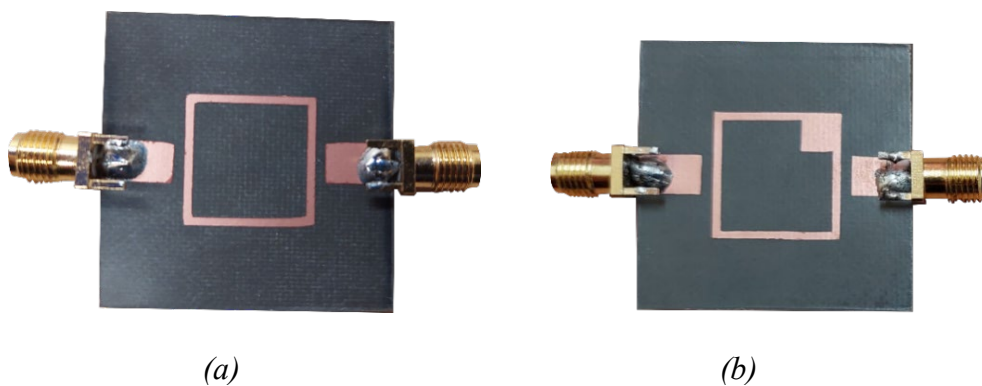


Figura 3.19. Vista superior de los sensores empleados. (a) Sensor de tipo anillo cuadrado. (b) Sensor modo dual.

REFERENCIAS

- [1] Rogers Corporation, RT/duroid® 5880 Laminate Data Sheet. [En línea]. Disponible en:
- [2] PCBMake, “RT/duroid 5880 Substrate,” *PCBMake*, [en línea]. Disponible en: <https://pcbmake.com/es/rt-duroid-5880-substrate/>. [Accedido: 22-jun-2025].
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ª ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [4] A. Görür, “*Description of Coupling Between Degenerate Modes of a Dual- Microstrip Loop Resonator Using a Novel Perturbation Arrangement and Its Dual Mode Bandpass Filter Applications*,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 671-677, 2004.
- [5] J. Enano-Muñoz, P. Vélez, M. Gil, y F. Martín, “*Applied Sciences*,” vol. 10, -abr-2020. [En línea]. Disponible en: <https://doi.org/10.3390/app10072615>
- [6] Cadence Design Systems, Inc., “*AWR Dessign Enviroment Platform*,” [Enlace en línea]. Available:https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-design-environment-platform.html
- [7] Sonnet Software, Inc., “*About Sonnet Software*,” [Enlace en línea]. Disponible en: <https://www.sonnetsoftware.com/about/>
- [8] Altair Engineering, “*Altair® Feko®*,” [Enlace en línea]. Disponible en: <https://altair.com/feko>
- [9] T. Kaur, D. A. Vargas Miguel, J. L. Olvera, H. Lobato Morales y A. Corona Chavez, “*A 2-bit chipless sensing tag based on dual mode resonators*,” *IEEE Sensors Journal*, por publicar.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE MEDICIONES EXPERIMENTALES DE LOS SENSORES PROPUESTOS

4.1 RESULTADOS DE MEDICIONES DEL SENSOR DE TIPO ANILLO CUADRADO

Para la caracterización experimental del sensor de tipo anillo cuadrado, se utilizó el analizador de redes vectoriales portátil LiteVNA [1]. Este dispositivo requiere una calibración física previa, realizada mediante el uso de estándares de medición: corto, abierto, carga y paso, mostrados en la Figura 4.1 (b).



(a)



(b)

Figura 4.1. (a) Dispositivo LiteVNA. (b) Elementos utilizados para la calibración del LiteVNA, paso, carga, abierto y corto.

Las mediciones se realizaron utilizando tres sustratos diferentes, descritos previamente en la Tabla 3.3: RO4003, FR-4 y RO6006, con constantes dieléctricas de $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$, respectivamente. Cada sustrato fue cortado en piezas cuadradas de $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$. Para las pruebas, el sensor se colocó sobre una caja vacía (es decir aire en su interior) con el

propósito de evitar que las señales penetren en otros materiales y asegurar que la medición refleje únicamente la influencia de la muestra bajo prueba.

En condiciones sin carga (es decir, sin presencia de muestra), el sensor de tipo anillo cuadrado presentó una frecuencia de resonancia experimental de 3.92 GHz , como se muestra en la Figura 4.2. La simulación realizada en Feko arrojó un valor de 3.926 GHz con una atenuación de -1.31 dB en S_{21} . Esta diferencia de 6 MHz entre las frecuencias obtenidas representa un error relativo de 0.15% , lo que evidencia una buena concordancia entre la simulación y la medición experimental.

