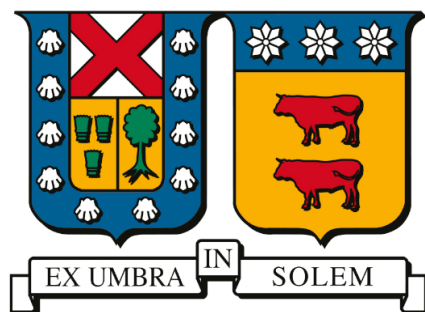


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAÍSO - CHILE



**CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES DIELECTRICOS PARA EL DISEÑO Y
FABRICACIÓN, MEDIANTE IMPRESIÓN 3D, DE ANTENAS DIELECTRICAS DE ONDA
MILIMÉTRICA.**

ISABELLA ROMINA ARIAS CASTRO

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO

PROFESOR GUÍA : SR. RICARDO OLIVARES
PROFESOR CORREFERENTE : SR. FRANCISCO PIZARRO

Agosto 2024

“CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES DIELECTRICOS PARA EL DISEÑO Y FABRICACIÓN, MEDIANTE IMPRESIÓN 3D, DE ANTENAS DIELECTRICAS DE ONDA MILIMÉTRICA”

Isabella Romina Arias Castro

Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electrónico.

Profesor Guía: **SR. Ricardo Olivares**

Profesor Correferente: **SR. Francisco Pizarro**

Agosto 2024

RESUMEN EJECUTIVO

Este trabajo tiene como principal objetivo caracterizar materiales dieléctricos a alta frecuencia, utilizados para fabricar antenas dieléctricas mediante impresión 3D. Por esta razón, se detallan las consideraciones necesarias para seleccionar el método adecuado que permita especificar los materiales en función de sus características y de la banda de frecuencia.

En este estudio, el primer método desarrollado es el de anillo resonador. Se explican sus fundamentos teóricos y se justifica el uso de un anillo resonador complementario (CSRR) para este proyecto. Utilizando el software Ansys HFSS, se diseña un anillo con una frecuencia de resonancia de 15 GHz, que se fabrica e implementa. Las mediciones realizadas evidencian la importancia de una correcta calibración en la frecuencia de operación y la necesidad de muestras pequeñas para obtener una caracterización satisfactoria. Los materiales caracterizados a esta frecuencia son: ABS320, ABS440, ABS650, ABS800, ABS1000, ABS1200 y PLA.

A continuación, en la banda K_a , se implementa el método de Nicolson-Ross-Weir (NRW) utilizando guías de onda WR-28. Inicialmente, se realizan simulaciones en Ansys HFSS para especificar muestras de grosor menor a 1 mm; sin embargo, se cambia el enfoque a ejemplares de 3 mm, lo que permite prevenir brechas de aire y obtener resultados satisfactorios con esta técnica. Se caracterizan los mismos siete materiales mencionados anteriormente.

Finalmente, en las bandas V y W se busca caracterizar los materiales utilizando el método de espacio libre. Este método emplea la transmisión entre antenas para determinar los valores dieléctricos de las muestras. Se detalla la creación de un banco de pruebas diseñado para reducir algunas incertidumbres presentes en esta técnica y se ofrecen sugerencias para una mejor implementación.

“CHARACTERIZATION OF DIELECTRIC MATERIALS FOR THE DESIGN AND MANUFACTURING OF MILLIMETER WAVE DIELECTRIC ANTENNAS USING 3D PRINTING”

Isabella Romina Arias Castro

Final Project Report towards the fulfillment of the Ingeniero Civil Electrónico degree.

Advisor: **SR. Ricardo Olivares**

Co-Advisor: **SR. Francisco Pizarro**

August 2024

ABSTRACT

This work aims to characterize dielectric materials at high frequencies, used for manufacturing dielectric antennas through 3D printing. For this reason, it details the necessary considerations for selecting the appropriate method to specify materials based on their characteristics and the frequency band.

The first method developed in this study is the resonant ring method. Its theoretical foundations are explained, and the use of a Complementary Split Ring Resonator (CSRR) is justified for this project. Using Ansys HFSS software, a ring with a resonance frequency of 15 GHz is designed, fabricated, and implemented. The measurements taken highlight the importance of proper calibration at the operating frequency and the need for small samples to achieve satisfactory characterization. The materials characterized at this frequency are: ABS320, ABS440, ABS650, ABS800, ABS1000, ABS1200, and PLA.

Next, in the K_a band, the Nicolson-Ross-Weir (NRW) method is implemented using WR-28 waveguides. Initially, simulations are performed in Ansys HFSS to specify samples with a thickness of less than 1 mm; however, the approach is changed to 3 mm specimens, which helps prevent air gaps and achieve satisfactory results with this technique. The same seven materials mentioned earlier are characterized.

Finally, in the V and W bands, the materials are characterized using the free-space method. This method employs transmission between antennas to determine the dielectric values of the samples. The creation of a test bench designed to reduce some uncertainties present in this technique is detailed, and suggestions for better implementation are provided.

Índice de Contenidos

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.2.1. Objetivo general	2
1.2.2. Objetivos específicos	2
1.3. Estructura de la Memoria	2
2. Marco teórico	3
2.1. Impresión 3D	3
2.1.1. Tecnologías	3
2.1.1.1. Filamento fundido o deposición fundida	3
2.1.1.2. Estereolitografía	4
2.1.1.3. Sinterizado selectivo por láser	6
2.1.2. Filamentos	7
2.2. Ondas milimétricas	7
2.2.1. Banda Ka	8
2.2.2. Banda V	9
2.2.3. Banda W	9
2.3. Caracterización de materiales	9
2.3.1. Materiales dieléctricos	10
2.3.2. Propiedades de los materiales dieléctricos	10
2.3.3. Parámetros S	11
2.3.4. Frecuencia de resonancia y factor Q	13
2.4. Cámara anecoica	13
2.5. Vector Network Analyzer (VNA)	14
2.5.1. Funcionamiento	15
2.5.2. Calibración	16
2.6. Resumen del capítulo	17
3. Estado del arte	18
3.1. Impresión 3D	18
3.1.1. Historia	18
3.1.2. Aplicación en antenas dieléctricas	19
3.2. Métodos de caracterización de materiales	20
3.3. Métodos no Resonantes	20
3.3.1. Sonda coaxial	20
3.3.2. Línea de transmisión	21
3.3.3. Nicolson-Ross-Weir	22
3.3.4. Espacio libre	23
3.4. Métodos Resonantes	24
3.4.1. Resonador dieléctrico	24

3.4.2. Técnica de perturbación de cavidad	26
3.4.3. Método de placas paralelas	28
3.4.4. Anillo resonador	29
3.5. Resumen del capítulo	31
4. Metodología	32
4.1. Análisis preliminar	32
4.1.1. Elección de método	32
4.2. Metodología aplicada	34
5. Método: Anillo resonador	35
5.1. Fundamentos teóricos	35
5.2. Anillo Resonador Complementario (CSRR)	36
5.2.1. Diseño	37
5.2.2. Simulación	40
5.2.3. Implementación y Resultados	44
5.3. Resumen del capítulo	50
6. Método: Nicolson-Ross-Weir	51
6.1. Fundamentos teóricos del método Nicolson-Ross-Weir	51
6.2. Simulación	54
6.3. Implementación y Resultados	56
6.4. Resumen del capítulo	62
7. Método: Espacio libre	63
7.1. Análisis numérico	63
7.1.1. Algoritmo Nicolson Ross Weir	64
7.1.2. Algoritmo NIST Iterativo	65
7.1.3. Nuevo método no iterativo (New Non-Iterative Conversion Method)	66
7.2. Metodología seguida	67
7.2.1. Modelamiento de la permitividad	67
7.2.2. Cálculo de variables	69
7.3. Implementación	70
7.3.1. Primeras mediciones	71
7.3.2. Implementación usando modelo de Debye	74
7.3.3. Resultados	75
7.4. Resumen del capítulo	80
8. Conclusiones	81
Referencias	83
A. Códigos	88
A.1. NRW	88
A.2. Primer código espacio libre	88
A.3. Segundo código espacio libre	89
B. Gráficos	93
B.1. CSRR: Frecuencia de resonancia de los materiales medidos	93
B.2. Espacio Libre: Parámetro S_{21} calibrado	95

Índice de Tablas

4.1. Ventajas y desventajas de los métodos no resonantes	32
4.2. Ventajas y desventajas de los métodos resonantes	33
5.1. Variables de diseño propio de un CSRR de 15GHz	40
5.2. Comparación permitividad teórica y simulada del CSRR de 15GHz diseñado	42
5.3. Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 5$	44
5.4. Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 10$	44
5.5. Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 15$	44
5.6. Comparación entre la permitividad teórica y simulada usando muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]	48
5.7. Comparación de la permitividad teórica y experimental usando los ajustes obtenidos al usar muestras cuyas permitividades son conocidas en 15GHz	49
6.1. Guía de onda utilizada en la banda Ka para mediciones usando el método NRW	56
6.2. Conector coaxial de la guía WR-28 usado para las mediciones realizadas en banda Ka con el método NRW	56
6.3. Comparación permitividad teórica y experimental para 7 materiales usando muestras de 3[mm] con el método NRW	61
7.1. Especificaciones dadas por el fabricante de la antena utilizada para caracterizar la banda V con el método de espacio libre	70
7.2. Especificaciones dadas por el fabricante de la antena con lente utilizada para caracterizar la banda W con el método de espacio libre	71
7.3. Resumen resultados obtenidos al aplicar el método de espacio libre en la banda V	79
7.4. Resumen resultados obtenidos al aplicar el método de espacio libre en la banda W	79

Índice de Figuras

2.1. Funcionamiento de una impresora 3D FDM [1]	4
2.2. Funcionamiento de una impresora 3D SLA [1]	5
2.3. Funcionamiento de una impresora 3D SLS [2]	6
2.4. Espectro de ondas milimétricas [3]	8
2.5. Atenuación provocada por el vapor de agua en la banda K [4]	8
2.6. Comportamiento de un condensador dieléctrico [10]	10
2.7. Permitividad compleja[11]	11
2.8. Parámetros S en una red de 2 puertos [12]	12
2.9. Relación del factor Q con el ancho de banda [13]	13
2.10. Cámara anecoica[15]	14
2.11. Diagrama de los componentes de un VNA [17]	15
2.12. Calibración SOLT de dos puertos [18]	16
3.1. Primera versión del proyecto RepRap. [19]	18
3.2. DRA cilíndrica. [20]	19
3.3. Método de Sonda Coaxial. [11]	21
3.4. Método de Línea de Transmisión. [11]	22
3.5. Configuración de una guía de onda [34]	22
3.6. Método de espacio libre. [31]	23
3.7. Método de Post-Resonancia. [24]	24
3.8. Método de Cavity Cilíndrica. [24]	24
3.9. Método de Resonancia por reflexión de guía de onda. [24]	25
3.10. (a) Domo de St.Paul. (b) Modos en un espejo cóncavo.[39]	25
3.11. Método de Cavity Resonante. [11]	26
3.12. (a) Config. semiconfocal. (b) Config. confocal. [39]	27
3.13. Método de cavidad reentrante.[52]	28
3.14. Método de Placas Paralelas. [11]	29
3.15. Tipos de anillos resonadores. (a) SRR. (b) CSRR. [56]	29
3.16. Funcionamiento del anillo. [56]	30
5.1. Primer SRR propuesto en 1999 [58]	35
5.2. Parámetros de diseño y circuito equivalente de un CSRR [62]	36
5.3. Comparación de la frecuencia de resonancia y tangente de pérdidas entre un CSSR circular y uno rectangular [63]	37
5.4. Variación de la frecuencia de resonancia al cambiar los parámetros de diseño considerando los parámetros de la figura 5.2 [62]	38
5.5. Diagrama base usado para diseñar el CSRR creado en este trabajo[64]	38
5.6. Variables de diseño utilizadas para crear el CSRR usado en este trabajo	39
5.7. Simulación en Ansys HFSS realizada para diseñar el CSRR	40
5.8. Parámetro S_{21} obtenido de muestras ideales con diferentes permitividades en la simulación del CSRR diseñado	41

5.9. Ajuste de la curva realizada con los datos obtenidos del CSRR simulado con una frecuencia de resonancia de 15GHz	41
5.10. Simulación realizada para evaluar la tangente de pérdidas para muestras de diferentes permitividades usando el CSRR diseñado	43
5.11. Ajuste lineal de la tangente de pérdidas simulada considerando el anillo de 15 GHz diseñado	43
5.12. Anillo CSRR diseñado con los conectores soldados	45
5.13. Frecuencias de resonancias de los anillos fabricados y soldados sin carga	45
5.14. Coeficiente de transmisión para muestras de 2[mm] de grosor usando el CSRR fabricado	45
5.15. Coeficiente de transmisión del anillo CSRR para muestras de distintos tamaños	46
5.16. Resultados obtenidos al simular el anillo ya diseñado con muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]	47
5.17. Ajuste polinomial realizado usando los datos obtenidos de la simulación del anillo usando muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]	47
5.18. Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS320 y ABS800 lijadas	48
5.19. Frecuencia de resonancia obtenidas al medir muestras con permitividades conocidas en 15GHz con el CSRR	49
5.20. Ajuste polinomial usando los datos experimentales obtenidos al medir muestras cuya permitividad en 15GHz ya es conocida	49
6.1. Esquema de una onda plana con incidencia oblicua a la cara de la muestra [70]	53
6.2. Simulación realizada para analizar el método NRW en la banda Ka usando Ansys HFSS	55
6.3. Simulación del cálculo de la permitividad variando el grosor de la muestra usando el método NRW	55
6.4. Conexión y portamuestras utilizados para la implementación práctica del método NRW	56
6.5. Primeros resultados de la permitividad experimental variando el grosor de una muestra ABS1200 utilizando el método NRW	57
6.6. Primeros resultados de la tangente de pérdidas experimental variando el grosor de una muestra ABS1200 utilizando el método NRW	58
6.7. Caracterización de muestra ABS320 de 3[mm] utilizando el método NRW	58
6.8. Caracterización de muestra ABS440 de 3[mm] utilizando el método NRW	59
6.9. Caracterización de muestra ABS650 de 3[mm] utilizando el método NRW	59
6.10. Caracterización de muestra ABS800 de 3[mm] utilizando el método NRW	59
6.11. Caracterización de muestra ABS1000 de 3[mm] utilizando el método NRW	60
6.12. Caracterización de muestra ABS1200 de 3[mm] utilizando el método NRW	60
6.13. Caracterización de muestra PLA de 3[mm] utilizando el método NRW	60
7.1. Configuración de transmisión del método de espacio libre. [31]	63
7.2. Algoritmo NRW usado en la caracterización de materiales con espacio libre[71]	64
7.3. Algoritmo NIST usado en la caracterización de materiales para el método de espacio libre [71]	65
7.4. Algoritmo no iterativo utilizado para caracterizar materiales usando el método de espacio libre[71]	66
7.5. Diagrama de la alteración provocada por la interacción campo eléctrico-átomo en materiales dieléctricos. [73]	67
7.6. Parte real e imaginaria del modelo de relajación de Debye [72]	68
7.7. Comparación de la parte real e imaginaria entre los modelos de relajación de Debye, Cole-Cole y Cole-Davidson [74]	68
7.8. Comparación de la parte real e iaginaria entre los modelos de relajación de Debye y Havriliak-Negami	69
7.9. Elementos usados para implementar el método de espacio libre en las primeras mediciones	71
7.10. Análisis del método numérico utilizado en las primeras implementaciones del método de espacio libre	72
7.11. Medición considerando muestra de 0,32mm de grosor usando el método de espacio libre en la banda W	72
7.12. Implementación del segundo banco de pruebas para caracterizar materiales con el método de espacio libre	73
7.13. Diseño e implementación del tercer banco de pruebas, utilizando un riel para alinear las antenas al utilizar el método de espacio libre	73
7.14. Último banco de pruebas creado para la implementación del método de espacio libre para las bandas V y W	74
7.15. Condensador diseñado para hallar valores de la muestra en baja frecuencia y el posicionamiento de la muestra al tomar los datos en el método de espacio libre	74

7.16. Acciones aplicadas para disminuir errores en las mediciones del método de espacio libre	75
7.17. Implementación del método de espacio libre para caracterizar materiales en la banda V	75
7.18. Caracterización de muestra PLA en banda V usando el método de espacio libre	76
7.19. Caracterización de muestra ABS 650 en banda V usando el método de espacio libre	76
7.20. Caracterización de muestra ABS 1200 en banda V usando el método de espacio libre	77
7.21. Caracterización de muestra PLA en banda W usando el método de espacio libre	77
7.22. Caracterización de muestra ABS 650 en banda W usando el método de espacio libre	78
7.23. Caracterización de muestra ABS 1200 en banda W usando el método de espacio libre	78
7.24. Posibles acciones a implementar para mejorar las mediciones realizadas al usar el método de espacio libre	79
B.1. Frecuencia de resonancia del anillo sin carga y con muestra ABS320 lijada	93
B.2. Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS440 y ABS650 lijadas	94
B.3. Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS800 y ABS1000 lijadas	94
B.4. Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS1200 y PLA lijadas	95
B.5. Parámetro S_{21} calibrado en banda V para PLA	95
B.6. Parámetro S_{21} calibrado en banda V para ABS650	96
B.7. Parámetro S_{21} calibrado en banda V para ABS1200	96
B.8. Parámetro S_{21} calibrado en banda W para PLA	97
B.9. Parámetro S_{21} calibrado en banda W para ABS650	97
B.10. Parámetro S_{21} calibrado en banda W para ABS1200	98

1 | Introducción

1.1. Motivación

La banda del espectro de frecuencias que va desde los 30 GHz hasta los 300 GHz, conocida como la región de onda milimétrica (mmWave), se ha vuelto crucial en las comunicaciones modernas debido a su capacidad para proporcionar anchos de bandas amplios y altas tasas de transmisión de datos. Estas ondas han sido una característica fundamental en la implementación de redes 5G, ya que la utilización de la banda mmWave ofrece mayores capacidades de transmisión y reduce la latencia si se le compara con tecnologías anteriores como 3G y 4G.

La utilización de ondas milimétricas presenta varias ventajas, como la posibilidad de integrar antenas de tamaño reducido, menor probabilidad de interferencias debido a su limitada propagación, y una mayor resolución en aplicaciones de radar. Sin embargo, también enfrenta desafíos significativos como la operación en línea de vista (LOS), la alta atenuación atmosférica y la limitada penetración en materiales sólidos, lo que restringe su uso a comunicaciones de corto alcance.

La impresión 3D ha surgido como una tecnología innovadora que permite una fabricación minuciosa y personalizada para distintos dispositivos en el área de las telecomunicaciones. Sin embargo, esto hace imperativo tener un conocimiento previo sobre las propiedades dieléctricas de los materiales utilizados, tales como la permitividad y el factor de pérdidas, para así tener la certeza del tipo de funcionamiento que tendrán las antenas u otros dispositivos fabricados. Es en este contexto en que la caracterización de materiales dieléctricos se vuelve esencial para poder confeccionar dispositivos que cumplan con los objetivos deseados.

La presente tesis se enfoca en la investigación y caracterización de diferentes materiales dieléctricos para la impresión de antenas de onda milimétrica en 3D. Este estudio busca aportar conocimiento sobre las propiedades dieléctricas de estos materiales y los métodos usados para poder extraer estas características en altas frecuencias, lo que podría tener implicaciones prácticas en áreas como las comunicaciones, radar y medicina, donde las ondas milimétricas son cada vez más utilizadas.

Además, considerando la creciente importancia de la reutilización del espectro y la densificación de las redes de comunicaciones, el desarrollo de antenas eficientes y adaptativas mediante impresión 3D se perfila como una solución prometedora para enfrentar los retos de conectividad actuales y futuros.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

El objetivo general de esta tesis es especificar materiales dieléctricos, usados para la fabricación de antenas dieléctricas confeccionadas mediante impresión 3D, entre los 10 y 110GHz. Esto se pretende realizar usando tres métodos; en primer lugar, con un anillo resonador complementario se busca caracterizar materiales en la frecuencia de 15[GHz] ; luego en la banda K_a se implementa el método de Nicolson-Ross-Weir; mientras que en las bandas V y W se busca usar el método de espacio libre.

1.2.2. Objetivos específicos

Para lograr este objetivo, se deben implementar las siguientes acciones:

- Diseñar, mediante el software Ansys HFSS, anillos resonadores complementarios para frecuencias específicas.
- Implementar y caracterizar materiales con el método del anillo resonador complementario.
- Validar, mediante simulaciones, el uso del método Nicolson-Ross-Weir para la banda Ka.
- Implementar el método Nicolson-Ross-Weir y caracterizar materiales en la banda Ka.
- Fabricar un banco de pruebas que minimice los errores que pueden surgir en transmisiones en espacio libre.
- Investigar e implementar metodologías para la caracterización de materiales en alta frecuencia utilizando el método de espacio libre.
- Confeccionar las muestras con las características específicas de cada método.