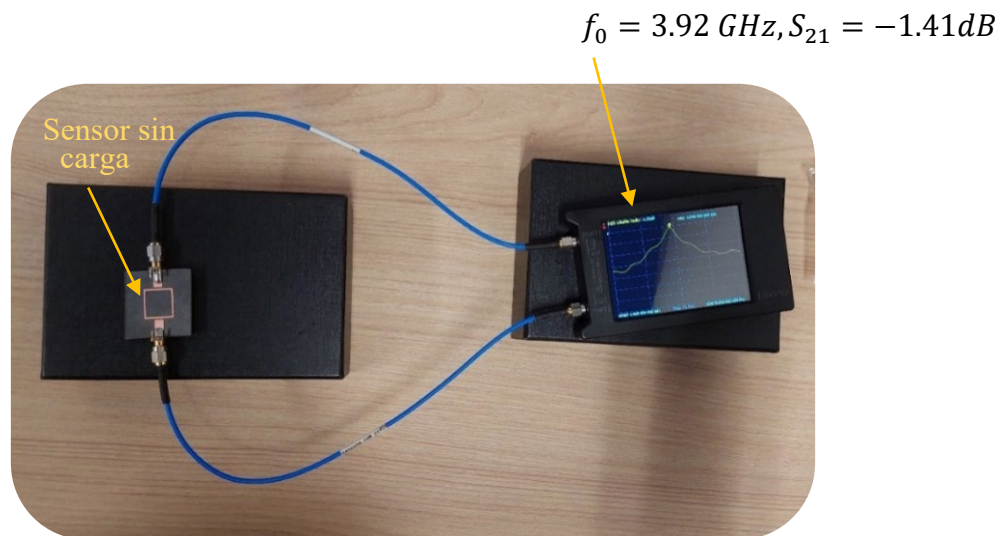


Figura 4. 2. Medición experimental del sensor de tipo anillo cuadrado en condiciones sin carga en frecuencia $f_0 = 3.9\text{ GHz}$.

La Figura 4.3 muestra un ejemplo de la medición realizada con el sustrato $RO6006$, cuya permitividad relativa es de $\epsilon_r = 6$. En este caso, la muestra fue colocada sobre la superficie activa del sensor, así como también se observa el apilamiento de los sustratos.

A partir de los valores obtenidos en las gráficas anteriores, se construye la Tabla 4.1, que presenta la variación en la frecuencia de resonancia f_0 para las diferentes muestras bajo prueba (MBP). Como se mencionó previamente y se observa en la tabla, la frecuencia decrece 10 MHz al pasar de una permitividad relativa $\epsilon_r = 3.5$ y $\epsilon_r = 4.5$, mientras que entre $\epsilon_r = 4.5$ y $\epsilon_r = 6$ el decremento es de 20 MHz .

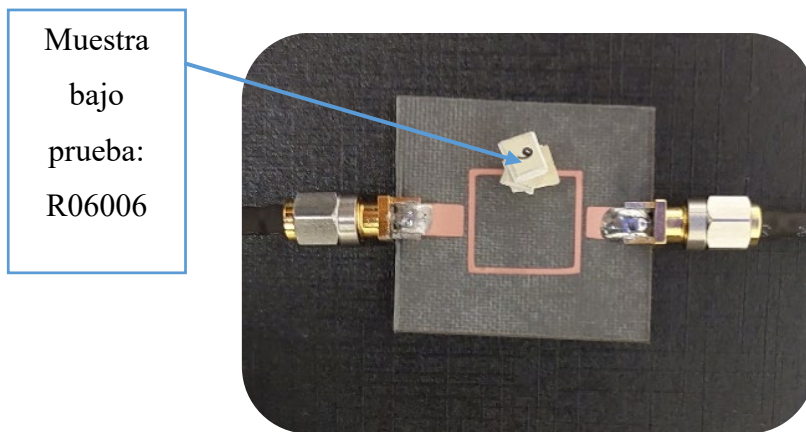
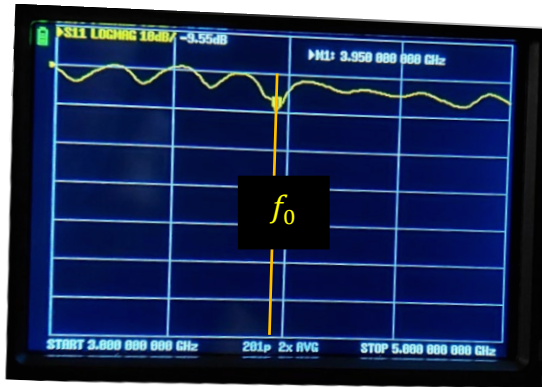


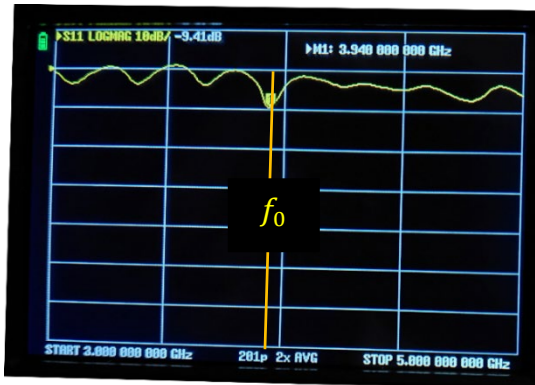
Figura 4.3. Medición del sensor tipo anillo cuadrado, con la muestra bajo prueba del sustrato R06006.

Las respuestas del sensor se presentan en la siguiente Figura 4.4, donde se observa que la variación en la frecuencia de resonancia disminuye conforme aumenta la permitividad relativa ϵ_r del material. Además, se aprecia un comportamiento lineal, con un desplazamiento promedio de aproximadamente **10 MHz** por cada incremento en el valor de la permitividad relativa.



$$\epsilon_r = 3.5, f_0 = 3.95 \text{ GHz}, S_{11} = -9.55 \text{ dB}$$

(a)



$$\epsilon_r = 4.5, f_0 = 3.94 \text{ GHz}, S_{11} = -9.41 \text{ dB}$$

(b)



$$\epsilon_r = 6, f_0 = 3.92 \text{ GHz}, S_{11} = -8.55 \text{ dB}$$

(c)

Figura 4.4. Mediciones para diferentes permitividades en el sensor tipo anillo cuadrado.

En la Tabla 4.1 se presentan los resultados de la frecuencia de resonancia que produjo el sensor de tipo anillo cuadrado al poner las diferentes muestras bajo prueba (MPB).

MUESTRA BAJA PRUEBA (MPB)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	FRECUENCIA DE RESONANCIA f_0 (GHz)	S_{11} (dB)
R04003	3.5	3.95	-9.55
FR-4	4.5	3.94	-9.41
R06006	6	3.92	-8.55

Tabla 4.1. Frecuencia de resonancia f_0 del sensor para diferentes valores de permitividad relativa (ϵ_r).

La Figura 4.5 muestra la frecuencia de resonancia (f_0) en función de la permitividad dieléctrica (ϵ_r). Se observa una tendencia decreciente, es decir, a medida que aumenta ϵ_r , la frecuencia de resonancia disminuye.

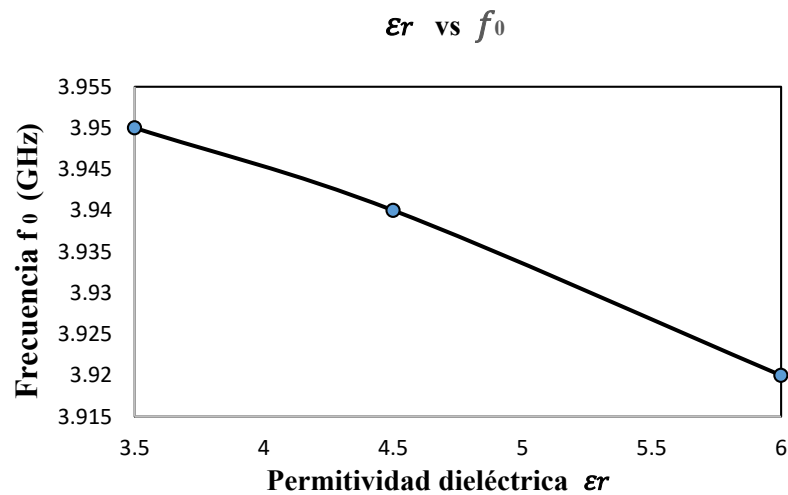


Figura 4.5. Gráfica de la permitividad dieléctrica (ϵ_r) vs frecuencia de resonancia (f_0) para el sensor tipo anillo cuadrado.

La gráfica evidencia un comportamiento lineal decreciente, indicando que un incremento en la permitividad dieléctrica del sustrato conlleva una reducción en la velocidad de propagación del material.

4.2 RESULTADOS DE MEDICIONES DEL SENSOR MODO DUAL

Con el objetivo de explorar distintos instrumentos de medición aplicables a sensores, se realizaron pruebas a las muestras utilizando el analizador de redes Sparq-3002E, tal como se muestra en la Figura 4.6. A diferencia del LiteVNA, el Sparq-30002E no requiere elementos de calibración física, ya que cuenta con un sistema de auto calibración interno, lo cual facilita y agiliza el proceso de medición [2].



Figura 4.6. Analizador de Redes Vectoriales, modelo Sparq – 3002E de Lecroy.

Para realizar las mediciones en los materiales, se utilizaron tres sustratos referidos en la Tabla 3.3: RO4003, FR-4 y RO6006, con constantes dieléctricas de $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$, respectivamente. Estos sustratos fueron cortados en cuadros de 5 mm por lado.

En la Figura 4.7 muestra un ejemplo de la medición realizada con el sustrato RO6006, cuya permitividad de $\epsilon_r = 6$. En este caso, el sustrato fue colocado en la parte superior del sensor, mientras que en la parte inferior, se colocó un material de unicel que simula aire. Esto se

hizo con el propósito de asegurar que la señal solo interactúe con el elemento de interés, evitando así interferencias que pudieran generar mediciones erróneas.