1.3. Estructura de la Memoria

La estructura de la memoria se presenta de la siguiente manera:

- **Capítulo 2 - Marco teórico:** En este capítulo se presentan los conocimientos teóricos necesarios para poder desarrollar este proyecto.
- **Capítulo 3 - Estado del arte:** En este capítulo se da una breve contextualización del estado de la impresión 3D en el área de las telecomunicaciones y se dan a conocer distintos métodos usados a lo largo de la historia para caracterizar materiales.
- **Capítulo 4 - Análisis preliminar :** Se hace un cuadro resumen de las ventajas, desventajas y limitaciones de los distintos métodos estudiados en el capítulo anterior.
- **Capítulo 5 - Método: Anillo resonador:** En este capítulo se explica la base teórica de los anillos resonadores, así como el diseño realizado y las diferentes pruebas realizadas para poder sacar conclusiones respecto a la implementación del método.
- **Capítulo 6 - Método: Nicolson-Ross-Weir:** En este capítulo se explica el método Nicolson-Ross-Weir, se muestran los resultados de las simulaciones realizadas; además se lleva a cabo la implementación y se detallan los resultados de las caracterizaciones de los materiales en la banda K_a .
- **Capítulo 7 - Método: Espacio libre:** Este capítulo explica la creación de un banco de pruebas para mediciones de espacio libre impreso en 3D, se explican distintas formas en las que este método se ha aplicado en la literatura y los resultados obtenidos en el presente trabajo al aplicar dichas metodologías.
- **Bibliografía:** Se listan los documentos referenciados en el trabajo.
- **Anexo:** Se incluye material que complementa el trabajo presentado.

2 | Marco teórico

En este capítulo se proporciona una base conceptual sobre los temas principales relacionados con la caracterización de materiales dieléctricos confeccionados con impresión 3D.

2.1. Impresión 3D

La impresión 3D o también conocida como fabricación por adición o fabricación aditiva, como su nombre lo indica es el proceso de convertir un modelo digital en un objeto tridimensional superponiendo capas, una tras otra, hasta crear la totalidad del objeto previamente modelado. En los últimos años esta técnica se ha popularizado como herramienta de prototipado debido a su menor costo y tiempo de inversión.

Hay distintos tipos de impresión 3D, la diferencia entre ellas radica en el material y la forma en que se van superponiendo las capas en el proceso de creación. A continuación se detallan las tecnologías que más se han utilizado en la creación de antenas dieléctricas.

2.1.1. Tecnologías

2.1.1.1. Filamento fundido o deposición fundida

La tecnología de impresión por filamento, conocida como modelado por deposición fundida (FDM) o como fabricación con filamento fundido (FFF), es una de las técnicas más populares y ampliamente utilizadas en el ámbito de la impresión 3D. La popularidad de esta técnica se debe a su accesibilidad, bajo costo y facilidad con la que se pueden producir prototipos y piezas funcionales.

La principal característica de este tipo de impresión es el uso de filamentos de material termoplásticos como material de impresión. El primer paso para llevar a cabo una impresión FDM es tener el modelo CAD (Diseño Asistido por Computadora), este se convierte en un archivo .GCODE compatible con la impresora mediante softwares específicos para ello. El filamento es calentado en el cabezal de la impresora hasta fundirse; luego es extruido a través de una boquilla fina, depositándose capa por capa sobre una plataforma de construcción que se mueve según las instrucciones del archivo; proceso que se repite hasta terminar de formar el objeto tridimensional.

La presencia de ventiladores de refrigeración permite al material solidificarse rápidamente; por otro lado, la duración total de este proceso depende de la altura y complejidad del modelo, además del grosor de la capa extruida, un valor típico es de 0.1 [mm].

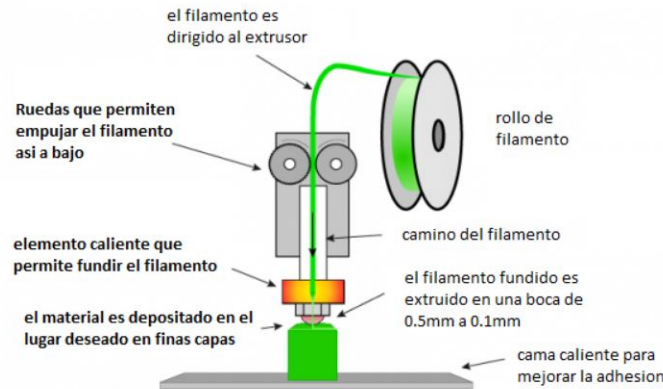


Figura 2.1: Funcionamiento de una impresora 3D FDM [1]

Una impresora FDM típica consta de varios componentes clave, entre los que se incluyen:

- **El Extrusor y la boquilla:** Encargados de calentar y extruir el filamento.
- **La plataforma de construcción:** Donde se deposita el material fundido, moviéndose en las direcciones definidas por el modelo CAD.
- **Estructuras de soporte:** Utilizadas para sostener voladizos o estructuras complejas durante el proceso de impresión. Estos soportes pueden ser del mismo material que el objeto o de un material diferente, incluso pueden ser soluble en agua para facilitar su eliminación.

La tecnología FDM presenta varias ventajas:

- **Accesibilidad y costo:** Es una de las tecnologías de impresión 3D más asequibles.
- **Versatilidad:** Permite la fabricación rápida de prototipos y la producción de bajo volumen, lo que la hace ideal para aplicaciones industriales y domésticas.

No obstante, también tiene ciertas limitaciones:

- **Anisotropía:** Las piezas impresas tienden a ser más débiles en una dirección específica debido a la estructura de capas.
- **Calidad superficial:** Las capas suelen ser visibles, lo que puede requerir posprocesamiento para mejorar el acabado.
- **Precisión:** Las piezas impresas en FDM pueden ser menos precisas y duraderas en comparación con otras tecnologías de fabricación aditiva, como SLS (Sinterización Láser Selectiva) o MJF (Multi Jet Fusion).

2.1.1.2. Estereolitografía

La estereolitografía (SLA) es uno de los procesos de impresión 3D más antiguos y avanzados. Fue desarrollada inicialmente en la década de 1980 y ha evolucionado significativamente desde entonces. La impresión SLA requiere de los mismos preparativos que la impresión FDM para poder iniciar con el proceso de impresión, esto es: crear el modelo CAD y luego convertirlo en un archivo legible por la máquina usando un software para generar el .GCODE necesario.

Durante la impresión, un láser u otra fuente de luz, traza cada capa del objeto en un tanque de resina líquida. La resina se solidifica al ser expuesta a la luz, mientras la plataforma donde se va construyendo el modelo se mueve según

las instrucciones dadas por el archivo cargado, esto hace que las capas se vayan superponiendo modelando la forma deseada hasta acabar.

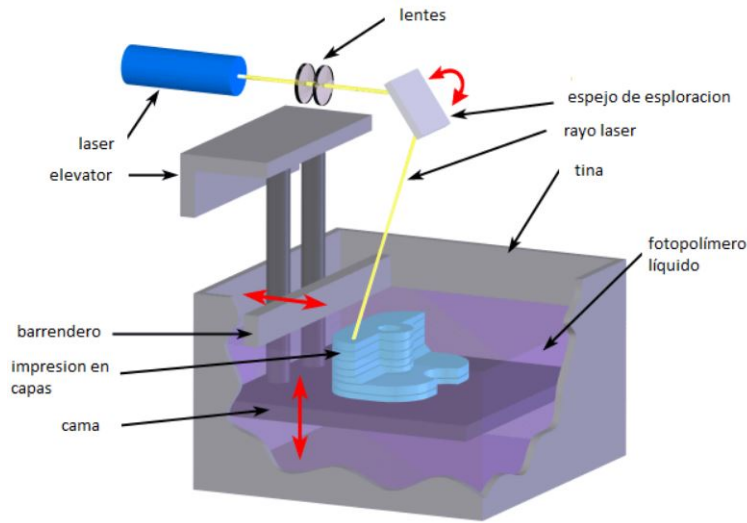


Figura 2.2: Funcionamiento de una impresora 3D SLA [1]

Una vez finalizada la impresión, la pieza se somete a un postprocesado que incluye un lavado en alcohol isopropílico para eliminar la resina no curada, y un curado adicional bajo luz UV para mejorar las propiedades mecánicas de la pieza. Finalmente, se retiran los soportes y se pueden realizar tratamientos adicionales como lijado, pintado o revestimiento.

La tecnología SLA se distingue por varias ventajas clave:

- **Alta precisión y detalle:** La SLA puede reproducir detalles finos y geometrías complejas con una precisión excepcional. La calidad del acabado superficial es superior a la de otras tecnologías de impresión 3D, como FDM.
- **Versatilidad de materiales:** Las resinas utilizadas en SLA son altamente versátiles, permitiendo la creación de piezas con diversas propiedades ópticas, mecánicas y térmicas. Existen resinas específicas para aplicaciones que requieren alta resistencia térmica, flexibilidad o transparencia.
- **Isotropía y impermeabilidad:** A diferencia de otras tecnologías de impresión 3D, la SLA produce piezas isotrópicas, es decir, con propiedades mecánicas uniformes en todas las direcciones. Además, las piezas impresas en SLA son impermeables, lo que las hace adecuadas para aplicaciones que requieren contención de fluidos o ser resistentes ante la presión.
- **Rápida iteración y producción:** La capacidad de la SLA para producir rápidamente prototipos y piezas finales la convierten en una herramienta valiosa para el desarrollo de productos. Las mejoras en esta tecnología han reducido significativamente los tiempos de impresión, permitiendo múltiples iteraciones en un solo día.

Aunque la SLA ofrece muchas ventajas, también presenta algunas limitaciones:

- **Costo de los materiales:** Las resinas utilizadas en SLA suelen ser más caras que los filamentos plásticos utilizados en otras tecnologías de impresión 3D, como FDM.
- **Durabilidad a largo plazo:** Las piezas impresas en resina pueden degradarse con el tiempo si se exponen a la luz ultravioleta (UV) o a condiciones ambientales extremas.
- **Tamaño de construcción:** Aunque las impresoras SLA pueden construir piezas de más tamaño que antes, todavía están limitadas en comparación con otras tecnologías que permiten la creación de piezas más grandes.

2.1.1.3. Sinterizado selectivo por láser

El Sinterizado Selectivo por Láser (SLS) es una tecnología de impresión 3D que pertenece a la categoría de fusión de lecho de polvo (PBF, por sus siglas en inglés). El proceso SLS utiliza un láser de alta potencia para sinterizar pequeñas partículas de material en polvo, generalmente polímeros termoplásticos, para crear capas e ir superponiéndolas hasta formar el modelo.

La tecnología SLS se distingue por su capacidad para producir piezas con alta resolución y propiedades mecánicas favorables. A diferencia de otras tecnologías de impresión 3D, el SLS no requiere estructuras de soporte, ya que el polvo no sinterizado actúa como soporte natural durante el proceso de construcción.

Este tipo de impresión sigue una serie de pasos claramente definidos, los cuales comienzan con el almacenamiento del material en polvo en un contenedor dentro de la impresora. Antes de iniciar la impresión el polvo se precalienta a una temperatura ligeramente inferior a su punto de sinterización, este precalentamiento es esencial para facilitar una fusión más uniforme cuando el láser actúe sobre el material.

Una vez que el polvo ha alcanzado la temperatura adecuada, se aplica una capa fina y uniforme sobre la plataforma de construcción mediante un rodillo. A continuación, un láser de CO₂ escanea esta capa según el diseño digital 3D, sinterizando (fundiendo parcialmente) las partículas de polvo en las áreas necesarias para formar una sección de la pieza. Luego, la plataforma se desplaza hacia abajo para permitir la aplicación de una nueva capa de polvo, que es escaneada y sinterizada nuevamente, este proceso continúa hasta que la pieza está completamente formada dentro del lecho de polvo.

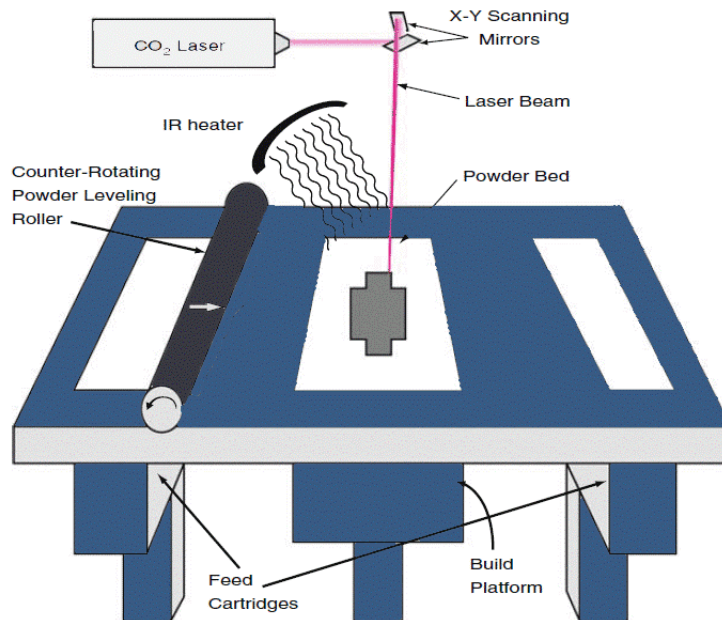


Figura 2.3: Funcionamiento de una impresora 3D SLS [2]

Al finalizar la impresión, la pieza queda encapsulada en el polvo no sinterizado, que actúa como soporte; se deja enfriar lentamente para evitar tensiones internas que puedan causar deformaciones. Luego, se extrae la pieza y se limpia a fondo, eliminando el polvo residual con aire comprimido o chorro de arena, asegurando que los detalles finos y complejas geometrías queden completamente libres de residuos.

El SLS ofrece varias ventajas sobre otras tecnologías de impresión 3D:

- **Libertad de diseño:** El no necesitar estructuras de soporte permite la fabricación de piezas con geometrías complejas, incluyendo componentes internos y detalles finos.

- **Alta precisión:** La tecnología permite obtener piezas con tolerancias ajustadas y superficies lisas, ideales para aplicaciones que requieren alta calidad y precisión.
- **Propiedades mecánicas favorables:** Las piezas SLS son isotrópicas, lo que significa que tienen propiedades mecánicas uniformes en todas las direcciones, comparables a las piezas moldeadas por inyección.

Por otro lado, en sus limitaciones se encuentran:

- **Porosidad y fragilidad:** Las piezas producidas por SLS tienden a ser porosas, lo que puede comprometer su integridad estructural y limitarlas a aplicaciones de prototipos más que a piezas funcionales.
- **Contracción y curvamiento:** El proceso de enfriamiento puede provocar contracción y distorsión dimensional, especialmente en piezas con bordes afilados o formas irregulares.
- **Producción de residuos:** La necesidad de precalentar el polvo y la generación de polvo no sinterizado que no siempre puede reutilizarse eficientemente aumenta los residuos producidos durante el proceso.

2.1.2. Filamentos

Los filamentos corresponden al material utilizado en la impresiones FDM, en esta sección se detallan los más utilizados:

- **PLA (Ácido Poliláctico):**
Es uno de los materiales más populares en la impresión 3D FDM debido a su facilidad de uso y propiedades biodegradables; se produce a partir de recursos renovables como el maíz o la caña de azúcar. Tiene un punto de fusión bajo lo que facilita su extrusión y su enfriamiento es más rápido lo que implica menos deformaciones. Además, emite menos olores en comparación con otros materiales cuando se funde.
- **ABS (Acrilonitrilo Butadieno Estireno):**
Es un termoplástico muy utilizado por su resistencia y durabilidad. Sin embargo, requiere temperaturas de extrusión y de cama más altas en comparación con el PLA. El ABS es conocido por su capacidad de soportar mayores tensiones mecánicas y altas temperaturas, lo que lo hace ideal para piezas funcionales y prototipos robustos. Un inconveniente es que emite vapores que pueden ser peligrosos sin una ventilación adecuada.
- **PETG (Tereftalato de Polietileno Glicol):**
Combina las ventajas del PLA y el ABS, ofreciendo buena resistencia mecánica, una menor tendencia a deformaciones y facilidad de impresión. Es un material resistente a impactos y químicamente inerte, lo que lo hace adecuado para aplicaciones que requieren mayor durabilidad y resistencia a productos químicos.
- **TPU (Poliuretano Termoplástico):**
Es un filamento flexible que permite la impresión de piezas elásticas y duraderas. Su flexibilidad y resistencia al desgaste lo hacen ideal para aplicaciones como carcasas de teléfonos y piezas que necesitan absorber impactos; sin embargo, esta misma flexibilidad que lo caracteriza implica una mayor tendencia a doblarse y crear atascos en el extrusor.

2.2. Ondas milimétricas

Las ondas milimétricas son una categoría de ondas de radiofrecuencia que operan en el rango de frecuencias de 30 a 300 GHz, lo que corresponde a longitudes de onda de 1 a 10 milímetros. Este rango se sitúa en la parte superior del espectro de microondas y justo por debajo de las ondas infrarrojas. Debido a sus características particulares, las ondas milimétricas han cobrado relevancia en diversas aplicaciones tecnológicas, como comunicaciones inalámbricas, radar, y sensores. El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) divide el espectro en tres bandas: Banda Ka, Banda V y Banda W.

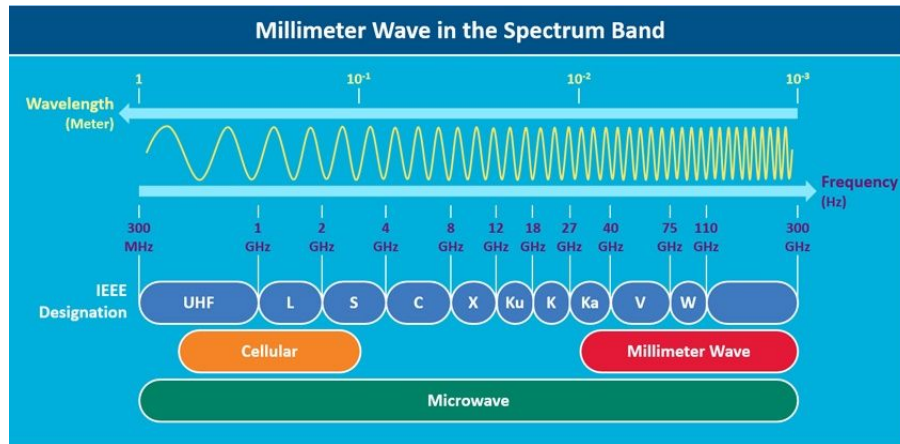


Figura 2.4: Espectro de ondas milimétricas [3]

Una de las características distintivas de las ondas milimétricas es su capacidad para transmitir grandes cantidades de datos a alta velocidad. Esto se debe al hecho de que frecuencias más altas permiten mayores anchos de banda, lo que es crucial en aplicaciones donde se requiere una transmisión rápida y eficiente de información. Sin embargo, esta ventaja viene acompañada de ciertos desafíos como la atenuación en la propagación debido a factores atmosféricos como la lluvia, la niebla y el vapor de agua, o su limitada capacidad de penetración a través de materiales sólidos, lo que limita su propagación en presencia de paredes o edificios.

2.2.1. Banda Ka

Es el rango de 26.5 a 40 GHz, es decir, longitudes de onda de poco más de un centímetro hasta 7.5 milímetros. La banda se llama Ka, que significa "K-above", al ser la parte superior de la banda K original de la OTAN, que se dividió en tres bandas debido al pico de resonancia de vapor de agua atmosférico a 22.24 GHz (figura 2.5), lo que provocaba que el centro no fuera utilizable para transmisiones de largo alcance. Esta banda utiliza polarización circular, por lo que no se necesita ajuste rotacional del sistema de antenas; una ventaja con respecto a la banda Ku ("K-under") que utiliza una polarización lineal.

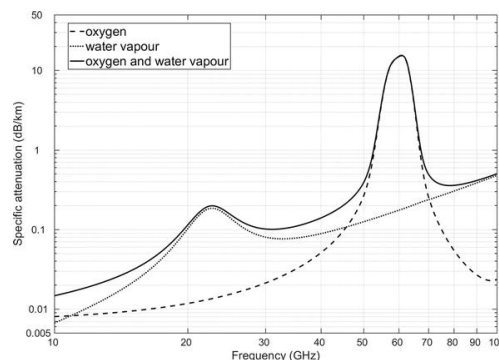


Figura 2.5: Atenuación provocada por el vapor de agua en la banda K [4]

Esta banda es conocida por su uso predominante en comunicaciones satelitales y enlaces de datos de alta velocidad. Gracias a su capacidad para manejar grandes anchos de banda, la banda Ka es ideal para aplicaciones que requieren la transmisión de datos masivos, como el acceso a internet por satélite y la transmisión de video en alta definición.

Una característica destacable de la banda Ka es su balance entre capacidad de datos y alcance. Aunque las frecuencias más altas dentro de esta banda pueden experimentar una atenuación significativa por factores atmosféricos,

estas frecuencias son lo suficientemente robustas para ser útiles en una amplia gama de aplicaciones de telecomunicaciones. Sin embargo, también requiere del uso de tecnologías de codificación y modulación para mitigar los efectos de la atenuación y mejorar la fiabilidad de la señal.

Además de las comunicaciones satelitales, la banda Ka se utiliza en sistemas de radar y en redes de comunicaciones terrestres. En los sistemas de radar, esta banda ofrece una resolución y precisión mejoradas en la detección de objetos, características importantes para aplicaciones en aviación y defensa.[5][6][7]

2.2.2. Banda V

La banda V abarca desde los 50 hasta 75 GHz y es reconocida por su capacidad para proporcionar conexiones de datos de alta velocidad en distancias cortas. Gracias a la alta frecuencia de las señales en esta banda, se pueden alcanzar anchos de banda extremadamente amplios, lo que permite comunicaciones en redes de telecomunicaciones y aplicaciones en áreas urbanas con alta densidad de población.[8]

Los radares que operan en esta banda son muy utilizados en la industria automotriz debido a su capacidad de detectar, con gran precisión, objetos cercanos. Esto permite a los vehículos diferenciar entre objetos pequeños y grandes, lo que es esencial para la conducción y seguridad de los vehículos autónomos.[7]

Sin embargo, la banda V enfrenta desafíos relacionados con la propagación de la señal ya que la atenuación por lluvia, niebla y otros factores atmosféricos es más pronunciada que en bandas de frecuencias más bajas, lo que limita el alcance efectivo de la señal. Por lo tanto, para aplicaciones de telecomunicaciones, es necesario utilizar una infraestructura densa de estaciones base para asegurar la cobertura adecuada en áreas urbanas.