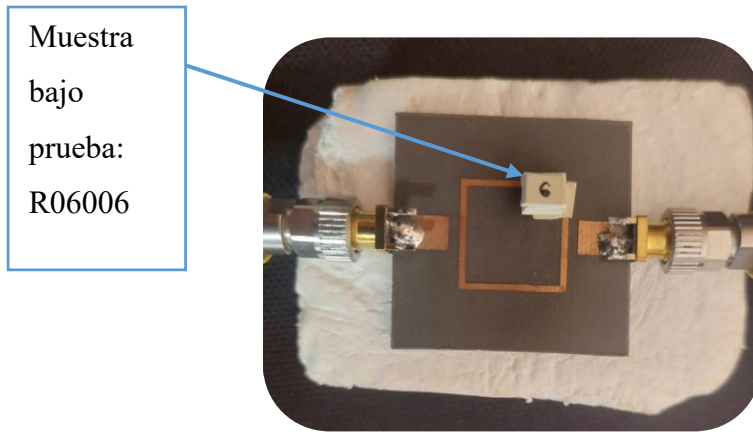


Figura 4.7. Montaje de medición experimental del sustrato RO6006 con permitividad $\epsilon_r = 6$.

4.2.1 RESPUESTA DEL SENSOR MODO DUAL SIN CARGA

En la Figura 4.8 se muestra la gráfica obtenida a partir de las mediciones del sensor de modo dual en condiciones sin carga, donde $modo_1$ corresponde al modo par y $modo_2$ al modo impar, señalados en la gráfica como modo 1 y modo 2, respectivamente.

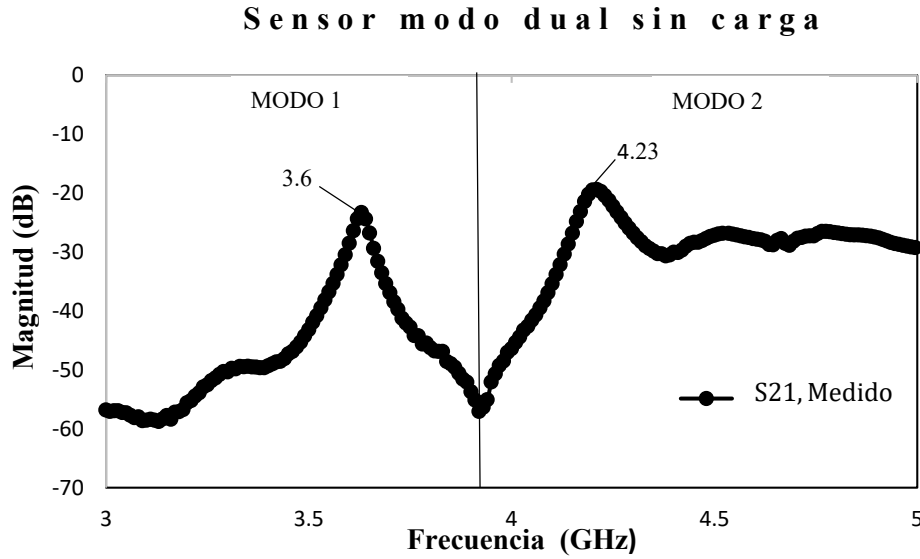


Figura 4.8. Respuesta del sensor de modo dual sin carga.

En la Figura 4.9 se presentan los resultados experimentales obtenidos para el sensor con muestras de diferentes permitividades: $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$ y $\epsilon_r = 6$.

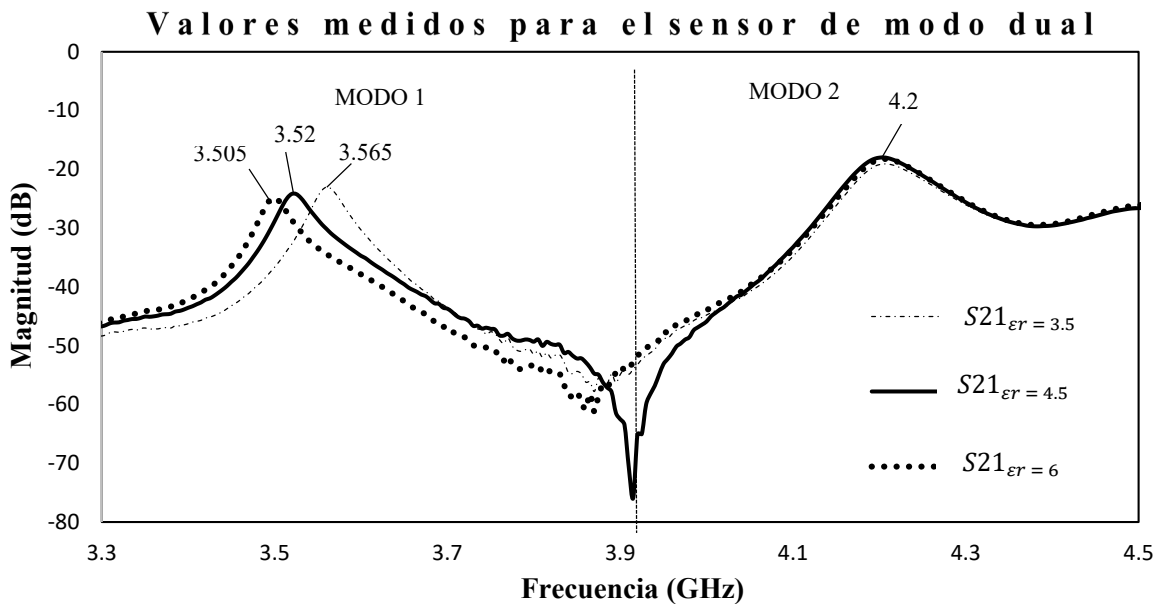


Figura 4.9. Respuesta del sensor modo dual para diferentes permitividades (ϵ_r).

La Tabla 4.2 muestra los resultados experimentales obtenidos para los tres sustratos analizados. En ella se presentan las frecuencias de resonancia presentados en el $modo_1$ y el $modo_2$, así como el coeficiente de acoplamiento k correspondiente a cada material.

MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	MODO 1 (GHz)	MODO 2 (GHz)	INCREMENTO DE FREC. Δ_f (MHz)
RO4003	3.5	3.565	4.2	635
FR - 4	4.5	3.525	4.2	675
RO6006	6	3.505	4.2	695

Tabla 4.2. Resultados experimentales de las frecuencias de resonancia y coeficiente de acoplamiento para los diferentes sustratos.

Como se puede observar, la frecuencia en el $modo_1$, asociada al modo par del sensor, disminuye conforme aumenta la permitividad relativa ϵ_r , lo cual es coherente con un mayor confinamiento del campo eléctrico en materiales de mayor constante dieléctrica. Por otro lado, la frecuencia en el $modo_2$, correspondiente al modo impar, que se mantiene constante en 4.2 GHz.

Estos resultados experimentales concuerdan con las tendencias observadas en las simulaciones realizadas con el simulador Feko, donde la frecuencia del modo impar se obtuvo en el $modo_2 = 3.98 \text{ GHz}$.

4.2.2 COMPARACIÓN DE RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y MEDICIÓN PARA EL SENSOR DE MODO DUAL

En esta sección se comparan los resultados obtenidos mediante simulaciones y mediciones experimentales del sensor modo dual, tanto en condiciones sin carga como con la incorporación de diferentes muestras dieléctricas.

La Figura 4.10 presenta las curvas simuladas en Feko y medidas experimentalmente para el sensor de modo dual sin carga. Se observan dos resonancias correspondientes a los modos 1

y modo 2. En el modo par, la frecuencia de resonancia simulada es en el $modo_1$ a 3.6 GHz, mientras que en la medición experimental se obtuvo $modo_1 = 3.63$ GHz. Para el modo impar, la frecuencia simulada es en el $modo_2 = 4.08$ GHz y en la experimental $modo_2 = 4.2$ GHz.

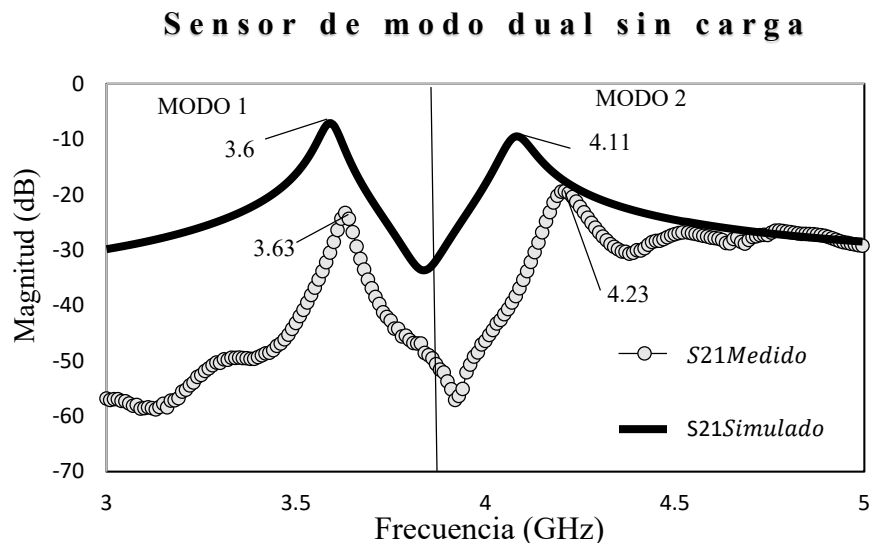


Figura 4.10. Comparación entre las respuestas simuladas y medidas del sensor modo dual sin carga.

En la Tabla 4.3 presenta las frecuencias en el $modo_1$ y el $modo_2$, así como el coeficiente de acoplamiento (k), donde se obtuvo en la simulación Feko $k = 0.13$ y para mediciones experimentales $k = 0.151$. Estas mediciones experimentales servirán de base para posteriormente hacer un análisis en el coeficiente de acoplamiento (k) para las diferentes muestras dieléctricas.