2.2.3. Banda W

La banda W se extiende desde 75 hasta 110 GHz y se encuentra en la parte superior del rango de las ondas milimétricas. Esta banda es utilizada principalmente en aplicaciones que requieren una resolución extremadamente alta, como en sistemas de radar avanzados y en investigación científica. Las altas frecuencias de la banda W permiten una capacidad de resolución muy fina, lo que es necesario para aplicaciones como la astronomía, donde se necesita observar detalles minuciosos en objetos lejanos.

En el ámbito de las telecomunicaciones, la banda W se considera una opción prometedora para comunicaciones de alta velocidad en redes de próxima generación. Aunque la atenuación es un desafío mayor en esta banda debido a la absorción atmosférica, ofrece un gran potencial para transmitir datos a velocidades extremadamente rápidas, especialmente en entornos donde las distancias de propagación son cortas, como en enlaces entre estaciones base o en redes internas de edificios.

Otro uso importante de la banda W es en aplicaciones de defensa y seguridad, donde se explota la capacidad de estas frecuencias para operaciones tácticas y comunicaciones seguras. La posibilidad de realizar transmisiones con alta direccionalidad y precisión permite a los sistemas militares y de defensa mejorar su capacidad de detección y respuesta ante amenazas.[9]

2.3. Caracterización de materiales

La caracterización de materiales es el proceso de evaluación y medición de las propiedades de un material con el fin de determinar los parámetros necesarios para comprender su comportamiento bajo diferentes condiciones. Para obtener estas especificaciones, se emplean métodos que, en algunos casos, utilizan parámetros de dispersión, y en otros, la frecuencia de resonancia junto con el factor de calidad Q.

2.3.1. Materiales dieléctricos

Un material dieléctrico es un tipo de material que se caracteriza por su capacidad para polarizarse cuando se somete a un campo eléctrico; es decir, las cargas en su interior no fluyen como lo harían en un conductor, pero las moléculas o átomos dentro del material se orientan de tal manera que crean pequeños dipolos eléctricos. La polarización no resulta en la creación de corriente eléctrica, sino en la acumulación de cargas en las superficies del material (figura 2.6), generando así un campo eléctrico interno que se opone parcialmente al campo aplicado externamente. En otras palabras, en condiciones normales, los dieléctricos son materiales aislantes.

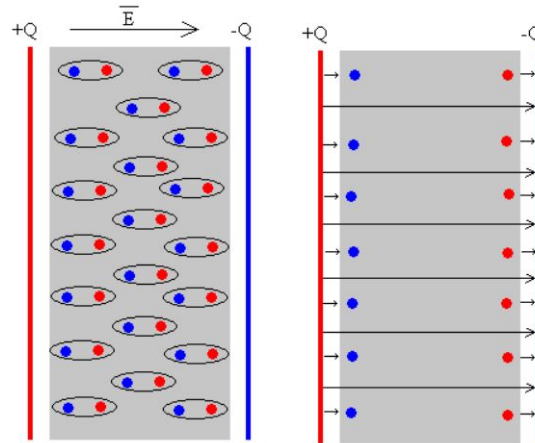


Figura 2.6: Comportamiento de un condensador dieléctrico [10]

Los materiales dieléctricos son esenciales en muchas aplicaciones tecnológicas debido a esta capacidad de almacenamiento de energía y aislamiento eléctrico. Son fundamentales en la fabricación de dispositivos como capacitores, donde el material dieléctrico permite almacenar energía entre dos conductores. También se utilizan como aislantes en cables y otros componentes eléctricos para evitar cortocircuitos y proteger los sistemas de posibles daños.

Además de su función como aislantes, los dieléctricos tienen otras propiedades útiles en campos como la microelectrónica, las telecomunicaciones y la óptica. Por ejemplo, en antenas y guías de ondas, los dieléctricos se emplean para dirigir y controlar la propagación de señales electromagnéticas, mejorando la eficiencia y el rendimiento de los sistemas.

2.3.2. Propiedades de los materiales dieléctricos

- **Constante dieléctrica:**

La constante dieléctrica, también conocida como permitividad relativa, es una medida de la capacidad de un material para almacenar energía eléctrica en un campo eléctrico. Se define como la razón de la permitividad del material a la permitividad del vacío. Matemáticamente, se expresa como:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.1)$$

donde ϵ es la permitividad del material y ϵ_0 es la permitividad del vacío. Esta constante es crucial para entender cómo los materiales afectan y se comportan en presencia de campos eléctricos, y tiene aplicaciones significativas en el diseño de dispositivos electrónicos y sistemas de telecomunicaciones.

- **Factor de pérdidas:**

Este factor también se conoce como tangente de pérdidas, es una medida de las pérdidas de energía en un material dieléctrico cuando se encuentra bajo la influencia de un campo eléctrico alterno. Representa la relación entre

la energía disipada como calor y la energía almacenada en el material. Un factor de disipación bajo indica que el material es eficiente en almacenar energía eléctrica con mínimas pérdidas, mientras que un factor alto indica mayores pérdidas energéticas. Este parámetro es esencial en la evaluación de la eficiencia de materiales dieléctricos en aplicaciones como condensadores y cables eléctricos.

■ Rigidez dieléctrica:

La rigidez dieléctrica es la capacidad de un material aislante para soportar un campo eléctrico sin sufrir una ruptura o degradación de sus propiedades aislantes. Se mide como la máxima intensidad de campo eléctrico que un material puede soportar antes de que ocurra una descarga eléctrica o ruptura dieléctrica, y se expresa en unidades de voltios por metro (V/m). Esta propiedad es fundamental para determinar la eficacia de un material como aislante en aplicaciones de alta tensión siendo crucial para garantizar la seguridad y la integridad de los sistemas eléctricos y electrónicos.

■ Permitividad compleja:

La permitividad compleja de un material dieléctrico se diferencia de la constante dieléctrica al incluir tanto la capacidad de almacenar energía como las pérdidas que ocurren dentro del material

La permitividad compleja se expresa como:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.2)$$

Donde:

ε es la permitividad compleja.

ε' es la parte real.

ε'' es la parte imaginaria.

j es la unidad imaginaria (donde $j^2 = -1$)

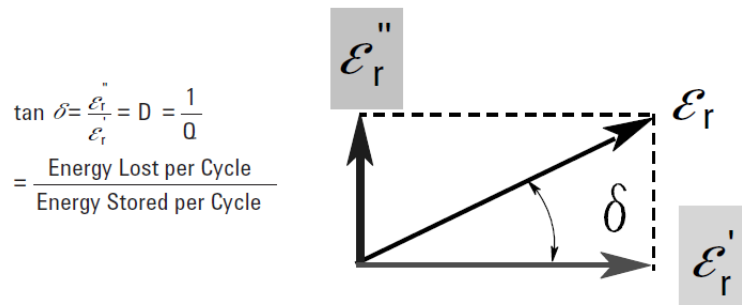


Figura 2.7: Permitividad compleja[11]

La parte real de la permitividad compleja, ε' , es similar a la constante dieléctrica y representa la capacidad del material para almacenar energía eléctrica cuando se somete a un campo eléctrico. Es una medida de cuánta energía eléctrica puede ser almacenada en el material sin pérdidas significativas. Por otra parte, la parte imaginaria de la permitividad compleja, ε'' , cuantifica las pérdidas del material, las que incluye las pérdidas propias del dieléctrico y la conductividad.

2.3.3. Parámetros S

Los parámetros S , o también conocidos como parámetros de dispersión, describen las relaciones de entrada y salida entre puertos en un sistema eléctrico, se representan como una matriz de números complejos. Se usan para caracterizar las propiedades de las señales en el dominio de la frecuencia en términos de amplitud y fase.

Si se considera una red de N puertos la matriz que relaciona entre los voltajes de las ondas incidentes y reflejadas, sería:

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

donde V_n^+ es la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto n y V_n^- es la amplitud de la onda de voltaje reflejada desde el puerto n . Cada parámetro S_{ij} indica como una onda electromagnética que incide en el puerto j se dispersa hacia el puerto i ; por lo tanto, el primer subíndice indica el puerto en el que se mide la onda reflejada o transmitido, mientras que el otro indica el puerto al que incide la onda.

Las antenas al igual que otros circuitos eléctricos pueden caracterizarse como una red de dos puertos, la matriz de dispersión S para este caso es:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

Donde:

- S_{11} es el coeficiente de reflexión en el puerto 1.
- S_{12} es el coeficiente de transmisión desde el puerto 2 al puerto 1.
- S_{21} es el coeficiente de transmisión desde el puerto 1 al puerto 2.
- S_{22} es el coeficiente de reflexión en el puerto 2.

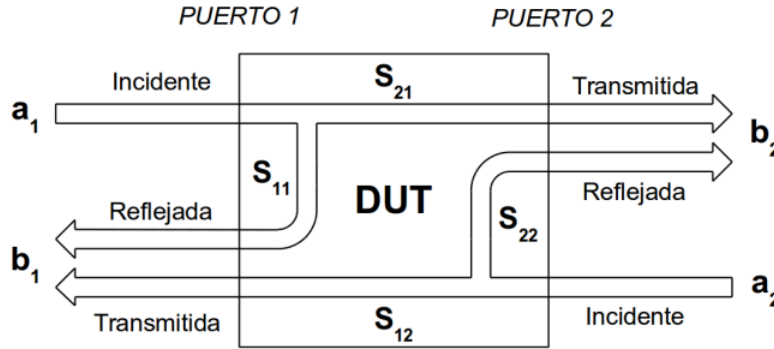


Figura 2.8: Parámetros S en una red de 2 puertos [12]

las ondas a_1 y a_2 son las incidentes en el puerto 1 y 2 respectivamente, y las ondas b_1 y b_2 son las reflejadas en los puertos 1 y 2 respectivamente.

Hay muchos parámetros que permiten caracterizar una red de 2 puertos: Parámetros de impedancia, parámetros de admitancia, parámetros híbridos, parámetros de transmisión, parámetros de transmisión inversa y los ya mencionados parámetros de dispersión. La ventaja que tienen estos últimos en relación a los otros es que sus valores no se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos, más bien se basan en los niveles de potencia percibidos en los terminales. Cuando se trabaja en alta frecuencia esto cobra relevancia ya que en esas bandas no es posible lograr las condiciones de circuito abierto o cortocircuito debido a las capacitancias e inductancias parásitas, esto deja solo a los parámetros S para ser usados en cualquier frecuencia.

Usando un Vector Network Analyzer (VNA) es posible medir directamente los parámetros S , los cuatro valores en función de la frecuencia representan una caracterización completa de cualquier dispositivo lineal, siendo esto un requisito para su implementación ya que en sistemas no lineales, donde no existe superposición, los parámetros de dispersión pierden su validez.

2.3.4. Frecuencia de resonancia y factor Q

El interés de este trabajo en la frecuencia de resonancia y factor de calidad Q radica en su utilización a la hora de caracterizar materiales con métodos basados en resonancia.

La frecuencia de resonancia (f_r) es la frecuencia a la cual un sistema resonante, alcanza su máxima amplitud de respuesta. Es en la cual la impedancia del sistema es puramente resistiva, es decir, donde la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva se cancelan mutuamente.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

En métodos resonantes, la frecuencia de resonancia se utiliza para determinar la permitividad dieléctrica (ϵ_r) del material. Cambios en la frecuencia de resonancia indican variaciones en las propiedades dieléctricas del material.

El factor Q, o también llamado factor de calidad, es una medida de la eficiencia de un resonador y describe la relación entre la energía almacenada y la energía disipada en el sistema resonante. Es definido como el cociente entre la frecuencia de resonancia (f_r) y el ancho de banda Δf en el cual la potencia del resonador cae a la mitad de su valor máximo. Matemáticamente, se expresa como:

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (2.4)$$

Un alto factor Q indica que el resonador tiene bajas pérdidas y, por lo tanto, es muy selectivo en frecuencia. Esto es crucial en la caracterización de materiales dieléctricos porque permite determinar con precisión las propiedades dieléctricas del material.

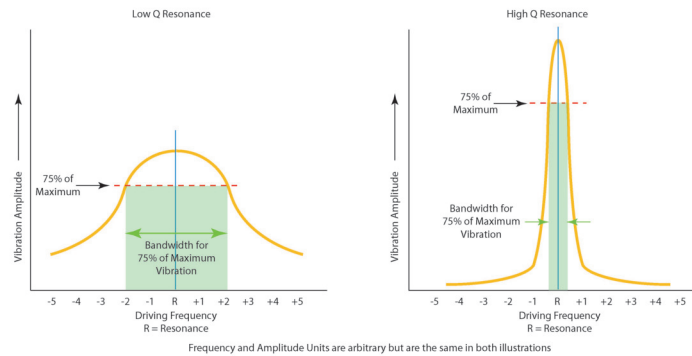


Figura 2.9: Relación del factor Q con el ancho de banda [13]

2.4. Cámara anecoica

Una cámara anecoica es un recinto diseñado con características especiales para absorber completamente las reflexiones de ondas acústicas o electromagnéticas, proporcionando un entorno libre de ecos; esto permite realizar pruebas experimentales en un ambiente ideal.

El principio y funcionamiento de una cámara anecoica viene principalmente del concepto de jaula de Faraday, la cual es una estructura metálica que bloquea los campos eléctricos y electromagnéticos externos. Este espacio se cubre con materiales altamente absorbentes lo que evita las reflexiones indeseadas dentro de la cámara, simulando así las condiciones de espacio libre. Para cámaras electromagnéticas, los materiales absorbentes son de ferrita, material que tiene mejores coeficientes de reflectividad en bajas frecuencia (30 – 1000MHz.), la reflectividad relaciona el campo reflejado con el campo incidente; por lo que valores bajos significan mejor absorción electromagnética.

Las aplicaciones que se le da a la cámara anecoica en telecomunicaciones son las siguientes [14]:

- Simulación de condiciones de espacio libre.
- Caracterización de los distintos parámetros de antenas, como el patrón de radiación y la ganancia.
- Obtención de los parámetros S de distintos dispositivos.
- Análisis de Interferencia (EMI) y Análisis de Compatibilidad Electromagnética (EMC).

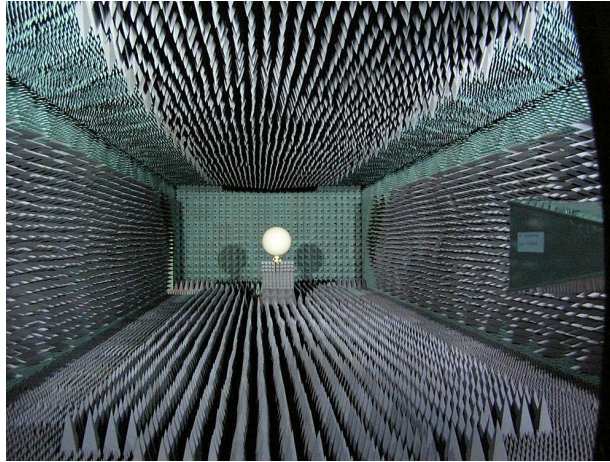


Figura 2.10: Cámara anecoica[15]

Existen distintos tipos de clasificación para cámaras anecoicas, ya sea por su forma o su recubrimiento. Dependiendo del recubrimiento del material absorbente se pueden clasificar como anecoicas (figura 2.10) y semianecoicas. Las primeras tienen la totalidad de sus paredes, techo y piso con material absorbente para que no haya ningún tipo de reflexión; por otro lado, en las semianecoicas el piso es de un material conductor, simulando así un espacio abierto sobre un plano tierra metálico. Mientras que por forma se les puede distinguir como cámaras anecoicas rectangulares o cónicas.

Las cámaras rectangulares son las más comunes al ser más simples de construir y de recubrir, las dimensiones dependen de la distancia de transmisión, frecuencia de operación o tipo de medición. Para lograr un óptimo funcionamiento en frecuencias bajas las dimensiones de una cámara rectangular aumentan, lo que ha llevado a la fabricación de cámaras cónicas las cuales no eliminan los reflejos especulares, estos son utilizados para dar la condición de campo lejano al dispositivo que se está caracterizando.[16]

La forma del material absorbente está ligado a la necesidad de minimizar las reflexiones de las ondas electromagnéticas y simular un espacio libre de interferencias. Las formas piramidales se usan en alta frecuencia, además que la terminación en punta disminuye las reflexiones, las formas de cuña son más utilizadas en bajas frecuencias y tienen una mayor área de absorción; por último las formas enroscadas son usadas en las bandas milimétricas, debido a la pequeña longitud de ondas en estas frecuencias se hace necesario que la estructura sea homogénea y abierta en toda la cara frontal del absorbente.[16]

2.5. Vector Network Analyzer (VNA)

Los analizadores de redes vectoriales (VNA) se encuentran entre los instrumentos de medición más precisos disponibles para aplicaciones de radiofrecuencias(RF) y microondas, probablemente los VNAs modernos midan la potencia de RF con mayor precisión que cualquier otro sensor de potencia. Gran parte de esta precisión proviene de las

técnicas de calibración únicas que se aplican a los VNAs, estas técnicas permiten corregir errores sistemáticos tanto en las mediciones de magnitud como de fase.

2.5.1. Funcionamiento

El funcionamiento de un VNA comienza con la generación de una señal de RF mediante un generador interno, conocido como la fuente de señal. Esta señal se aplica al dispositivo bajo prueba (DUT) a través de los puertos de conexión del VNA, diseñados para manejar señales con alta precisión. La capacidad de variar la frecuencia de la señal generada permite analizar el comportamiento del DUT en diferentes bandas de frecuencia.

Cuando la señal se aplica al DUT, parte de ella se refleja de regreso al VNA debido a la impedancia del dispositivo, mientras que otra parte se transmite a través del mismo. Para separar las señales reflejadas y transmitidas, el VNA utiliza componentes llamados acopladores direccionales, que dirigen las señales en diferentes direcciones hacia receptores específicos dentro del VNA.

Los receptores del VNA capturan tanto las señales reflejadas como las transmitidas, y son capaces de medir la magnitud y la fase de estas señales. La medición de la fase es particularmente importante para una caracterización precisa del DUT, ya que permite modelar su comportamiento con mayor exactitud y facilita el diseño de circuitos que requieren adaptación de impedancia.

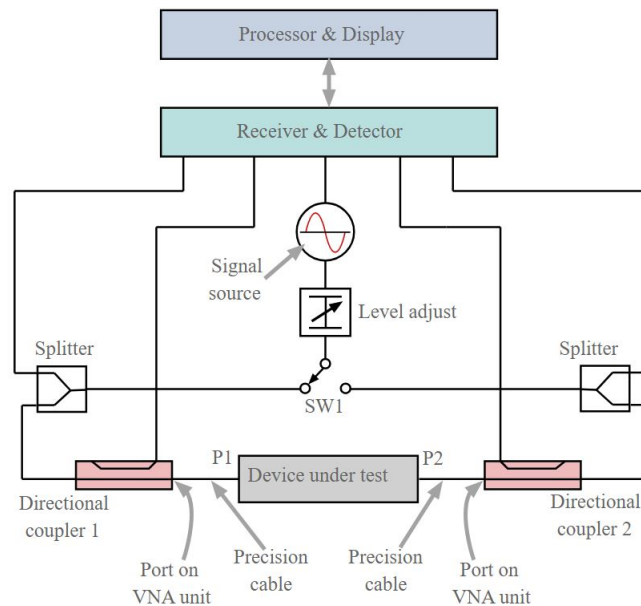


Figura 2.11: Diagrama de los componentes de un VNA [17]

Una vez capturadas las señales por los receptores, estas se procesan digitalmente dentro del VNA. El procesamiento incluye la normalización de las señales respecto a una referencia, eliminando la necesidad de conocer la potencia absoluta de la señal de entrada. Este paso es crucial para garantizar la precisión de las mediciones y para calcular el coeficiente de reflexión (S_{11}) y el coeficiente de transmisión (S_{21}).

Finalmente, los resultados de las mediciones se muestran en la pantalla del VNA en diferentes formatos de visualización, siendo la carta de Smith uno de los más comunes. Este formato permite representar de manera concisa las características de impedancia del DUT, aunque también se pueden utilizar gráficos cartesianos y representaciones de valores reales e imaginarios.

2.5.2. Calibración

En un VNA, existen varios tipos de errores sistemáticos que pueden afectar la precisión de las mediciones, ya que estos errores son repetibles y predecibles se pueden corregir a través de un proceso de calibración adecuado. La calibración SOLT (Short-Open-Load-Thru) es un método ampliamente utilizado para la calibración de analizadores de redes vectoriales (VNA), especialmente en entornos coaxiales. Este procedimiento se basa en la medición y caracterización de cuatro estándares bien definidos: corto (Short), abierto (Open), carga (Load), y paso (Thru), que permiten corregir los errores sistemáticos en las mediciones de un VNA.