SIMULADOR	MUESTRA BAJO PRUEBA(MBP)	MODO 1 (GHz)	MODO 2 (GHz)	COEF. DE ACOPLAMIENTO (k)
<i>Feko</i>	<i>Sin carga</i>	3.6	4.11	0.13
<i>Medido</i>		3.63	4.23	0.151

Tabla 4.3. Comparación entre frecuencias simuladas y medidas para el sensor modo dual.

La Figura 4.11 muestra la comparación entre los valores simulados y medidos del sensor para diferentes muestras con permitividades relativas $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$. Como se observa, existe cierta variación en las frecuencias de resonancia del modo dual, obtenidos mediante simulación en Feko y los datos experimentales.

Estas diferencias pueden atribuirse a diversos factores, tales como variaciones en el grosor del sustrato, imperfección en el corte de las muestras del propio sensor, condiciones ambientales durante las mediciones, o variaciones entre los valores de la permitividad proporcionados en la hoja de datos y los valores reales de las muestras. Errores en el acomodo de los sustratos apilados pueden influir en los resultados, al igual que efectos electromagnéticos asociados a altas frecuencias, como el efecto piel (skin effect), el cual provoca que la corriente se concentre en la periferia del conductor, generando pérdidas de conducción.

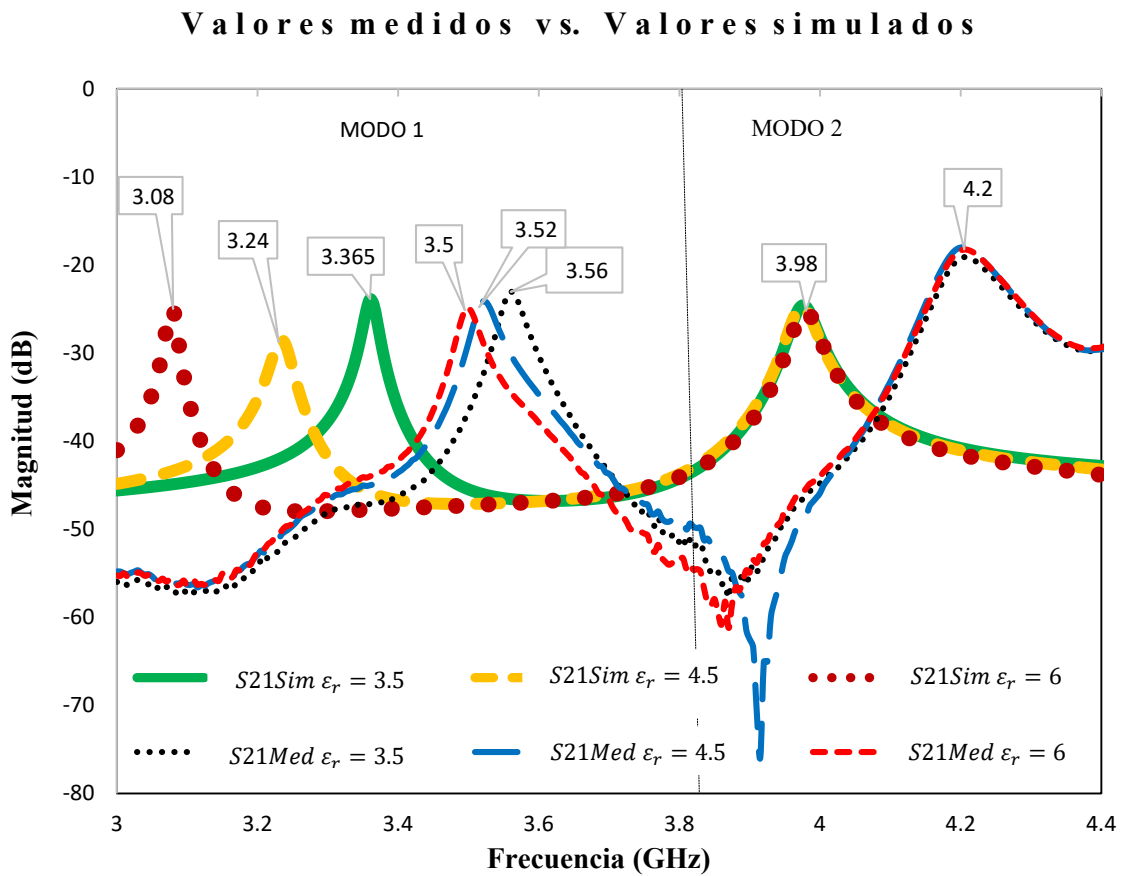


Figura 4.11. Comparación entre los valores medidos y simulados para las muestras bajo prueba.

4.3 PORCENTAJE DE ERROR

Para calcular el porcentaje de error entre los valores simulados y los valores medidos, se utiliza la Ecuación (4.1), que considera el valor simulado como el valor de referencia, y a partir de este se determina el error correspondiente [3].

$$\text{Porcentaje de error} = \left| \frac{\text{Valor real} - \text{Valor simulado}}{\text{Valor real}} \right| * 100 \quad (4.1)$$

4.3.1 PORCENTAJES DE ERROR PARA EL SENSOR DE TIPO ANILLO CUADRADO

La Tabla 4.4 muestra los porcentajes de error obtenidos al comparar las frecuencias de resonancia f_0 , simuladas en Feko con los valores experimentales, para muestras con diferentes permitividades relativas: $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$. Se observa que el porcentaje de error varía entre las muestras, alcanzando su valor máximo con $\epsilon_r = 3.5$, donde se obtuvo un error del 3.24 %.

MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	PORCENTAJE DE ERROR (%e f_0)
Sin carga	---	0.15 %
3.5	3.5	3.24 %
4.5	4.5	3.06 %
6	6	2.75 %

Tabla 4.4. Porcentaje de error para las mediciones simuladas en Feko y las mediciones experimentales en el sensor de tipo anillo cuadrado.

En condiciones sin carga, el error fue mínimo, con un valor de 0.15%. Estas diferencias pueden deberse a factores que no se consideran en la simulación, como la presencia de

pequeños espacios de aire al apilar las muestras, imperfecciones en el corte de los sustratos o variaciones en la colocación durante las mediciones experimentales.

4.3.2 PORCENTAJES DE ERROR PARA EL SENSOR MODO DUAL

Los resultados de la Tabla 4.5 muestran los porcentajes de error obtenidos al comparar las frecuencias de resonancia en el $modo_1$ y el $modo_2$ medidas experimentalmente con las simuladas en Feko, tanto para el sensor sin carga como con materiales bajo prueba (MBP) de diferentes permitividades relativas.

Se observa que, en condición sin carga, el sensor presenta un error muy bajo, con apenas 0.83% para el $modo_1$ y 2.91% para el $modo_2$, lo cual valida la confiabilidad en el modelo simulado.

<i>MEDIDO VS. SIMULADO</i>			
MUESTRA BAJO PRUEBA (MBP)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	PORCENTAJE DE ERROR %e $modo_1$	PORCENTAJE DE ERROR %e $modo_2$
<i>Sin carga</i>	---	0.83 %	2.91 %
<i>RO4003</i>	3.5	5.9 %	5.5 %
<i>FR – 4</i>	4.5	8.7 %	5.5 %
<i>RO6006</i>	6	13.7 %	5.5 %

Tabla 4.5. Porcentaje de error para las muestras bajo prueba medidas y simuladas en Feko.

Al incorporar las muestras con diferentes valores de ϵ_r , se observa que el error en el $modo_1$ aumenta con la permitividad desde 5.9% hasta 13.7% lo que indica una alta sensibilidad en el modo par a variaciones dieléctricas y condiciones físicas del montaje. A diferencia del porcentaje de error para la frecuencia en el $modo_2$, que corresponde al modo impar, se mantiene constante en 5.5% mostrando una mayor estabilidad frente a los cambios

experimentales. Estos resultados evidencian que el modo par es más susceptible a imperfecciones prácticas, lo cual debe considerarse al interpretar y validar los resultados del sensor.

El aumento en el error para materiales con mayor ϵ_r podría deberse a la sensibilidad en las condiciones físicas de las muestras, y a pérdidas o efectos no considerados en la simulación, además esto resalta la necesidad de una mejora en la fabricación.

REFERENCIAS

- [1] LiteVNA User Guide, Nov. 2021. [Online]. Available: https://nanovna.com/wp-content/uploads/2021/11/LiteVNA_User-Guide.pdf
- [2] Teledyne LeCroy. (s.f.). SPARQ Signal Integrity Network Analyzers [Datasheet]. https://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/sparq_datasheet.pdf
- [3] WallStreetMojo, “*Percent Error Formula*,” [Enlace en línea]. Disponible en: Percent Error Formula - What Is It, How To Calculate

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES

En este trabajo se diseñaron, simularon, fabricaron y caracterizaron dos sensores: uno de tipo anillo cuadrado y otro, un novedoso sensor de modo dual. Ambos fueron fabricados en tecnología de microcinta con el objetivo de obtener dispositivos de bajo perfil, ideales para su integración en chip. Los sensores desarrollados son orientados a aplicaciones de 5G e IoT:

Tanto el sensor de tipo anillo cuadrado como el sensor de modo dual, operan dentro del rango de la banda n77 (3300 MHz - 4200 MHz), correspondiente al rango de frecuencias FR1, empleado en comunicaciones 5G e IoT. Su desempeño fue validado previamente mediante los simuladores de onda completa Sonnet Lite y Feko. Posteriormente, se realizaron pruebas experimentales en laboratorio, dichos sensores presentaron sensibilidad y linealidad, lo que los convierte en una opción para la medición de la permitividad dieléctrica de materiales.