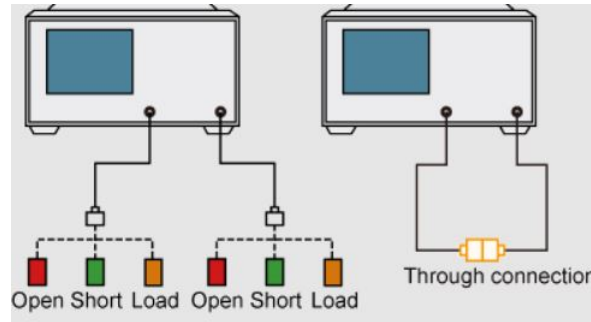


Figura 2.12: Calibración SOLT de dos puertos [18]

La calibración SOLT (Short-Open-Load-Thru) es un método ampliamente utilizado para la calibración de analizadores de redes vectoriales (VNA), especialmente en entornos coaxiales. Este procedimiento se basa en la medición y caracterización de cuatro estándares bien definidos: corto (Short), abierto (Open), carga (Load), y paso (Thru), que permiten corregir los errores sistemáticos en las mediciones de un VNA.

El proceso incluye la medición de:

- **Corto (Short):** estándar que produce una reflexión total con una magnitud de 1. Su modelado en el VNA se basa principalmente en la longitud eléctrica, que se introduce en el instrumento.
- **Abierto (Open):** Una medición estándar que, debido a la capacitancia parásita, presenta una reflexión compleja con una parte imaginaria negativa en altas frecuencias. Este estándar también se modela en el VNA utilizando un retardo y polinomios de capacitancia parasitaria.
- **Carga (Load):** Una medición estándar que idealmente absorbe toda la energía incidente, evitando cualquier reflexión. Sin embargo, los estándares reales presentan desviaciones respecto a este ideal, las cuales son consideradas en el proceso de calibración.
- **Paso (Thru):** Una medición estándar de dos puertos que permite la conexión directa de los puertos de prueba con baja pérdida

La calibración SOLT es adecuada para mediciones de un solo puerto, como la medición de la pérdida de retorno de una antena, así como para calibraciones de dos puertos, que requieren la conexión de "shorts", "opens" y "loads" en ambos puertos del VNA.

2.6. Resumen del capítulo

Este capítulo proporciona una base conceptual sobre la caracterización de materiales dieléctricos fabricados mediante impresión 3D, explorando tanto las tecnologías clave como los materiales utilizados en el proceso. La impresión 3D, o fabricación aditiva, ha revolucionado la industria al permitir la creación de objetos tridimensionales a partir de modelos digitales mediante la superposición de capas. Entre las tecnologías más importantes se encuentran el filamento fundido (FDM), la Estereolitografía (SLA) y el Sinterizado Selectivo por Láser (SLS).

El FDM es popular debido a su accesibilidad y bajo costo, aunque enfrenta limitaciones como la anisotropía y una menor calidad superficial. Por otro lado, la SLA permite obtener piezas con alta precisión y detalle utilizando un láser para solidificar resina líquida, aunque su proceso y materiales son más costosos y las piezas pueden degradarse con el tiempo. El SLS es ideal para crear piezas complejas sin necesidad de soportes adicionales, ofreciendo buena estabilidad dimensional, aunque las piezas pueden ser porosas y generar residuos.

Los materiales utilizados en la impresión FDM incluyen el PLA, un material biodegradable y fácil de usar, el ABS, que es más resistente y duradero, el PETG, que combina resistencia y facilidad de impresión, y el TPU, que es flexible y se utiliza en aplicaciones que requieren elasticidad.

El capítulo también profundiza en las ondas milimétricas, que operan en el rango de 30 a 300 GHz, destacando su importancia en aplicaciones como comunicaciones inalámbricas, radares y sensores. Dentro de este rango, se destacan las Bandas Ka, V y W, cada una con aplicaciones específicas y desafíos únicos relacionados con la propagación de la señal y la atenuación atmosférica.

La caracterización de materiales dieléctricos implica la evaluación de parámetros como la constante dieléctrica, el factor de pérdidas, la rigidez dieléctrica y la permitividad compleja, que son esenciales para entender el comportamiento de estos materiales en aplicaciones como capacitores e aislantes eléctricos. Se explica también la relevancia de la frecuencia de resonancia y el factor Q en la caracterización de estos materiales.

Finalmente, se describen las cámaras anecoicas, que proporcionan un entorno libre de interferencias crucial para pruebas experimentales en condiciones controladas, y los analizadores de redes vectoriales (VNA), que son instrumentos precisos para medir y caracterizar dispositivos de radiofrecuencia y microondas. Estos instrumentos dependen de técnicas de calibración para corregir errores y obtener mediciones precisas, siendo fundamentales en la caracterización de materiales dieléctricos y otros dispositivos de alta frecuencia.

3 | Estado del arte

3.1. Impresión 3D

3.1.1. Historia

La impresión 3D, también conocida como fabricación aditiva, comenzó en 1981 con la invención de una máquina de prototipado rápido por el Dr. Hideo Kodama. En 1986, Chuck Hull patentó la estereolitografía (SLA) y fundó 3D Systems Corporation, lo que marcó el inicio de la comercialización de esta tecnología. En 1988, Carl Deckard desarrolló la sinterización selectiva por láser (SLS), y en 1989, Scott Crump introdujo el modelado por deposición fundida (FDM), que sigue siendo una de las técnicas más populares.

Durante los años 90, la industria de la impresión 3D experimentó un crecimiento significativo, con nuevas tecnologías y empresas emergentes. Un hito importante fue en 2005 con el Proyecto RepRap3.1, que introdujo la primera impresora 3D de bajo costo y de código abierto, capaz de autorreplicarse. Este proyecto catalizó el crecimiento de impresoras 3D comerciales y llevó la tecnología al público en general.

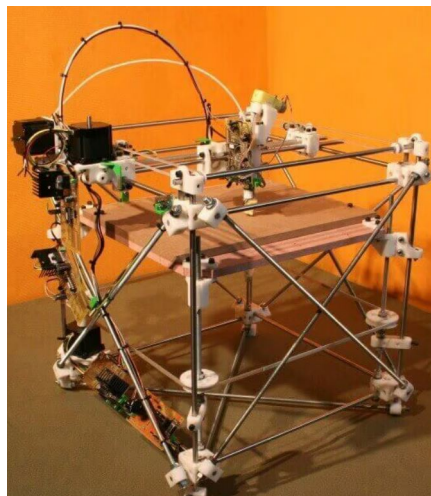


Figura 3.1: Primera versión del proyecto RepRap. [19]

En la década de 2000, la impresión 3D se expandió a numerosas industrias, incluyendo aeroespacial, automotriz, arquitectura y medicina. Ejemplos notables incluyen la impresión de herramientas en la Estación Espacial Internacional en 2018 y la creación de “almacenes digitales” para la fabricación de piezas bajo demanda.

Los materiales utilizados en la impresión 3D han evolucionado, incluyendo metales, fibra de carbono, vidrio, y biotintas para crear tejidos biológicos. Se espera que el futuro de la impresión 3D continúe transformando la fabricación,

con un crecimiento proyectado en moldes, herramientas y partes de uso final que revolucionarán la producción y distribución.

3.1.2. Aplicación en antenas dieléctricas

Las antenas dieléctricas o de resonador dieléctrico (DRA) son antenas resonantes fabricadas con materiales dieléctricos que presentan bajas pérdidas y alta constante dieléctrica. Normalmente, estas antenas se alimentan mediante estructuras como líneas de tipo microstrip. La frecuencia de resonancia de una DRA está determinada por el resonador, en particular por su tamaño, forma y la constante dieléctrica del material empleado.

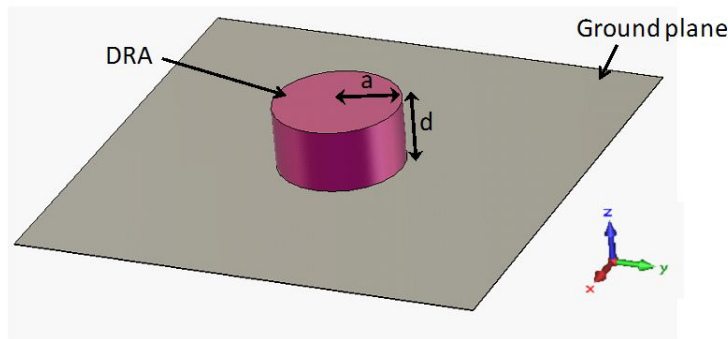


Figura 3.2: DRA cilíndrica. [20]

En el ámbito de las telecomunicaciones, la impresión 3D está emergiendo como una herramienta esencial para la creación de sistemas inalámbricos avanzados. Su avance ha permitido la integración de tecnologías que antes se consideraban incompatibles o muy costosas, como la impresión de materiales dieléctricos con constante dieléctrica ajustable y la deposición de materiales conductores para mejorar la eficiencia de las antenas. Las tecnologías más destacadas en este campo incluyen la fabricación con filamento fundido (FDM), la estereolitografía (SLA), y la sinterización selectiva por láser (SLS).

Las aplicaciones de las antenas dieléctricas impresas en 3D son diversas y abarcan desde comunicaciones móviles hasta sistemas de radar y satélites. Se han desarrollado antenas con múltiples bandas de frecuencia y polarizaciones, que aprovechan la flexibilidad de diseño proporcionada por la impresión 3D. Ejemplos incluyen antenas de banda ancha que operan en frecuencias de 2.4 GHz y 3.8 GHz, así como prototipos que incorporan lentes de Luneberg impresos en 3D, capaces de focalizar señales en múltiples direcciones[21].

Ventajas de la impresión 3D en antenas

A continuación se mencionan las principales ventajas[22] que ha incorporado el uso de esta tecnología en la creación de antenas:

- **Velocidad:**
Reduce drásticamente el tiempo de pasar del diseño al dispositivo físico listo para usarse.
- **Formas complejas:**
Permite crear formas complejas y usar estructuras reticulares; estructuras repetidas a lo largo de un volumen; para mejorar la eficiencia y el rendimiento de las antenas
- **Capacidad de integrar cobre:**
Con esto mejora la alimentación de señales; eliminando brechas de aire para asegurar una mejor conexión, permitiendo así la impresión de antenas y arreglos acoplables a los resonadores.

- **Mejora la integración :**

Permite imprimir resonadores dieléctricos en un bloque conectado, es decir, se producen en un grupo como una única pieza continua del mismo material. Esto facilita la integración con una red de alimentación.

- **Estructura reticular:**

Permite integrar dispositivos reticulares en antenas dieléctricas, como lentes y superestratos de gradiente, mejorando la directividad, ganancia y eficiencia de radiación al manipular la mezcla de aire y material dieléctrico.

A pesar de las ventajas, la impresión 3D en antenas dieléctricas enfrenta desafíos significativos. La selección del material adecuado es crítica para asegurar que la antena funcione correctamente en su entorno previsto. Además, la precisión de las técnicas de impresión y la capacidad de metalizar adecuadamente las estructuras dieléctricas impresas son factores determinantes en el rendimiento final de la antena. La continua investigación y desarrollo en esta área promete superar estas limitaciones, permitiendo la fabricación de antenas cada vez más eficientes y adaptable

3.2. Métodos de caracterización de materiales

Dada la gran cantidad de métodos que existen para la caracterización de propiedades dieléctricas, es posible agruparlos según ciertas características, la más usual y general los clasifica en: métodos resonante o métodos no resonantes. En el primer grupo están aquellos métodos cuyas mediciones; como dice el nombre, no se asocian al análisis de la resonancia en las estructuras; además estos se pueden dividir en otros tres grupos: método de línea/sonda coaxial, método de reflexión y línea de transmisión, y en métodos de espacio libre [23]. Por otro lado, el segundo grupo, el cual si se basa en las características de resonancia, se divide en dos [24]: aquellos que ocupan la muestra como elemento resonante y aquellos cuya estructura metálica es el elemento resonante [25].

Los métodos no resonantes tienen como principal ventaja caracterizar en una banda de frecuencia ancha usando los coeficientes de reflexión y transmisión; en el caso de materiales no magnéticos e isotrópicos sólo es necesario medir uno de ellos [26]. La mayor desventaja de este tipo de técnicas se debe al error que produce la presencia de brechas de aire en las mediciones, lo que obliga a tener especial cuidado al confeccionar la muestra; además de no funcionar bien con materiales de bajas pérdidas [27].

Por otro lado, los métodos que caracterizan a través de resonancia tienen como mayor inconveniente el estar limitados a bandas angostas o incluso, a puntos discretos de frecuencias. Principalmente la caracterización de la permitividad compleja se logra midiendo la variación del factor de calidad Q y la frecuencia de resonancia cuando se introduce la muestra a la estructura. Da resultados precisos a la hora de caracterizar materiales de bajas pérdidas [27][23].

3.3. Métodos no Resonantes

3.3.1. Sonda coaxial

Este método consiste en una sección cortada de una línea de transmisión en cuyo extremo tiene una sonda que hace contacto con el material o se sumerge en el caso de los líquidos (figura 3.3). Dado que se requiere la interacción entre la muestra y el sensor, es necesario que las muestras sean lo más planas posible para evitar brechas de aire, o procurar que no hayan burbujas en el caso de los líquidos; por lo que se prefieren sólidos maleables a duros.

Se ocupa un modo TEM haciendo que los campos electromagnéticos de la sonda penetren en la muestra creando una señal que se refleja (ver figura 3.3), la caracterización se logra midiendo la fase y magnitud de esta onda con un VNA, relacionando los datos con la parte real de la constante dieléctrica. Para evitar efectos no deseados en la onda es necesario que la muestra sea lo suficientemente gruesa para que sea “infinita” en comparación a la longitud de onda. Cabe destacar que esta técnica no otorga buenos resultados al medir el factor de pérdidas [11][28].

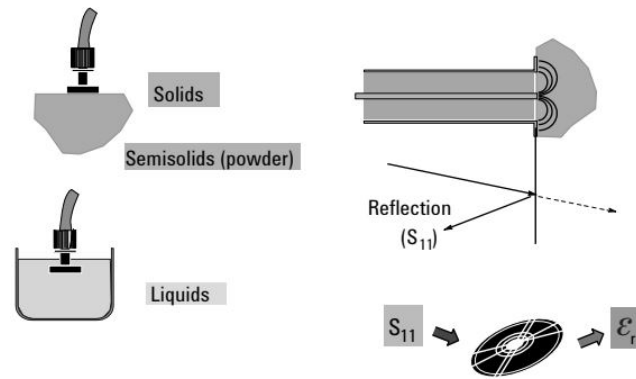


Figura 3.3: Método de Sonda Coaxial. [11]

La calibración de los equipos es crítica para poder lograr mediciones precisas, la sensibilidad del sensor varía según sus dimensiones, la frecuencia y la permitividad compleja de la muestra. Los sensores pequeños son mejores para altas frecuencias; esto da la ventaja de requerir muestras de menor tamaño pero también dificulta la calibración mediante cortocircuito. Por otro lado, en sensores grandes se han observado mayores errores de medición a la hora de medir muestras con alta permitividad y de bajas pérdidas; de forma análoga al caso de los sensores pequeños; un sensor más grande requiere una muestra de mayor tamaño reduciendo los efectos producidos por los bordes [29].

Las frecuencias caracterizadas con este método van de un rango de 500MHz a 110GHz teniendo una precisión limitada en materiales de baja constante dieléctrica. Cuando el material tiene un factor de pérdidas mayor a 1 el rango de frecuencias que proporciona buenos resultados se reduce; siendo validos para el rango de 915MHz a 2.45GHz. En un rango de frecuencias de 1MHz a 1.8GHz se ha logrado medir la constante dieléctrica en temperaturas mayores a 20°C [30].

3.3.2. Línea de transmisión

Nicolson-Ross y Weir fueron los primeros en usar guías de ondas y líneas coaxiales como medio para medir la permitividad compleja, desarrollando una forma explícita del cálculo de la permitividad y permeabilidad compleja; a esto se le conoce como el algoritmo de Nicolson-Ross-Weir; por otro lado, más adelante Baker-Jarvis postuló en 1990 un método iterativo como algoritmo de solución [31].

La técnica consiste en llenar una sección transversal de la línea de transmisión con el material a caracterizar y medir los coeficientes de reflexión y transmisión con un VNA. Cabe destacar que la guía puede ser rectangular o circular (figura 3.4); por lo que el modo que se propague depende de esto. Por lo general, las mediciones con este método se realizan entre los 2.45 - 30[GHz], dado que bajo este rango las muestras son demasiado grandes como para ser emplazadas en la guía y en altas frecuencias son demasiado pequeñas como para ser manipulables; para estos casos se usa preferentemente el método de espacio libre [31].

Sin embargo, en [32] se utilizó el método de llenado de guía de onda para caracterizar varios materiales, entre ellos PLA y ABS, en el rango de 30 - 50[GHz]; en el estudio realizado se explica que usar el método de espacio libre en frecuencias milimétricas las muestras necesitan ser grandes y delgadas para evitar el fenómeno de difracción, además del error que produce la distancia entre las antenas y la muestra; para solucionar esto implementaron una guía de onda emplazando muestras largas en ellas generando que hallan múltiples máximos y mínimos de onda, otorgando mayor precisión a la estimación de la permitividad.

Los tres problemas principales de este enfoque son: las brechas de aire, la sobre-modulación y la resonancia a media longitud de onda. Las líneas coaxiales presentan un mayor ancho de banda pero dada su forma es más difícil adaptar la muestra a sus dimensiones lo que provoca una mayor presencia de brechas de aire; las guías de onda tienen un menor ancho de banda pero facilitan un poco la creación de la muestra aunque sigue siendo necesario una manufacturación cuidadosa para minimizar los espacios que pueden quedar entre las paredes y la muestra [33].

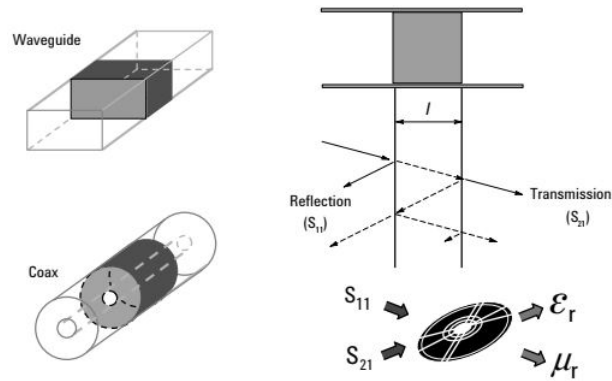


Figura 3.4: Método de Línea de Transmisión. [11]

A este tipo de métodos se le puede agrupar en aquellos donde la muestra es constante en la sección transversal y en aquellos donde presenta discontinuidades, el primero es más fácil de procesar dado que solo es necesario el modo dominante, como en el caso de NRW; mientras que en el segundo tipo aparecen modos superiores; tal como sucede en el método de sonda coaxial. Tanto en las líneas coaxiales como en las guías de ondas la asimetría de la muestra promueve la aparición de modos de orden superior, lo que se manifiesta en caídas repentinas en el coeficiente de reflexión; además el modo TEM resuena en múltiplos enteros de longitud de onda [33].

3.3.3. Nicolson-Ross-Weir

Es uno de los métodos más usados para realizar la caracterización dieléctrica de materiales cuyas propiedades son desconocidas, esta preferencia se debe a su robustez ante los errores experimentales más comunes; además de brindar una “closed-form expression”. Es decir, a diferencia de los métodos iterativos se puede hallar su solución matemática en un número finito de operaciones. En general las mediciones se realizan en una guía de ondas operando en el modo TEM, la cual se excita sin la muestra para calibrar y medir la referencia a usar; luego se vuelven a hacer las mediciones pero con la muestra colocada en una sección de la guía (figura. 3.5). Todos los datos son tomados con un Vector Network Analyzer (VNA) extrayendo de ellos los parámetros de dispersión presentes durante la propagación de la señal.

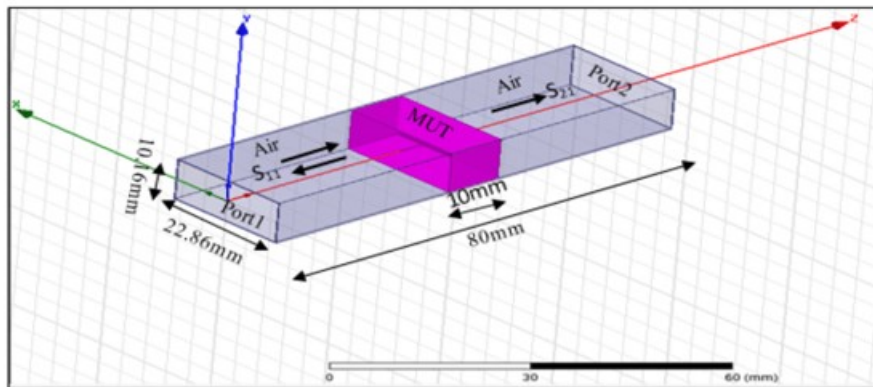


Figura 3.5: Configuración de una guía de onda [34]

Los parámetros S obtenidos con la ayuda de los puertos del analizador se usan para hallar los valores de la constante de propagación de la muestra y el coeficiente de reflexión, con esta información es posible determinar

matemáticamente tanto la permitividad compleja como la permeabilidad compleja; esto es expuesto detalladamente en [35], donde se determina bajo que condiciones las propiedades se pueden relacionar con un material sin pérdidas, explicitando que la expresión dada también se puede utilizar para predecir el comportamiento de materiales de bajas a moderadas pérdidas.