Para generar el modo dual, se incorporó un parche de perturbación en el interior del sensor de anillo cuadrado. Las pruebas experimentales se efectuaron utilizando muestras con permitividades de $\epsilon_r = 3.5$, $\epsilon_r = 4.5$, $\epsilon_r = 6$. En el sensor de anillo cuadrado presentó un error máximo de 3.24%. En el caso del sensor de modo dual, se observó una variación en la frecuencia del modo par con un error máximo del 13.7%, mientras que la frecuencia correspondiente en modo impar se mantuvo prácticamente constante, con un error del 5.5%. Además, se detectó que el porcentaje de error tiende a incrementarse conforme aumenta la permitividad relativa ϵ_r de las muestras bajo prueba.

Finalmente, el porcentaje de error puede reducirse mediante una mejor fabricación del sensor, ya que este se ve afectado por factores como los bordes irregulares del sustrato, la falta de precisión en la colocación de los conectores SMA, así como por limitaciones propias

del método de enmascarado con vinil, entre ellas la resolución del corte, la adherencia de la máscara y el control del grabado químico.

APÉNDICE

1. SOFTWARE

En el mercado existen diversos programas de software diseñados para el análisis y diseño de circuitos de microondas. En este trabajo, se utilizaron AWR ®, Sonnet ® y Feko ®.

Para este trabajo AWR fue utilizado para obtener las dimensiones de la línea de transmisión, Sonnet para realizar el diseño y simulación del sensor y Feko para experimentar con las muestras bajo prueba.

A. CADENCE AWR DESIGN ENVIRONMENT

La plataforma acelera los ciclos de desarrollo de productos RF/microondas mediante la automatización del diseño, lo que mejora la productividad de los ingenieros y reduce el tiempo de entrega. Esta plataforma, integrada de forma fluida, proporciona a los ingenieros herramientas avanzadas de simulación de circuitos y sistemas de alta frecuencia, junto con análisis electromagnéticos (EM) y térmicos durante el diseño, permitiendo generar propiedad intelectual (IP) lista para fabricación con una eficiencia y precisión incomparables.

Al combinar capacidades avanzadas en simulación de circuitos y sistemas de alta frecuencia con simulaciones electromagnéticas (EM), la plataforma AWR Design Enviroment permite la creación de electrónica innovadora lista para ser fabricada [1].

B. SONNET SOFTWARE INC.

Sonnet desarrolla software de análisis electromagnético (EM) planar 3D desde 1983, y nuestro software ha ganado una sólida reputación como la suite comercial de herramientas de análisis EM planar de alta frecuencia más precisa del mundo, tanto para circuitos como para antenas planas de una o varias capas. El software ofrece una extracción de modelos eléctricos basada en el diseño (layout) con gran precisión para circuitos pasivos y líneas de transmisión planares, en un rango de frecuencias que va desde los KHz hasta los THz.

Fundada en 1983 por el Dr. James C. Rautio, Software Inc Sonnet. es una empresa privada dedicada exclusivamente al desarrollo de software comercial de análisis EM de alta frecuencia [2].

C. ALTAIR FEKO

Feko ha sido líder en simulación electromagnética de alta frecuencia durante más de 20 años. Basándose en este sólido legado, ahora ofrece un paquete rentable de solucionadores paralelizados para diseñar productos destinados a un mundo cada vez más conectado.

Feko se utiliza a nivel global en múltiples industrias, incluyendo aeroespacial, defensa, automotriz, comunicaciones y electrónica de consumo, para reducir el tiempo de salida al mercado. Los clientes de Feko logran una mejor conectividad y funcionalidad mediante un diseño de productos impulsado por simulación y estrategias sólidas de implementación.

Feko aborda el conjunto más amplio de aplicaciones de simulación electromagnética de alta frecuencia, lo que permite a los equipos optimizar la conectividad inalámbrica (incluido 5G), asegurar la compatibilidad electromagnética (EMC) y realizar análisis de sección transversal de radar (RCS) y dispersión. Desde la simulación y ubicación de antenas, cobertura de radio, planificación de redes y gestión del espectro, hasta compatibilidad electromagnética (EMC/EMI), modelado de radomos, bioelectromagnetismo y dispositivos RF, Feko se integra con otras herramientas de Altair para optimizar el rendimiento del sistema mediante aprendizaje automático y reducir el tiempo de modelado de sistemas complejos [3].2

REFERENCIAS

- [1] Cadence Design Systems, “AWR Design Environment Platform,” *Cadence*, [Online]. Available: https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-design-environment-platform.html. [Accessed: 2-Jun-2025].
- [2] Sonnet Software Inc., Sonnet User's Guide, ver. 18.56, North Syracuse, NY, USA. [Online]. Available: <https://www.sonnetsoftware.com/support/manuals/>
- [3] Altair Engineering Inc, Feko User Guide:Altair Only Forward, Troy, MI, USA: Altair, 2025.551