En cuanto a sus limitaciones, tanto en [11] como en [36] se especifica que el tamaño de la muestra restringe la viabilidad del método en frecuencias bajas dado que se usa una sección de la guía; si es demasiado pequeña o muy delgada se hace imposible de manipular y emplazar dentro de sus paredes. Por lo tanto, la correcta manufacturación de la pieza del material se considera un desafío en este método, ya que es necesario conseguir las dimensiones precisas, evitando la existencia de brechas de aire: fuente de error muy común. Además no da buenos resultados en materiales de bajas pérdidas producto de ser un método basado en los coeficientes de reflexión y transmisión, cuyas señales serán demasiado débiles.

3.3.4. Espacio libre

Este método consiste en colocar la muestra entre dos antenas horn alineadas de modo que la transmisión pase a través del material a caracterizar analizando la señal emitida y recibida (figura 3.6). De estas mediciones se puede extraer la atenuación y cambio de fase que provoca la presencia del ejemplar, datos que permiten especificar las propiedades dieléctricas[25]. Dependiendo de la frecuencia y de las dimensiones de la muestra puede ser necesario el uso de un lente focalizador.

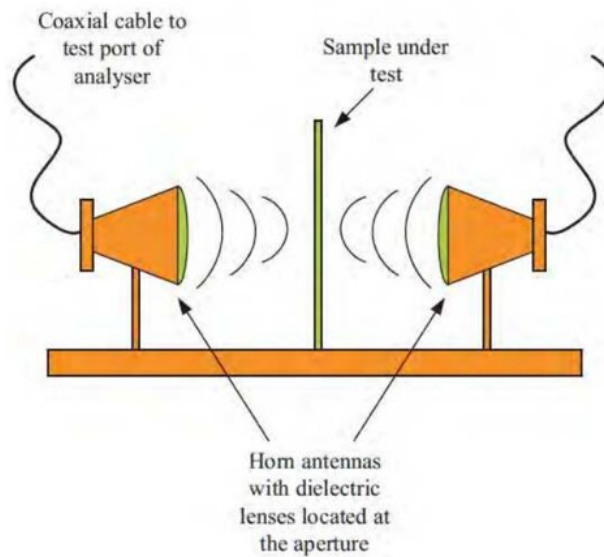


Figura 3.6: Método de espacio libre. [31]

Es un método ampliamente usado para caracterizar materiales dieléctricos de bajas pérdidas en altas frecuencias, cuando presentan altas pérdidas las mediciones también dan resultados aceptables. A diferencia de los métodos basados en resonancia las mediciones se pueden hacer en un ancho de banda; sin embargo, en bajas frecuencias se encuentra limitado por las dimensiones que debe tomar la muestra. La ventaja de este método está en poder caracterizar sin tener contacto con la muestra, lo que hace factible usarlo en muestras que tienen altas temperaturas y aquellas que no pueden ser emplazadas en una guía [11][25]. Por otro lado, la preparación de las muestras no es estricta como en otros métodos, siendo preferible que sean grandes y planas, esto último es lo deseable para disminuir la difracción presente en los bordes.

3.4. Métodos Resonantes

3.4.1. Resonador dieléctrico

Post resonancia

Es una técnica de resonancia dieléctrica en la que se coloca una varilla cilíndrica entre dos placas paralelas en contacto con ella (figura 3.7), midiendo el parámetro S_{21} usando el modo TE_{011} . Se usan dos antenas para establecer la conexión entre el sistema de medición y la muestra dieléctrica, el cálculo de la constante dieléctrica se logra relacionando la frecuencia de resonancia y las dimensiones de la muestra [37] [24]. En el cálculo se desprecia la pérdida por radiación; sin embargo, las pérdidas por conducción cobran importancia: la resistencia superficial de las placas varía dependiendo de la rugosidad, oxidación, arañazos y variación de la temperatura de la superficie; esto limita su uso en materiales con una tangente de pérdidas muy bajas. Esta es la principal desventaja de esta técnica; pero también se puede tomar como desventaja el necesitar muestras más grandes si se compara con la técnica de cavidad cilíndrica resonante y la técnica de resonancia de reflexión de guía de onda. A favor de este método está el tener un modelamiento matemático definido, además de poder medir tanto la constante dieléctrica como la tangente de pérdidas si los materiales no son de muy bajas pérdidas [24].

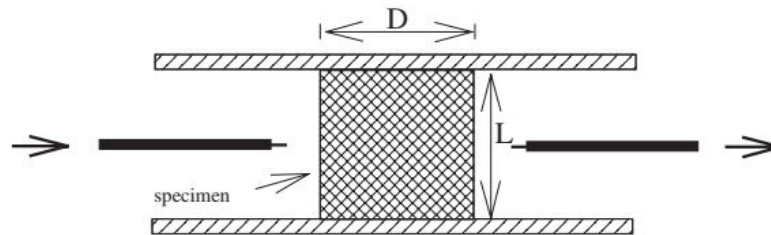


Figura 3.7: Método de Post-Resonancia. [24]

Cavidad cilíndrica

Es una técnica de resonancia dieléctrica donde la muestra se coloca dentro de una cavidad metálica cilíndrica (figura 3.8); se usa principalmente para medir el factor de pérdidas de muestras de bajas pérdidas utilizando el modo TE_{01N} . Al no haber contacto entre las paredes y la muestra no hay muchas pérdidas por conducción, pudiendo despreciarse si la relación entre el ancho y largo de la cavidad es el doble de las dimensiones de la muestra, además tampoco hay pérdidas de radiación al ser una cavidad cerrada [37] [24]. Si se compara con los otros dos métodos más comunes de resonancia dieléctrica las dimensiones de la muestra son menores que las utilizadas en la técnica de post resonancia pero mayores a las usadas en la técnica de resonancia por reflexión de guía de onda. Además a diferencia del método de post resonancia, carece de expresiones matemáticas definidas para extraer la constante dieléctrica, lo que puede llevar a confundir el modo deseado con otros modos que se propagan por la cavidad metálica [24].

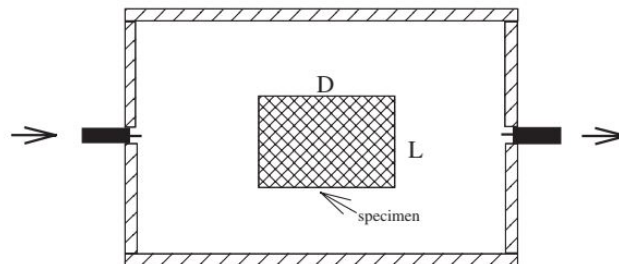


Figura 3.8: Método de Cavidad Cilíndrica. [24]

Resonancia por reflexión de guía de onda

La muestra se coloca dentro de una guía rectangular terminada de forma cerrada, este extremo es movable lo que permite ajustar la resonancia de su interior (figura 3.9), midiendo la señal de reflexión usando el modo TE_{01N} . Su ventaja respecto a las otras dos técnicas de resonador dieléctrico está en el menor tamaño de la muestra, mientras que en sus desventajas comparte las mismas que la cavidad cilíndrica; es decir, no cuenta con una expresión para extraer la parte real de la permitividad dieléctrica, tiene una pérdida de conducción muy similar y además se le agrega el error que conlleva hacer las mediciones a través de la señal de reflexión, de todas maneras es un método que se utiliza para medir bajas pérdidas [24].

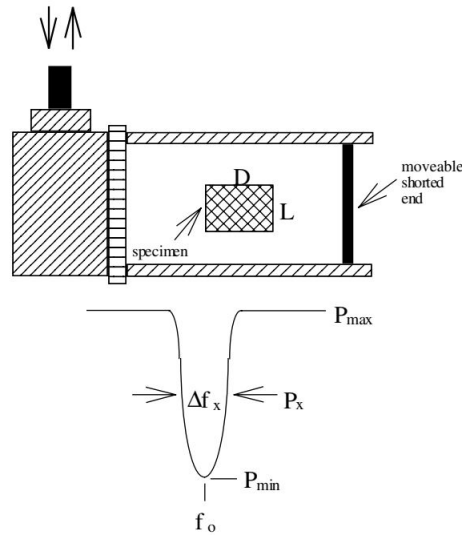


Figura 3.9: Método de Resonancia por reflexión de guía de onda. [24]

Whispering Gallery Mode Resonator

Son resonadores con simetría rotacional cuyos modos se propagan en dirección azimutal por la superficie; es decir, la muestra debe tener una forma esférica o cilíndrica. Se descubrieron al observar la propagación de ondas acústicas en estructuras arquitectónicas curvadas (figura 3.10). El método se caracteriza por tener un factor de calidad muy alto debido a las bajas pérdidas intrínsecas que posee, lo que ha permitido caracterizar materiales de muy bajas pérdidas [38].

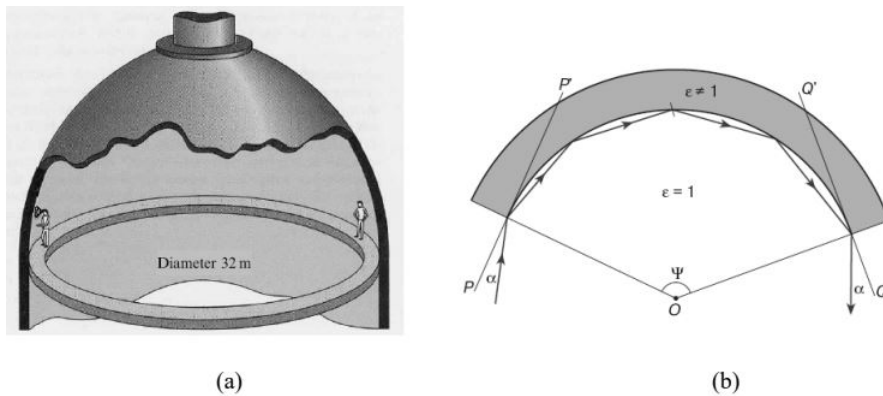


Figura 3.10: (a) Domo de St. Paul. (b) Modos en un espejo cóncavo. [39]

La frecuencia de resonancia de los modos varía según el cambio del índice de refracción del medio; ya que esto produce una variación en su velocidad de propagación lo que se traduce en una variación en la longitud de onda; esta sensibilidad los hace ideales para su uso como sensores; dado que pueden captar las ligeras variaciones del índice debido a la presencia de líquidos, gases, humedad y cambios de temperatura [38].

Usar estos modos azimutales de orden superior es la forma más efectiva para reducir las pérdidas por conductividad, ya que disminuyen rápidamente a medida que aumentan el orden de los modos y la permitividad; lo que permite obtener con mayor precisión la tangente de pérdidas del dieléctrico. Por esto es un método con una resolución muy alta si se quiere caracterizar el factor de pérdidas, pero también puede ser muy preciso para caracterizar la permitividad si se identifican los modos correctamente [40].

El modelo electromagnético de este método es más difícil si se compara con el de un resonador metálico. Estos resonadores soportan los modos WGE_{nml} y WGM_{nml} . Siendo WG las siglas de Whispering Gallery; mientras que la T y E indican si son un cuasi modo TE o cuasi modo TM, los índices indican: n, el índice azimutal, es igual al número de longitudes de onda en una vuelta completa alrededor del resonador; m, el índice radial, es igual al número de nodos del flujo de energía a lo largo del radio del resonador, excluyendo el nodo en su centro; l, el índice axial, es igual al número de nodos del flujo de energía a lo largo del eje del resonador [41]. Se sabe que los modos WG HE511, HE611, HE711 y HE811 son los primeros que se pueden observar y que la diferencia entre las frecuencias de resonancia de los modos HE511 y HE711 depende casi linealmente de la permitividad lo que otorga una forma simple de hacer la caracterización [42].

3.4.2. Técnica de perturbación de cavidad

Cavidad resonante

Este método consiste en una sección de guía de onda rectangular o cilíndrica en la cual se introduce la muestra en su totalidad, sin ocupar todo el espacio, en la posición del máximo campo eléctrico o magnético dependiendo de la medición que se quiera hacer [11][43]. Esto provoca que la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la estructura presenten una variación (figura 3.11), la primera está relacionada con la constante dieléctrica mientras que la segunda se vincula con las pérdidas del dieléctrico [11] [44].

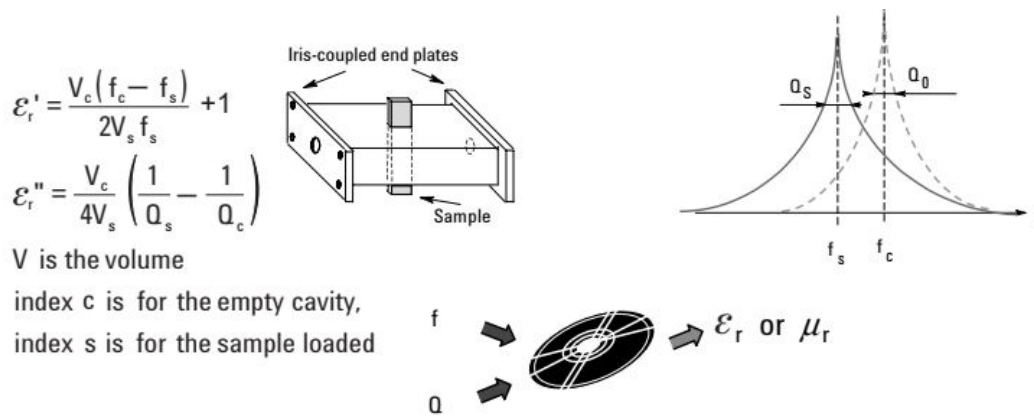


Figura 3.11: Método de Cavidad Resonante. [11]

Los modos propagados en la cavidad pueden ser TE o TM; el último es considerado más simple y conveniente, dado que en comparación presenta una mayor estabilidad, simpleza geométrica y menos complejidad matemática [44]. En las cavidades rectangulares se utilizan los modos TE_{01N} ; cayendo el centro geométrico en un máximo del campo eléctrico de los modos impares. Por otra parte, las cavidades cilíndricas generalmente se usa el modo TM_{010} [37].

Los parámetros se encuentran resolviendo las ecuaciones de Maxwell, con sus respectivas condiciones de frontera. Las frecuencias de resonancia son soluciones de estas ecuaciones diferenciales, las que no se ven afectadas por

la conductividad de las paredes metálicas de la cavidad. Aunque es matemáticamente complejo hallar las soluciones en primera instancia, se han desarrollado enfoques más simple modelando la cavidad como circuitos más fácil de estudiar [43].

También se debe considerar que los parámetros dependen del volumen, geometría, el modo de operación, forma, dimensiones y ubicación de la muestra dentro de la cavidad. Es posible utilizar este método tanto con muestras sólidas como líquidas; con materiales de bajas pérdidas y en muestras de temperaturas bajo los -35°C y sobre 140°C si se adapta bien [36].

La cavidad debe diseñarse según la frecuencia que se va a caracterizar, siendo su tamaño inversamente proporcional a esta frecuencia. Luego de su confección es necesario hacer una calibración de la cual se obtiene la curva de calibración, luego de esto la toma de muestras se hace con rapidez. Dado que la muestra se inserta dentro de la cavidad sin necesidad de que abarque toda el área transversal la confección de la muestra se considera simple [36].

Resonador abierto

En [45] el autor realizó una sinopsis de la historia del resonador abierto hasta ese momento (1979), donde se puede ver como ha evolucionado la técnica: en sus primeros usos consistió en dos superficies planas para configurar un interferómetro Fabry-Perot [9], la muestra se colocaba en el centro de la cavidad para poder determinar su constante dieléctrica y resistividad, limitándose a muestras de un grosor $\frac{\lambda}{4}$. Los primeros resultados precisos para determinar la permitividad de una muestra se dieron en 1966 utilizando un resonador Fabry-Perot confocal, en este trabajo se pudo determinar una fórmula para hallar la constante dieléctrica como una relación lineal simple entre el grosor de la muestra y el movimiento del espejo que regula la resonancia. Aunque los resultados de esta expresión fueron buenos no eran lo suficientemente precisos; más adelante, el mismo autor hizo modificaciones para determinar la tangente de pérdidas como una relación lineal compleja entre la distancia del espejo, el grosor de la muestra, el factor de calidad y la distancia de ajuste. En los años siguientes se hicieron pruebas usando espejos semiesféricos [46].

En la actualidad al hablar de un resonador abierto se define con regularidad como dos espejos separados con una apertura de acoplamiento entre ellos, existiendo dos configuraciones principales (figura 3.12), la configuración confocal que consiste en dos espejos cóncavos; mientras que la configuración semiconfocal consiste en un espejo plano y el otro cóncavo. El espejo cóncavo permite minimizar las pérdidas por difracción en los lados abiertos del resonador y en los bordes de la muestra, ya que enfoca el haz en un área más pequeña sobre ella [47][46].

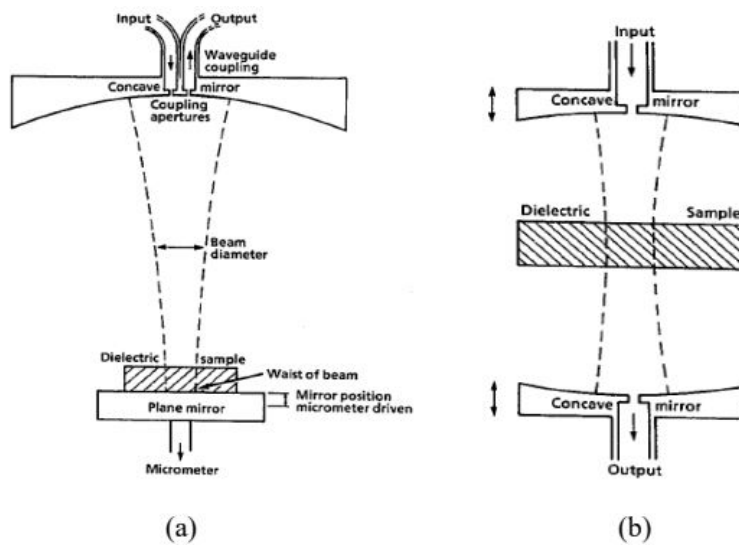


Figura 3.12: (a) Config. semiconfocal. (b) Config. confocal. [39]

Es un método usado principalmente en materiales delgados y de bajas pérdidas en longitudes de ondas mi-

limétricas, tiene un alto factor Q y como los demás métodos basados en resonancia, el cálculo de la permitividad compleja se realiza analizando las variaciones que provoca la muestra en las características resonantes provocadas por el emplazamiento del ejemplar en el centro de la cavidad: sobre el espejo plano en caso de la configuración semiesférica [46]. Las dimensiones de la estructura son mayores que las de una cavidad cerrada, lo que hace posible su uso en frecuencias más altas, cuando el tamaño de una cavidad sin apertura se vuelve demasiado pequeña como para ser manipulable. Por otra parte, el modo que excita la cavidad es TE_{10} en caso de estar alimentada por una guía de onda rectangular o el modo TE_{11} si está alimentada por una circular [48].

Cavidad reentrante

La cavidad reentrante consiste en una línea de transmisión con una apertura en su estructura [49]; la muestra se coloca en ella separando los electrodos que conforman la línea, esta separación interna produce una concentración del campo eléctrico en esa región; de tal forma que al hacer resonar la estructura la capacitancia producida ocasiona un desplazamiento en la frecuencia de resonancia [50]. La estructura de la cavidad reentrante depende de la colocación de la muestra, ya que puede separar el electrodo interno, generando una cavidad doble, o como separación del electrodo interno y externo, generando una cavidad reentrante simple (figura 3.13) [51]. Cabe destacar que la cavidad doble tiene un campo eléctrico más fuerte que la simple; haciendo que sea más útil para caracterizar la permitividad, aunque también es una técnica con la que se puede hallar la permeabilidad [51].

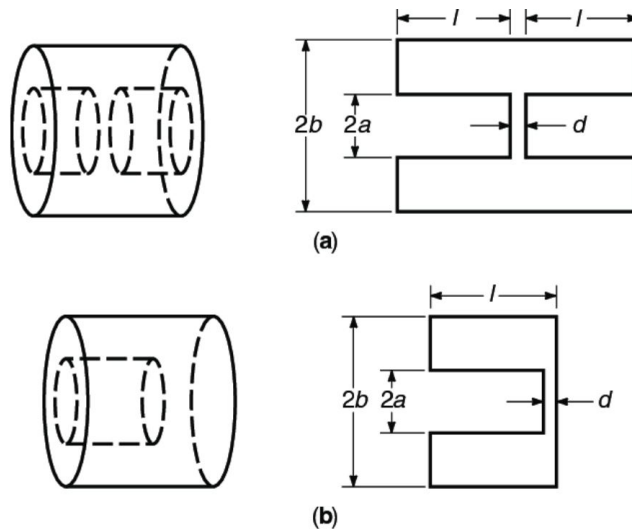


Figura 3.13: Método de cavidad reentrante.[52]

Es un método utilizado en frecuencias bajas de microondas, entre los 50MHz y los 2GHz [51][26]; siendo las brechas de aire que puede existir entre la muestra y el electrodo una fuente de error considerable; sin embargo, esto se puede reducir metalizando las caras de la muestra que están en contacto con los electrodos [47]. Aunque principalmente el modo que se utiliza es el TM_{0NP} ; se han hecho varios análisis para modelar varios modos y así poder ampliar su uso [53][51].

3.4.3. Método de placas paralelas

El método de placas paralelas consiste en colocar la muestra entre dos placas metálicas paralelas, creando un capacitor cuyo dieléctrico es el material a caracterizar (figura 3.14), de aquí se puede extraer la permitividad usando la relación:

$$\epsilon = \frac{\Delta x \cdot C}{A \cdot \epsilon_0}$$

Donde Δx corresponde al espesor de la muestra, A a la superficie de las placas, ϵ_0 es la permitividad en el espacio libre y C equivale a la capacitancia de la muestra [54].

Por lo general, es un método en el que se usa corriente continua en bajas frecuencia de resonancia; ya que sobre estas frecuencia las expresiones analíticas no son válidas dada la aparición de otros elementos a considerar. Debido a esto está limitado a frecuencia menores de 1GHz; sin embargo en [54] realizan una optimización midiendo hasta 3GHz. Para poder realizar las mediciones es necesario contar con un “LCR meter” o un Vector Network Analyzer (VNA) [11].

La confección de los materiales es sencilla, pero tiene sus detalles: se usan superficies planas y delgadas para obtener capacitancias apreciables, lo que implica que los materiales sean flexibles o frágiles, lo primero genera espacios de aire entre el dieléctrico y las placas; y lo segundo conlleva una tendencia a romperse lo que también generaría brechas traduciéndose en fuentes de error. Este problema se elimina llenando los espacios con resina o aceite pero se añade una nueva variable al sistema, dado que para hacer la caracterización se debe conocer la constante dieléctrica y el espesor del material de llenado [55].

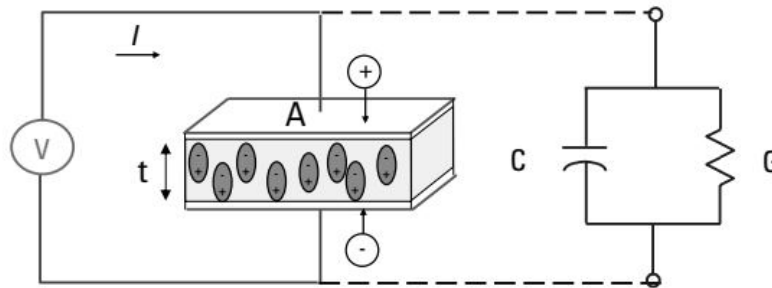


Figura 3.14: Método de Placas Paralelas. [11]

3.4.4. Anillo resonador

Este método consiste en una línea microstrip alimentadora de un circuito impreso en su plano tierra; bajo esta superficie se emplaza la muestra, provocando un cambio en la frecuencia de resonancia de los campos generados por el pasar de la corriente. Dado que esta variación en la frecuencia depende de las propiedades dieléctricas del material, es posible hallar los valores usando esos datos [56].

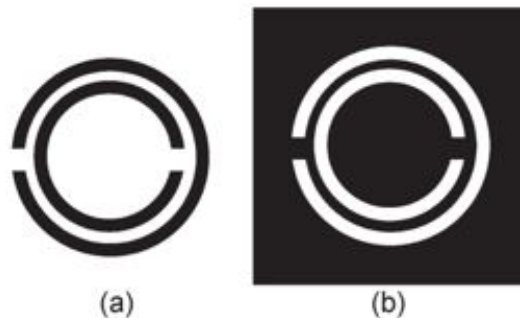


Figura 3.15: Tipos de anillos resonadores. (a) SRR. (b) CSRR. [56]

Hay una gran variedad de anillos que varían la forma de sus estructuras dependiendo del uso que se les quiera dar, en este trabajo se desea extraer la permitividad compleja; por lo que es más apropiado usar un “Complementary Split Ring Resonator”(CSRR) (ver figura 3.15.b) el cual es un “Split ring Resonator”(SRR) (figura 3.15.a) impreso en el plano tierra de una línea microstrip. Este detalle es importante: el CSRR permite que la muestra tenga una mayor interacción con el campo eléctrico mientras que el SRR tiene una mejor interacción con el campo magnético al tener su campo eléctrico limitado a líneas por donde pasa la corriente [56].

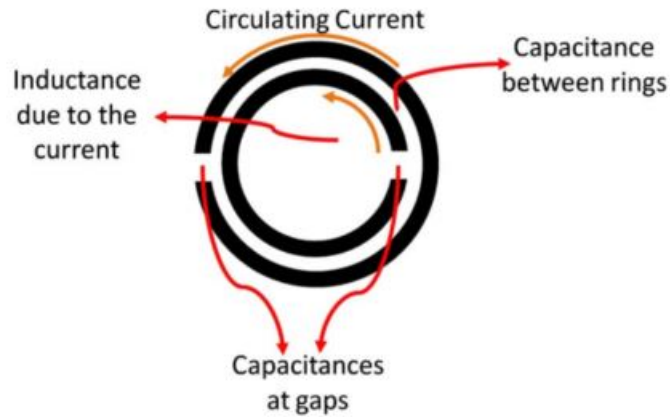


Figura 3.16: Funcionamiento del anillo. [56]

El método de anillos resonadores se basa en la creación de una estructura cuasi estática que genera campos eléctricos y magnéticos, controlados por sus dimensiones geométricas, con el fin de producir inductancia y capacitancia; por esto no se le califica como ninguno de los dos métodos anteriormente descritos, pero si comparte las características propias de una técnica resonante. Las dimensiones que forman el anillo son responsables de la interacción que tendrá la muestra con los campos del resonador; donde la separación de las líneas que crean el anillo definen la interacción que tiene con el campo magnético, y el grosor de las líneas en las que circula la corriente, proporcionada por la línea microstrip, definen la interacción que tendrá con el campo eléctrico (figura 3.16)[57].

3.5. Resumen del capítulo

En este capítulo se detalla brevemente la historia de la impresión 3D y su uso en antenas dieléctricas. Además se explican diversos métodos documentados para caracterizar materiales:

La impresión 3D, también conocida como fabricación aditiva, comenzó en 1981 con el Dr. Hideo Kodama, quien creó una máquina de prototipado rápido. En 1986, Chuck Hull patentó la estereolitografía (SLA), marcando el inicio de la comercialización de esta tecnología. A lo largo de los años 90, la impresión 3D creció significativamente, y en 2005, el Proyecto RepRap introdujo la primera impresora 3D de bajo costo y de código abierto, lo que llevó esta tecnología al público general. Durante la década del 2000, la impresión 3D se expandió a múltiples industrias, incluyendo la aeroespacial, automotriz, arquitectónica y médica.

La impresión 3D ha encontrado aplicaciones importantes en la creación de antenas dieléctricas, también conocidas como antenas de resonador dieléctrico (DRA). Estas antenas se fabrican con materiales dieléctricos de bajas pérdidas y alta constante dieléctrica; por lo que se benefician de la capacidad de la impresión 3D para crear geometrías complejas y estructuras reticulares que mejoran la eficiencia y el rendimiento. La tecnología ha permitido la impresión de materiales dieléctricos con constante ajustable y la integración de materiales conductores, lo que mejora la eficiencia de las antenas. Ejemplos de aplicaciones incluyen antenas de banda ancha y lentes de Luneberg impresos en 3D.

A pesar de sus ventajas, la impresión 3D en antenas dieléctricas enfrenta desafíos significativos, como la selección del material adecuado, la precisión de las técnicas de impresión y la metalización adecuada de las estructuras impresas. Sin embargo, la investigación y desarrollo en esta área continúan avanzando.

Existen varios métodos para la caracterización de materiales dieléctricos, que se dividen en resonantes y no resonantes. Los métodos no resonantes, como la sonda coaxial, la línea de transmisión y la técnica Nicolson-Ross-Weir, permiten caracterizar en una banda ancha de frecuencia, aunque presentan desafíos como la presencia de brechas de aire y la precisión limitada en materiales de bajas pérdidas; en esta categoría también entra el método de espacio libre, aunque sus limitaciones son diferentes a las nombradas anteriormente, ya que en este caso están en la precisión del método y el tener dificultades en frecuencias bajas debido al tamaño de la muestra. Por otro lado, los métodos resonantes, como el resonador dieléctrico, la cavidad cilíndrica y el método de reflexión en guía de onda, ofrecen una mayor precisión en la caracterización de materiales de bajas pérdidas, aunque están limitados a bandas angostas o puntos discretos de frecuencia.

La técnica de resonador dieléctrico, por ejemplo, utiliza una varilla cilíndrica entre dos placas paralelas para medir la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas. Aunque es un método preciso, requiere muestras de mayor tamaño y es sensible a las pérdidas por conducción. La cavidad cilíndrica, por otro lado, mide el factor de pérdidas en muestras de bajas pérdidas, mientras que la resonancia por reflexión en guía de onda se destaca por requerir muestras más pequeñas. Por otro lado, Whispering Gallery Mode Resonator se caracteriza por su alta precisión en la medición de la tangente de pérdidas y la permitividad, aunque su modelado electromagnético es complejo.

Por último, el método del anillo resonador, se basa en una estructura cuasi estática, la cual genera inductancia y capacitancia mediante la manipulación de campos eléctricos y magnéticos, controlados por las dimensiones del anillo, que determinan la interacción con estos campos. Esto lo deja fuera de las dos clasificaciones dadas anteriormente.

4 | Metodología

4.1. Análisis preliminar

4.1.1. Elección de método

En este trabajo se busca caracterizar materiales no magnéticos en un ancho banda de frecuencias (10-110GHz), los métodos descritos en la sección anterior tienen diferentes características y para poder obtener un buen resultado es necesario considerar las ventajas, desventajas y limitaciones de cada método para encontrar el más adecuado. Para esto se confeccionaron tablas que sintetizan esto para evaluar más fácilmente las opciones :

Tabla 4.1: Ventajas y desventajas de los métodos no resonantes

Métodos	Ventajas	Desventajas
Sonda Coaxial	- Banda ancha - Simple - No destructivo - Fácil preparación de la muestra - Alta precisión en materiales con altas pérdidas	- Precisión limitada de la constante dieléctrica - Baja resolución en la tangente de pérdidas - Funciona mejor para líquidos y semi-sólidos - Superficie plana preferible - Las brechas de aire causan error - Necesita calibración repetitiva
Nicolson-Ross-Weir	- Banda ancha - Apto para materiales magnéticos - Utilizable en materiales sólidos y líquidos - Amplio rango de frecuencias - Bueno para materiales de altas y moderadas pérdidas	- El tamaño de la muestra limita el rango de frecuencia - Preparación de la muestra minuciosa - No da buenos resultados en materiales de bajas pérdidas
Línea de Transmisión	- Banda ancha - Apto para materiales magnéticos - Capaz de medir materiales anisotrópicos - Utilizable en materiales sólidos y líquidos - Amplio rango de frecuencias - Bueno para materiales de altas y moderadas pérdidas	- El tamaño de la muestra limita el rango de frecuencia - Preparación de la muestra minuciosa - No da buenos resultados en materiales de bajas pérdidas
Espacio Libre	- Sin contacto - No destructivo - Banda ancha - Apto para materiales magnéticos - Apto para altas temperaturas - Preparación de la muestra simple - Precisión moderada en materiales de altas y bajas pérdidas	- El tamaño de la muestra limita el rango de frecuencia - Difracción
Placas Paralelas	- Preciso - Mediciones relativamente fáciles	- Frecuencias bajas - Materiales delgados con superficie plana - Efecto de polarización de electrodo

Tabla 4.2: Ventajas y desventajas de los métodos resonantes

Métodos	Ventajas	Desventajas
Post Resonator	- Mejor para materiales de bajas pérdidas	- Frecuencia discreta - No se utiliza en frecuencias sobre 10GHz - Pérdidas por conducción - Baja precisión en la tangente de pérdidas bajas
Cavidad cilíndrica	- Mejor para materiales de bajas pérdidas - Muestras más pequeñas que Post-Resonator - Alta precisión en la tangente de pérdidas	- Frecuencia discreta - No mide la constante dieléctrica
Reflexión guía de onda	- Muestras más pequeñas que el método de cavidad cilíndrica y post resonancia	- Alto error en la tangente de pérdidas - No mide la constante dieléctrica - Poca documentación
Whispering Gallery	- Mejor para materiales de bajas pérdidas - Método preciso para la constante dieléctrica - Método muy preciso para la tangente de pérdidas - Caracteriza materiales de muy bajas pérdidas	- Frecuencia discreta - Análisis complejo
Cavidad Resonante	- Sirve para muestras líquidas y sólidas - Método muy preciso - Mejor para materiales de bajas pérdidas - No necesita calibración repetitiva	- Muestras pequeñas - Frecuencia discreta - Apto hasta 30GHz - No buena resolución para la tangente de pérdidas
Resonador abierto	- Mejor para materiales de bajas pérdidas - Dimensiones mayores que la cavidad resonante en frecuencias milimétricas - Alta precisión en la tangente de pérdidas	- Frecuencia discreta - Frecuencias sobre 40GHz - Materiales delgados - Baja precisión en la constante dieléctrica
Cavidad Reentrante	- Mejor para materiales de bajas pérdidas	- Frecuencia discreta - No se utiliza en frecuencias sobre 2GHz - Brechas de aire causan error
Anillo Resonador	- Mejor para materiales de bajas pérdidas - Versátil - Bajo costo computacional - Fácil preparación de la muestra - Fácil fabricación - Análisis simple	- Frecuencia discreta - Sensible al medio

Considerando lo expuesto en las tablas 4.1 y 4.2 dependiendo el enfoque y las necesidades que se tengan hay métodos más y menos adecuados para cada situación, a grandes rasgos, los apartados que se tendrían que tomar en cuenta para hacer dicha elección serían:

- **Rango de frecuencias:** Considerando que las mediciones pueden ser de banda ancha o de banda angosta, esta característica puede descartar rápidamente algunas opciones. El rango varía según el tipo de método, en general, los métodos no resonantes tienen una banda ancha de caracterización, mientras que los métodos resonantes caracterizan para una única frecuencia o una banda muy angosta. En este caso en particular dada la banda de operación que se usará se pueden descartar desde el principio el método de placas paralelas y el método de cavidad reentrante.
- **Preparación y restricción de la muestra:** Cada método requiere muestras adaptadas a su procedimiento específico. En algunos casos, la preparación es sencilla y casi no requiere post-procesado, mientras que en otros, las muestras deben cumplir con dimensiones y formas muy precisas. En los métodos no resonantes, el método de espacio libre ofrece mayor flexibilidad, mientras que en la sonda coaxial es crucial asegurar un buen contacto entre el sensor y la muestra. Los métodos que utilizan guías de ondas o líneas de transmisión presentan el desafío de lograr que la muestra encaje perfectamente en la ranura, evitando cualquier brecha de aire. En los métodos resonantes, con excepción del método de anillo resonador, los demás están limitados por el tamaño y la forma de la muestra.
- **Precisión y resolución:** Aunque ambas cualidades son altamente deseables, a menudo se ven limitadas por la frecuencia y el tamaño de la muestra, lo que puede llevar al uso de métodos considerados de precisión y resolución moderadas, como el método de espacio libre, que es preferido en altas frecuencias. En general, los métodos resonantes se destacan por su alta precisión al determinar la constante dieléctrica completa o alguna de sus componentes, mientras que los métodos no resonantes ofrecen una precisión que varía de moderadamente alta a moderadamente baja, según el método utilizado.
- **Dificultad de medición:** A la hora de escoger el método a utilizar se debe tomar en cuenta la forma en que se

medirá, esto incluye los equipos a utilizar, la confección del espacio y la forma de tomar los datos.

- **Dificultad del análisis:** Luego de tomar los datos es necesario procesarlos para poder extraer los parámetros buscados, este análisis puede ser simple o puede requerir un alto costo computacional.

Para efectos de este trabajo se usará el método de anillo resonador para las frecuencias más bajas a caracterizar (10 a 20GHz), el método de Nicolson-Ross-Weir para las frecuencias intermedias (26 a 40GHz) y el método de espacio libre para las frecuencias más altas (50-110GHz).

4.2. Metodología aplicada

El plan de trabajo para lograr la implementación de cada método de forma satisfactoria se presenta a continuación:

1. Método de anillo resonador:

- Diseño y simulación a través del software Ansys HFSS.
- Análisis y ajuste de la curva de los datos simulados en software MatLab .
- Creación del código necesario para extraer la constante dieléctrica.
- Confección de las muestras.
- Calibración del VNA a utilizar en la banda de frecuencia que abarque la frecuencia de resonancia del anillo.
- Medición de las muestras.
- Procesamiento, análisis y comparación de los datos medidos.

2. Método de Nicolson-Ross-Weir

- Simulación a través del software Ansys.
- Ajuste del código en MatLab del método para utilizarlo en banda Ka.
- Análisis de los datos simulados.
- Confección de las muestras.
- Calibración del VNA a utilizar en banda Ka.
- Medición de las muestras.
- Procesamiento, análisis y comparación de los datos medidos.

3. Método de espacio libre

- Análisis de los distintos métodos numéricos disponibles.
- Confección de las muestras.
- Calibración del VNA a utilizar en banda V y W.
- Medición de las muestras.
- Procesamiento, análisis y comparación de los datos medidos.

5 | Método: Anillo resonador

5.1. Fundamentos teóricos

El anillo resonador es una estructura resonante, el campo eléctrico y magnético tienen igual energía en la frecuencia de resonancia. Cuando un material interactúa con alguno de los campos, estos se ven perturbados y cambian su distribución, cambiando así la frecuencia de resonancia. La relación entre este cambio y las propiedades del material se expresa como:

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\int_v (\Delta \epsilon \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_0 + \Delta \mu \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{H}_0) dv}{\int_v (\epsilon_0 |\mathbf{E}_0|^2 + \mu_0 |\mathbf{H}_0|^2) dv} \quad (5.1)$$

Donde, Δf_r es la variación de la frecuencia de resonancia f_r , $\Delta \epsilon$ y $\Delta \mu$ son los cambios en la permitividad y permeabilidad respectivamente, v es el volumen perturbado. $\mathbf{E}_0$ y $\mathbf{H}_0$ corresponden a los campos iniciales, $\mathbf{E}_1$ y $\mathbf{H}_1$ son los campos cuya distribución ha cambiado. Si se asume que la perturbación es pequeña, lo que llevaría a que los cambios permanezcan invariantes, la ecuación se reduce a:

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\int_v (\Delta \epsilon |\mathbf{E}_0|^2 + \Delta \mu |\mathbf{H}_0|^2) dv}{\int_v (\epsilon_0 |\mathbf{E}_0|^2 + \mu_0 |\mathbf{H}_0|^2) dv} \quad (5.2)$$

El método del anillo resonador usa este enfoque para poder extraer las propiedades dieléctricas del medio; es decir, usa las variaciones de los campos al estar en presencia de un material que se busca caracterizar. Cabe destacar que hay diferentes tipos de anillos, cada anillo tiene sus propias propiedades por lo que la elección de este depende del objetivo que se quiera lograr.

El anillo resonador o Split Ring Resonator (SRR) fue propuesto por Pendry en 1999 [58] en donde demuestran que ciertos arreglos de materiales conductores no magnéticos pueden mostrar una fuerte respuesta magnética bajo la influencia de un campo electromagnético, planteando que estas estructuras (figura 5.1) podrían presentar permeabilidad negativa dentro de cierto intervalo.

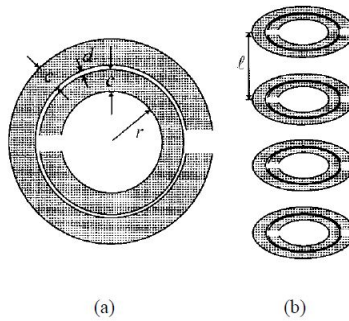


Figura 5.1: Primer SRR propuesto en 1999 [58]

La estructura de la figura 5.1 es innovadora debido a la disposición específica de las aberturas en los anillos. Cuando una onda electromagnética pasa a través del material, genera una corriente eléctrica en la misma dirección en ambos anillos. En el anillo exterior, las cargas positivas se acumulan en la parte superior y las negativas en la parte inferior, mientras que en el anillo interior ocurre lo contrario. Esto crea dos condensadores en serie, cada uno con una capacidad eléctrica significativa y una inductancia magnética distribuida. La cantidad de anillos usados está limitada solo por la necesidad de mantener la homogeneidad efectiva del material.[59]

A diferencia de los resonadores convencionales, que usan la interferencia constructiva de las ondas al hacer coincidir las fases, los resonadores cuasi estáticos; como lo son los anillos, se diseñan bucles para que transite la corriente y así generar inductancia y capacitancia. La capacitancia producida por el paso de la corriente tiene una dependencia directa con la permitividad del medio; mientras que la inductancia se relaciona con la permeabilidad.

En el caso de los SRR el campo eléctrico está confinado en las trazas, mientras que el campo magnético está expandido; lo que genera que el material lo afecte y cree cambios en la distribución de este campo. que lo hace más sensible a los campos magnéticos; por lo que su uso se enfoca en la caracterización de materiales magnéticos. Usando el principio de Babinet, en [60] se plantea, al anillo resonador complementario (CSRR) como la imagen negativa de un SRR, lo que implica que tiene un comportamiento opuesto; siendo más sensible a los campos eléctricos.

5.2. Anillo Resonador Complementario (CSRR)

En [61] se usó por primera vez el término de anillo resonador complementario y se demostró que grabando un CSRR en el plano tierra de una línea microstrip se puede crear una banda de rechazo en la misma frecuencia que tendría el SRR de las mismas dimensiones, esto se adjudicó a la permitividad negativa del anillo la cual ocasiona una rápida atenuación de las ondas electromagnéticas.

Para la caracterización de materiales, los CSRR se utilizan como sondas de campo cercano. El material se coloca sobre el anillo, que es excitado por un campo eléctrico en dirección perpendicular al plano de tierra, inducido por la línea microstrip acoplada. Esto altera la distribución del campo y provoca un cambio en la frecuencia de resonancia, correspondiente a la frecuencia rechazada por el comportamiento de filtro rechaza-banda del anillo. Los CSRR son la opción óptima para caracterizar la permitividad de las muestras, ya que, a diferencia de los SRR, el campo magnético está confinado a las trazas, mientras que el campo eléctrico se extiende, facilitando su interacción con la muestra.

El comportamiento del anillo varía según se modifiquen los parámetros de diseños mostrados en la figura 5.2b. El circuito equivalente del CSRR se puede ver en la figura 5.2c.

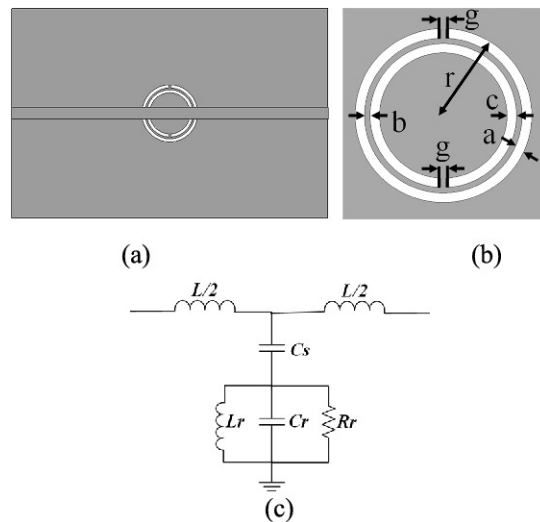


Figura 5.2: Parámetros de diseño y circuito equivalente de un CSRR [62]

En el circuito equivalente mostrado se tiene C_r , L_r y R_r los cuales representan la capacitancia, inductancia y resistencia de la celda unitaria del CSRR. R_r corresponde a las pérdidas, C_s representa la capacitancia acoplada entre la línea microstrip y el plano tierra de la línea. Cuando la impedancia efectiva del circuito mostrado es cero, se da la condición en la cual no hay transmisión entre los puertos, la frecuencia que corresponde a esta situación se le denomina frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r(C_r + C_s)}} \quad (5.3)$$

De los tres parámetros que condicionan a la frecuencia de resonancia C_s se vincula con la capacitancia del sustrato y permanece inmutable a los cambios externos al anillo. En caso de que la muestra sea un dieléctrico perfecto ($\mu \approx 0$) el valor de la inductancia L_r no se ve alterada; por otro lado, la presencia de muestra si ocasiona un cambio en la capacitancia C_r , si se asume una relación lineal la nueva capacitancia se puede expresar como:

$$C_r = C_0 + \varepsilon_r C_r^* \quad (5.4)$$

Donde C_0 es la capacitancia ocasionada por la existencia de las brechas del anillo, $\varepsilon_r C_r^*$ representa el cambio efectivo de la capacitancia en presencia de la muestra, siendo C_r^* la capacitancia ante la ausencia de ella.

5.2.1. Diseño

En primer lugar se debe considerar que hay múltiples formas que puede tomar un anillo resonador, se ha demostrado mediante una comparación entre un resonador de forma cuadrada y uno circular que el segundo tiene un mayor cambio en la frecuencia de resonancia (figura 5.3a) y un mayor factor de calidad (figura 5.3b).

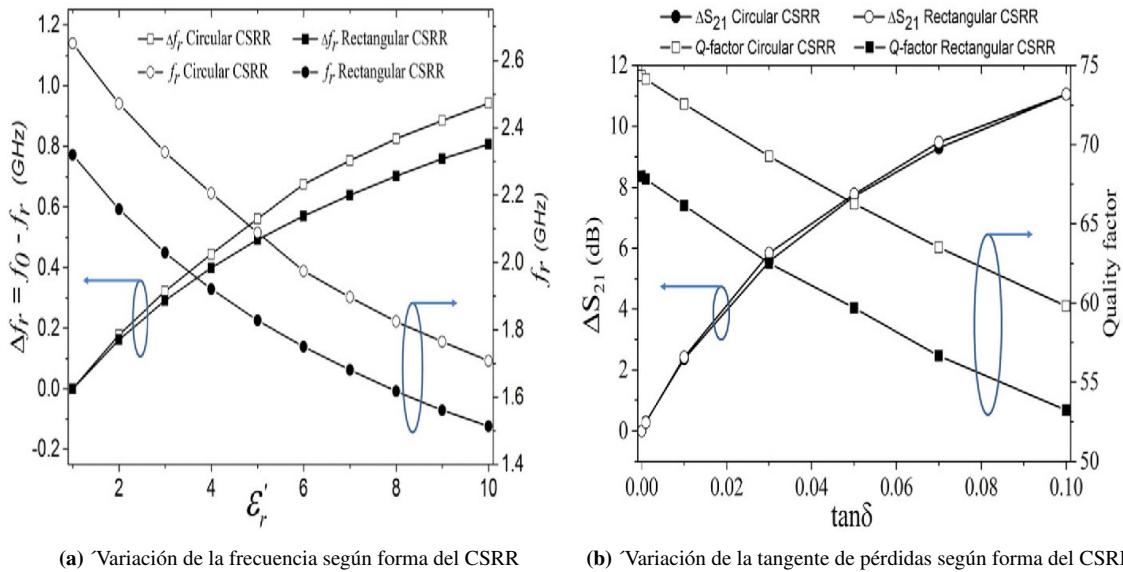


Figura 5.3: Comparación de la frecuencia de resonancia y tangente de pérdidas entre un CSSR circular y uno rectangular [63]

Considerando las variables de diseño utilizadas en la figura 5.2b, los parámetros a y c se vinculan con la capacitancia; mientras que la distancia b entre los anillos y el largo g de la brecha de cada uno se asocian a la inductancia. En la figura 5.4 se aprecia el cambio de la frecuencia de resonancia ocasionado por la variación de los parámetros anteriormente mencionados.

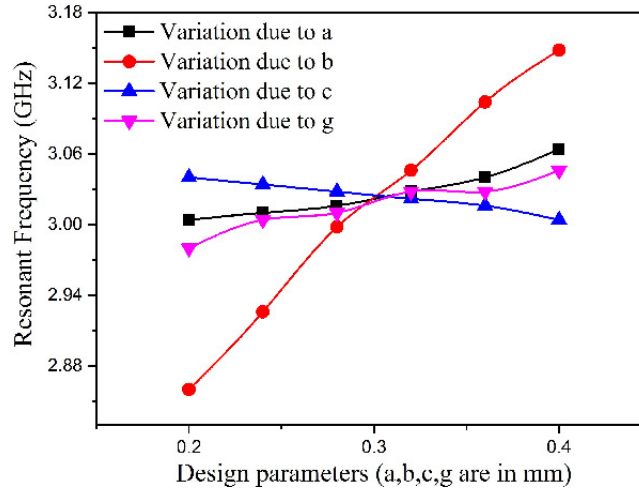


Figura 5.4: Variación de la frecuencia de resonancia al cambiar los parámetros de diseño considerando los parámetros de la figura 5.2 [62]

Considerando el diagrama mostrado en la figura 5.5

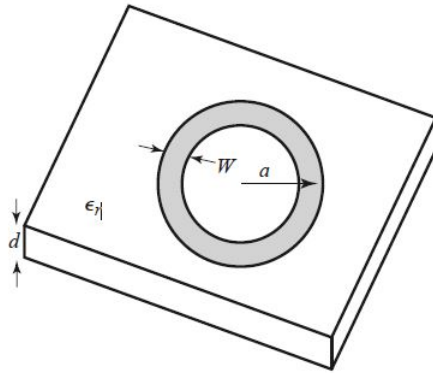


Figura 5.5: Diagrama base usado para diseñar el CSRR creado en este trabajo[64]

Se tiene [64]:

$$e^{\pm j\beta a\phi} = e^{\pm jn\phi} \quad (5.5)$$

Donde j es la unidad imaginaria, β es la constante de fase de la onda, a es el radio del anillo, ϕ es el ángulo azimutal y n es el número de armónicos. Por periodicidad queda:

$$\beta a = \frac{2\pi a}{\lambda_g} = \frac{2\pi a \sqrt{\epsilon_e} f_r}{c} = n \quad (5.6)$$

Donde λ_g es la longitud de onda guiada, f_r es la frecuencia de resonancia, c es la velocidad de la luz en el vacío y ϵ_e es la permitividad efectiva del material. Llegando a la relación:

$$f_r = \frac{nc}{2\pi a \sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{con } n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.7)$$

Por otro lado, también se debe diseñar la línea microstrip que alimenta el resonador, dicha línea debe estar adaptada al VNA; por lo que es necesario que tenga una impedancia de 50Ω . La impedancia de este tipo de líneas depende de la relación entre el ancho de la línea W y la altura del sustrato h . Si:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}} \quad (5.8)$$

Entonces:

- Si $\frac{W}{h} \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right) \quad (5.9)$$

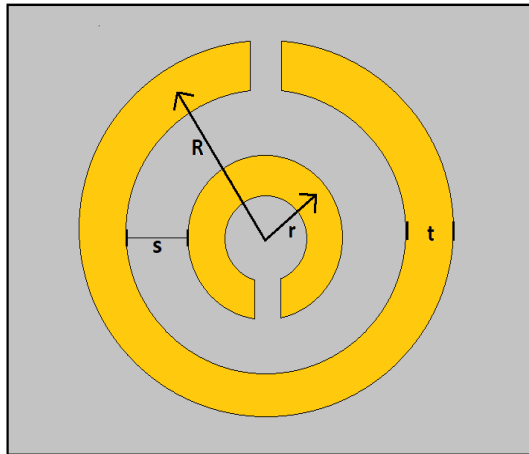
- Si $\frac{W}{h} > 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \left(\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right)}} \quad (5.10)$$

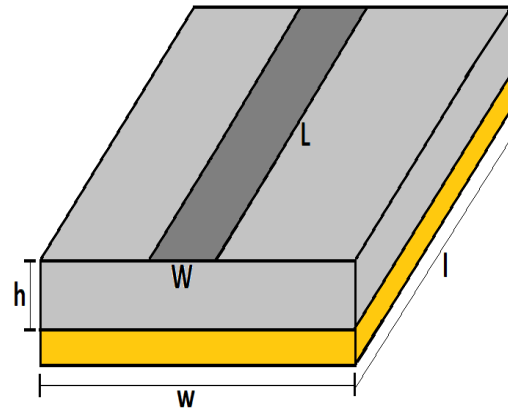
Donde ϵ_r es la permitividad del sustrato y ϵ_{eff} la permitividad efectiva de la línea.

Dicho lo anterior, para el diseño de un CSRR circular de dos anillos se tomó como punto de partida un sensor con radio exterior a dado por la ecuación 5.7. Sabiendo que un anillo de menor dimensión supone una mayor frecuencia de resonancia se fue variando hasta llegar a una frecuencia cercana a 15GHz, para luego ajustarla variando los parámetros de diseño según sus consecuencias en la variación de la frecuencia (figura 5.4).

Usando como referencia la figura 5.6 los parámetros usados para el diseño de un CSRR cuya frecuencia de resonancia se encuentra en 15GHz se adjuntan en la tabla 5.1.



(a) Diseño anillo



(b) Diseño línea

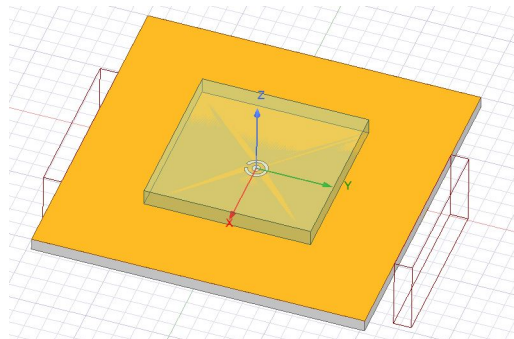
Figura 5.6: Variables de diseño utilizadas para crear el CSRR usado en este trabajo

Tabla 5.1: Variables de diseño propio de un CSRR de 15GHz

Variable	Medida[mm]
r	0.3
R	1.18
s	0.88
t	0.4
W	3.9
L	40
h	1.52
w	40

5.2.2. Simulación

El diseño del sensor y sus iteraciones se llevaron a cabo utilizando el software Ansys HFSS, donde se realizaron múltiples simulaciones para obtener los datos necesarios que verificaran su funcionamiento; específicamente, se analizaron los resultados del parámetro S_{21} . Para estudiar las variaciones en este parámetro debido a la presencia de muestras con diferentes propiedades, en el programa se crearon materiales ficticios con distintas permitividades, lo que permitió observar los cambios en la frecuencia de resonancia. Además, se diseñaron materiales con la misma permitividad pero con diferentes tangentes de pérdidas, para relacionar el factor de pérdidas con las variaciones en la magnitud del coeficiente de transmisión. Estas simulaciones permitieron modelar el comportamiento del sensor, proporcionando una base para predecir su respuesta ante materiales con características específicas.

**Figura 5.7:** Simulación en Ansys HFSS realizada para diseñar el CSRR

Las simulaciones fueron realizadas entre las frecuencias de 2 y 20[GHz], además las dimensiones de la muestra considerada fueron 20[mm] x 20[mm] x 2[mm].

Extracción de la constante dieléctrica

Para la extracción de la constante dieléctrica se extrajeron los datos del parámetros S_{21} variando la permitividad de la muestra simulada con un factor de pérdidas nulo. En total se simularon 15 permitividades incluyendo la frecuencia de resonancia propia del anillo. Los resultados de estas simulaciones se muestran en gráfico de la figura 5.8, considerando las frecuencias de resonancia para cada permitividad se realizó el ajuste polinomial presentado en la figura 5.9). Con el polinomio obtenido de esta relación es posible determinar la permitividad de un material conociendo la frecuencia de resonancia del anillo cuando esta en contacto con dicho material.[65]

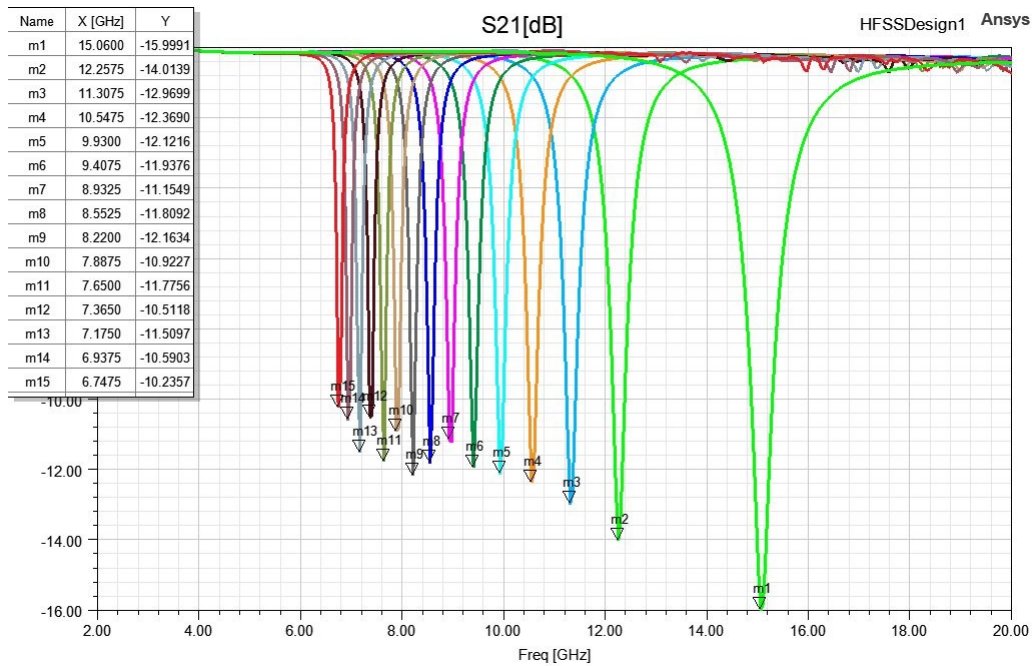


Figura 5.8: Parámetro S_{21} obtenido de muestras ideales con diferentes permitividades en la simulación del CSRR diseñado

El ajuste mostrado en la figura 5.9 fue realizado con la aplicación *Curve fitter* de Matlab, el cual tiene un coeficiente de determinación (R^2) de 0.9942, lo cual indica un ajuste fiable; por otro lado el polinomio que construye dicha curva es:

$$\epsilon_r = 0,2707f_{rMUT}^2 - 7,4797f_{rMUT} + 52,5480 \quad (5.11)$$

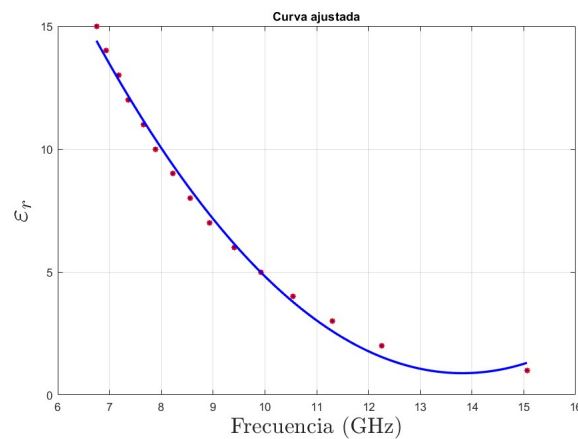


Figura 5.9: Ajuste de la curva realizada con los datos obtenidos del CSRR simulado con una frecuencia de resonancia de 15GHz

Usando 5.11 se confeccionó una tabla para poder calcular el error de la aproximación realizada:

Tabla 5.2: Comparación permitividad teórica y simulada del CSRR de 15GHz diseñado

ϵ_r	ϵ_s	Error
02	1.5373	23.137 %
03	2.5829	13.904 %
04	3.7712	5.7207 %
05	1.9669	0.6614 %
06	6.1400	2.3326 %
07	7.3346	4.7802 %
08	8.3783	4.7286 %
09	9.3556	3.9515 %
10	10.3928	3.9283 %
11	11.1703	1.5483 %
12	12.1437	1.1971 %
13	12.8170	1.4080 %
14	13.6861	2.2423 %
15	14.4034	3.9776 %

Extracción de la tangente de pérdidas

Para obtener la tangente de pérdidas se debe considerar que esta se relaciona con el factor de calidad en presencia de la muestra (Q_{MUT}) como se expresa en la siguiente ecuación[66]:

$$Q_{MUT} = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{\epsilon'_r}{\epsilon''_r} \quad (5.12)$$

Siendo ϵ' la parte real y ϵ'' es la parte imaginaria. Por otra parte la relación del factor de calidad de la muestra Q_{MUT} y del sensor sin carga Q_U , se expresa como[67]:

$$Q_{MUT} = Q_U \cdot \left[1 - 10^{\frac{S_{21}(dB)}{20}} \right] \quad (5.13)$$

Por su parte, el factor Q_U del sensor se extrae usando el ancho de banda de 3dB del parámetro S_{21} (Δf_{3dB}):

$$Q_U = \frac{f_r}{\Delta f_{3db}} \quad (5.14)$$

Considerando lo anterior y la relación descrita en la ecuación 5.12 se usó la aplicación *Curve fitter* de Matlab para hacer una regresión lineal del gráfico Q_{MUT}^{-1} vs $\tan \delta$ y obtener con ella la tangente hallada por el sensor usando como variable el coeficiente de transmisión. Para hacer la calibración de la curva se hizo uso de 14 puntos considerando distintas tangentes de pérdidas en tres distintas permitividades. Los resultados se adjuntan a continuación:

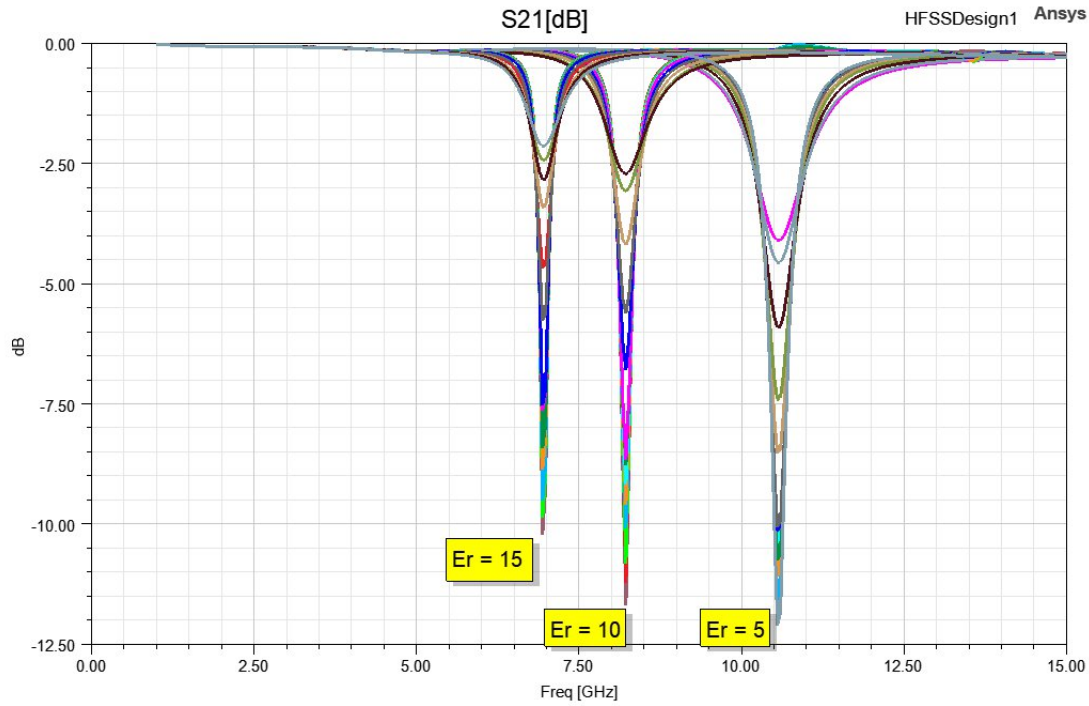


Figura 5.10: Simulación realizada para evaluar la tangente de pérdidas para muestras de diferentes permitividades usando el CSRR diseñado

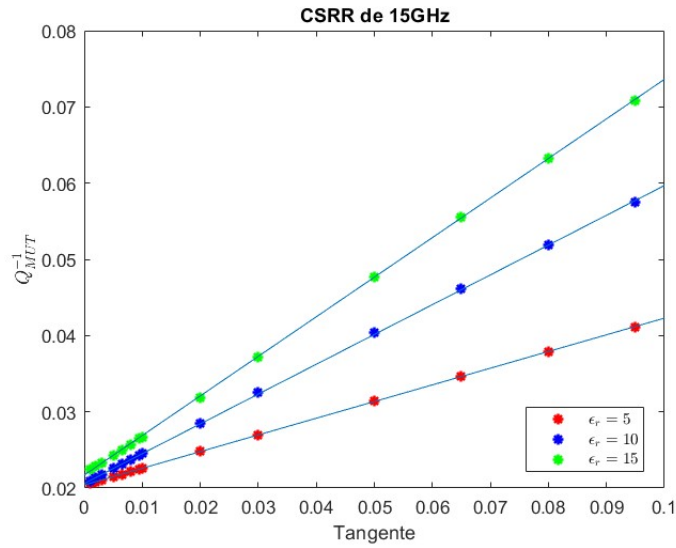


Figura 5.11: Ajuste lineal de la tangente de pérdidas simulada considerando el anillo de 15 GHz diseñado

Los polinomios que ajustan dichas curvas son el polinomio 5.15 para muestras de permitividad 5; el polinomio 5.16 para muestras de permitividad 10 y el polinomio 5.17 para muestras de permitividad 15.

$$Q_{MUT}^{-1} = 0,2189 \cdot \tan \delta + 0,0204 \quad (5.15)$$

$$Q_{MUT}^{-1} = 0,3909 \cdot \tan \delta + 0,0206 \quad (5.16)$$

$$Q_{MUT}^{-1} = 0,5192 \cdot \tan \delta + 0,0217 \quad (5.17)$$

Usando la relación recién mencionada se calculó el error para cada punto simulado:

Tabla 5.3: Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 5$

$\epsilon_r = 5$		
Tg_{real}	Tg_{sensor}	Error
0.001	0.00092	7.5218 %
0.002	0.00191	4.0508 %
0.003	0.00291	2.8568 %
0.005	0.00490	1.8071 %
0.0065	0.00641	1.3782 %
0.008	0.00791	1.0856 %
0.0095	0.00942	0.8162 %
0.01	0.00992	0.7556 %
0.02	0.01998	0.0685 %
0.03	0.03005	0.1817 %
0.05	0.05013	0.2611 %
0.065	0.06507	0.1218 %
0.08	0.07996	0.0457 %
0.095	0.09476	0.2515 %

Tabla 5.4: Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 10$

$\epsilon_r = 10$		
Tg_{real}	Tg_{sensor}	Error
0.001	0.00088	11.771 %
0.002	0.00191	4.2862 %
0.003	0.00294	1.9456 %
0.005	0.00499	0.1092 %
0.0065	0.00651	0.2482 %
0.008	0.00807	0.8905 %
0.0095	0.00958	0.8489 %
0.01	0.01009	0.9197 %
0.02	0.02031	1.5763 %
0.03	0.03040	1.3595 %
0.05	0.05066	1.3238 %
0.065	0.06532	0.4996 %
0.08	0.08001	0.02178 %
0.095	0.09456	0.4625 %

Tabla 5.5: Errores de la tangente de pérdidas simuladas con $\epsilon_r = 15$

$\epsilon_r = 15$		
Tg_{real}	Tg_{sensor}	Error
0.001	0.00132	32.9671 %
0.002	0.00217	8.9069 %
0.003	0.00305	1.8493 %
0.005	0.00487	2.4811 %
0.0065	0.00628	3.3144 %
0.008	0.00771	3.5041 %
0.0095	0.00917	3.4147 %
0.01	0.00966	3.3547 %
0.02	0.01966	1.6804 %
0.03	0.02982	0.5921 %
0.05	0.05010	0.2131 %
0.065	0.06515	0.2375 %
0.08	0.08002	0.0260 %
0.095	0.09468	0.3287 %

5.2.3. Implementación y Resultados

Para poder realizar la parte experimental se fabricó el anillo simulado según los archivos .gerber proporcionados por dicho diseño y se soldó un conector coaxial en cada extremo de la línea microstrip para alimentar el sensor. Se utilizó un VNA MS46122B de la marca Anritsu, el cual se calibró usando el kit de calibración TOSLK50A-40 haciendo una calibración tipo SOLT; este procedimiento fue descrito en la sección 2.5.2. La banda de frecuencias calibrada fue desde los 2 a los 20[GHz] y las muestras fueron confeccionadas utilizando una impresora Ender 3 S1 Pro, con las mismas dimensiones simuladas (20[mm] x20[mm] x 2[mm]).



Figura 5.12: Anillo CSRR diseñado con los conectores soldados

En primera instancia se verificó la frecuencia de resonancia del anillo sin carga, para esto se soldaron dos anillos (figura 5.13) para poder comparar y concluir si el procedimiento de soldado estaba bien hecho y no daba diferencias en los parámetros de dispersión medidos.

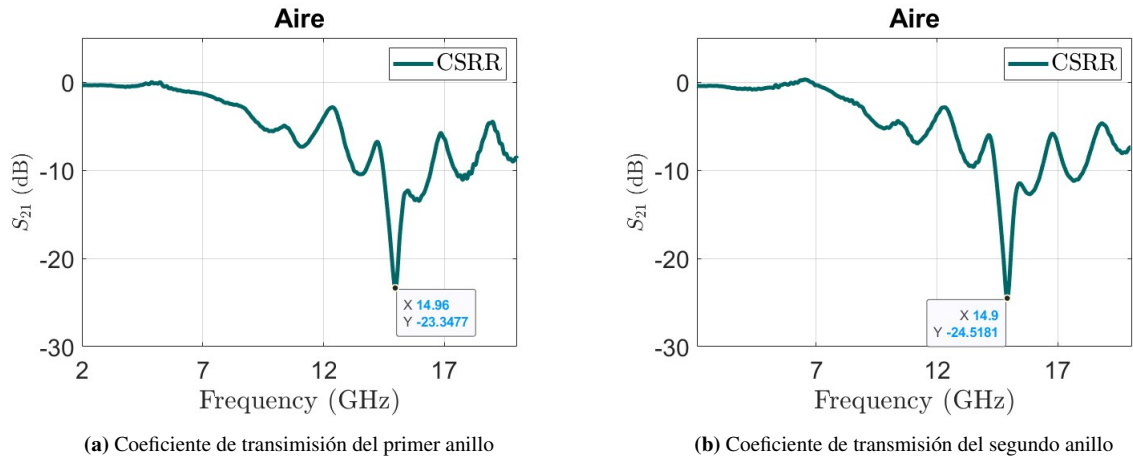


Figura 5.13: Frecuencias de resonancias de los anillos fabricados y soldados sin carga

Dado que el comportamiento de los anillos fue casi idéntico, teniendo una frecuencia de resonancia muy cercana a los 15GHz en ambos casos, se procedió a medir muestras del mismo tamaño simulado. Los resultados de estas primeras mediciones se muestran en la figura 5.14 , como se puede apreciar la frecuencia de resonancia del anillo cargado prácticamente no se distingue ni hay grandes diferencia en las curvas lo que implicaría que las muestras tienen una permitividad parecida; sin embargo, este no es el caso ya que según los datos del fabricante en frecuencias bajas la permitividad del ABS 650 corresponde a 6.5; mientras que la permitividad del ABS 1200 corresponde a 12.

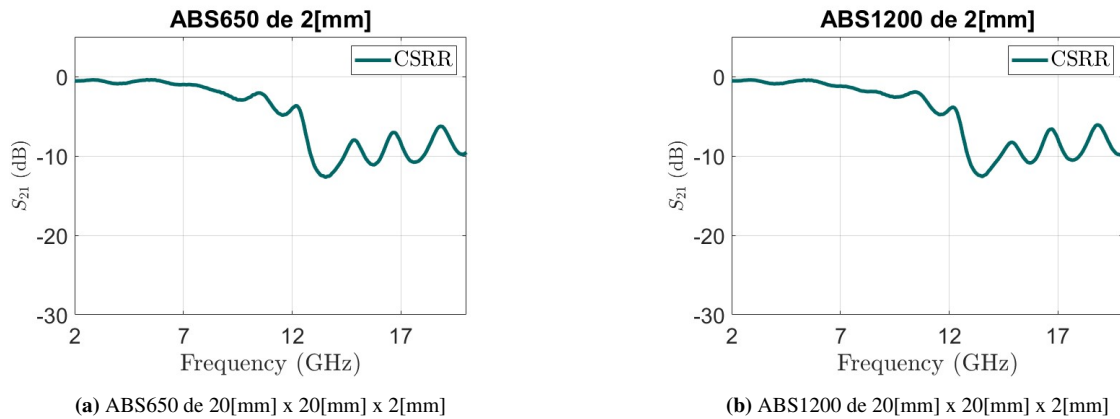


Figura 5.14: Coeficiente de transmisión para muestras de 2[mm] de grosor usando el CSRR fabricado

Para obtener frecuencias de resonancia más nítidas, se realizaron pruebas con diferentes tamaños de muestras. Se utilizó una muestra con las mismas dimensiones que la ya medida, pero se le agregó un milímetro de grosor adicional, resultando en un tamaño de 20 mm x 20 mm x 3 mm. Esta modificación se hizo para aumentar el volumen interactuando con el campo eléctrico. Además, se probó una muestra significativamente más pequeña, con dimensiones de 3.6 mm x 7.1 mm x 1 mm, con el objetivo de mejorar el contacto con el sensor y reducir la probabilidad de brechas de aire entre la base de la muestra y el anillo.

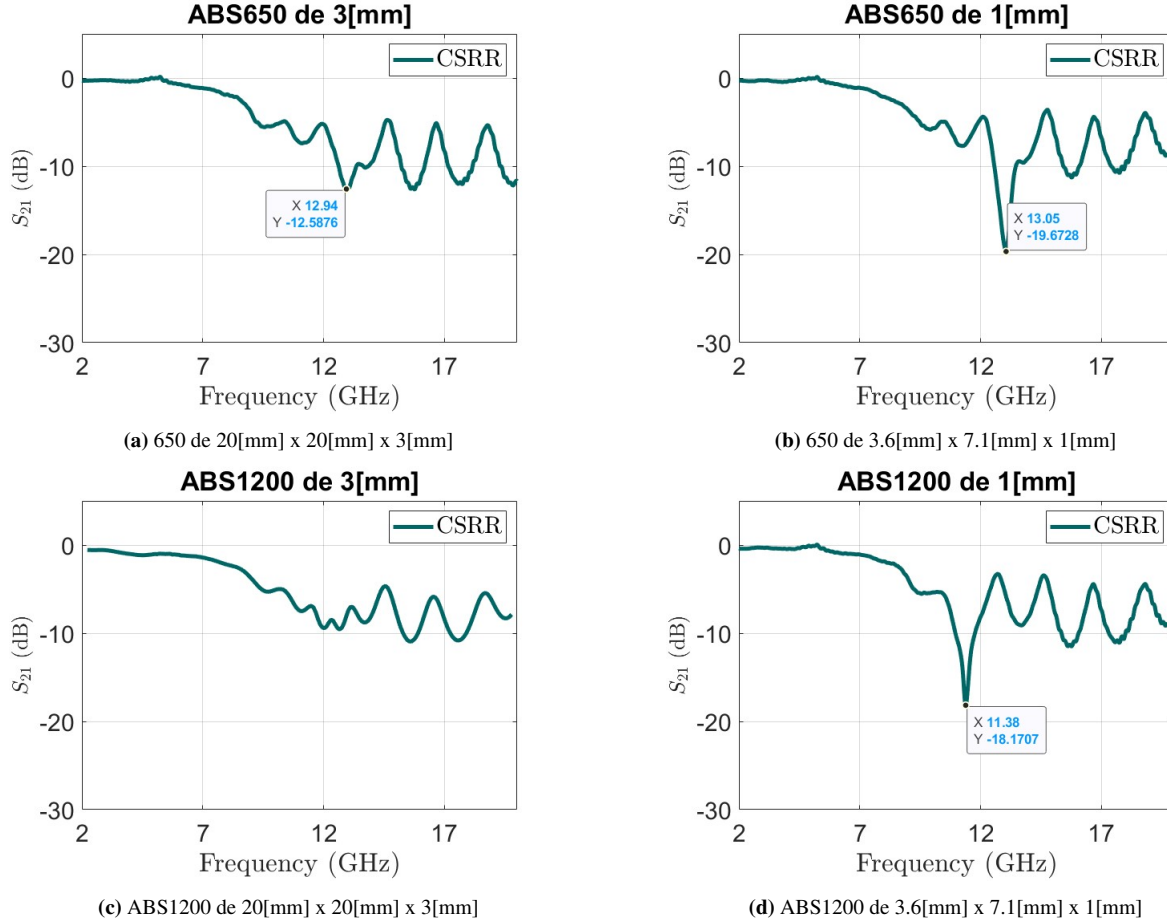


Figura 5.15: Coeficiente de transmisión del anillo CSRR para muestras de distintos tamaños

De la figura 5.15 se concluye que una buena caracterización está dada por el contacto de la muestra con el sensor, lo cual se logra mejor con muestras muy pequeñas. Con esto en mente se caracterizaron materiales con dimensiones de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] y además de esto, se volvió a simular el anillo pero esta vez con una muestra de dichas medidas (figura 5.16).

En la simulación se volvieron a simular catorce materiales con distintas permitividades y con una nula tangente de pérdidas. Se graficó nuevamente la permitividad en función de la frecuencia para poder sacar el polinomio que caracterice la curva y poder calcular la permitividad según la frecuencia de resonancia de cada material. El polinomio que ajusta la curva de la figura 5.17 es:

$$\epsilon_r = 0,2414f_{rMUT}^2 - 7,1132f_{rMUT} + 53,7734 \quad (5.18)$$

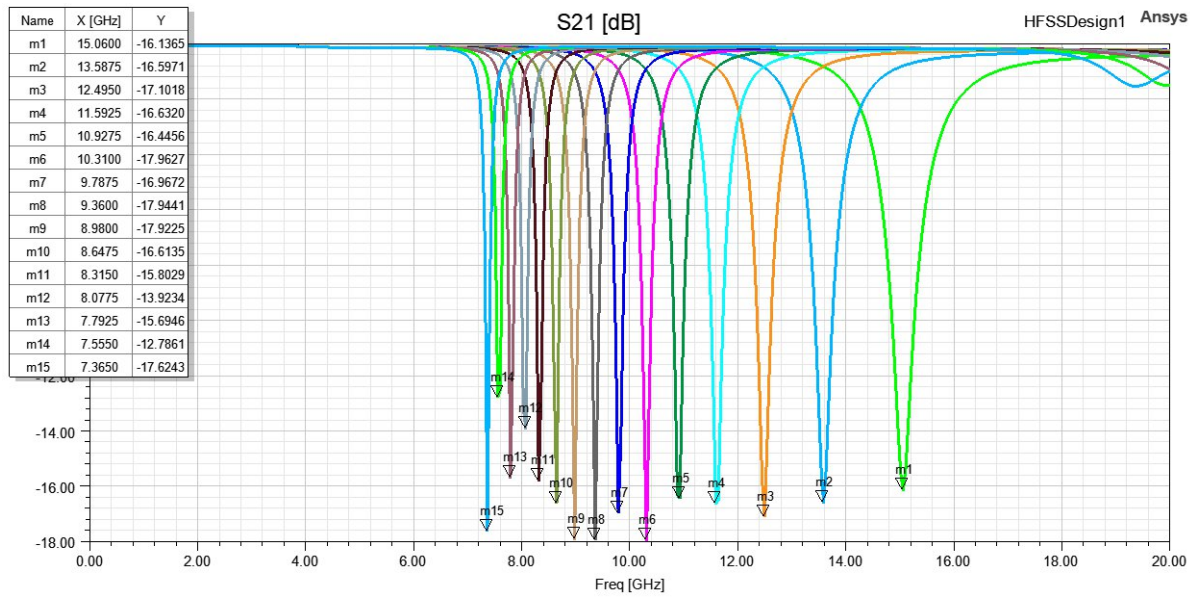


Figura 5.16: Resultados obtenidos al simular el anillo ya diseñado con muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]

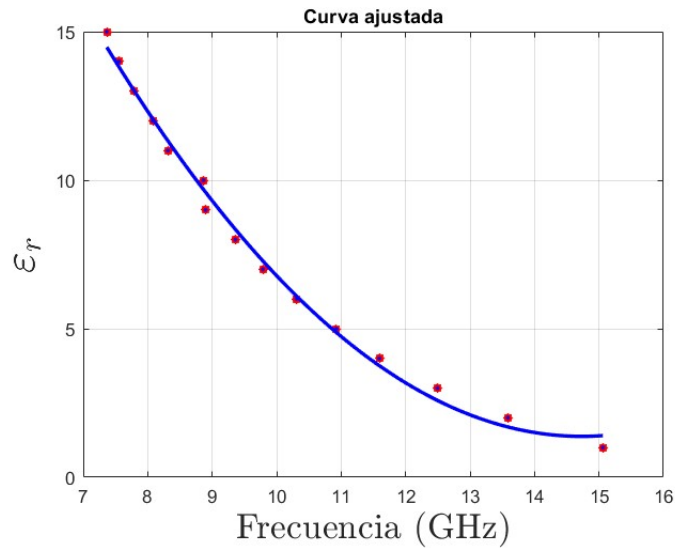


Figura 5.17: Ajuste polinomial realizado usando los datos obtenidos de la simulación del anillo usando muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]

Dado el conocimiento práctico adquirido se volvieron a imprimir las muestras, esta vez de más materiales: ABS320, ABS440, ABS650, ABS800, ABS1000, ABS1200 y PLA. Sabiendo la importancia que tiene el contacto entre los ejemplares y el anillo, todas las muestras fueron lijadas para darles un mejor acabado en la cara de contacto. Por un tema de orden los gráficos obtenidos de estas mediciones se encuentran en el anexo B.1; en este capítulo se colocan únicamente dos de ellos (figura 5.18).

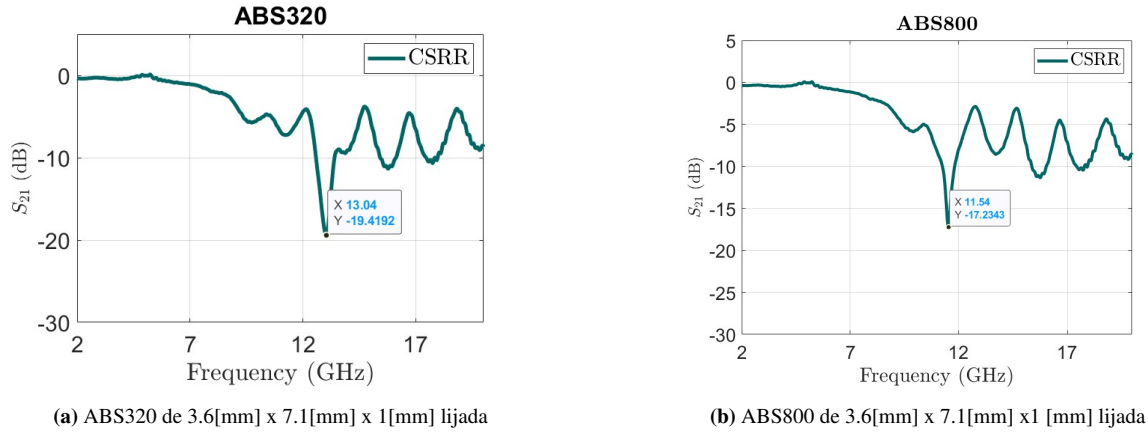


Figura 5.18: Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS320 y ABS800 lijadas

En la tabla 5.6 se resumen las frecuencia de resonancias halladas y el cálculo de la permitividad utilizando la ecuación 5.19. Los errores fueron calculados por los datos dados por el fabricante (ϵ_f) a frecuencias más bajas en el caso del ABS, mientras que para el PLA se tomó como referencia datos dados por caracterizaciones realizadas al material en frecuencias más bajas. Por otro lado, el factor de pérdidas fue calculado usando las ecuaciones 5.13 y 5.14.

Tabla 5.6: Comparación entre la permitividad teórica y simulada usando muestras de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm]

Material	f_r [GHz]	ϵ_s	ϵ_f	$ \Delta\epsilon $	$\tan \delta$	$\tan \delta_f$
ABS320	13.04	2.04	3.2	36.25 %	0.0187	-
ABS440	12.28	2.8498	4.4	35.23 %	0.0184	-
ABS650	11.8	3.436	6.5	47.13 %	0.0192	-
ABS800	11.53	3.8347	8	52.06 %	0.0194	0.0033
ABS1000	11.09	4.5773	10	54.23 %	0.0194	0.004
ABS1200	10.35	5.9689	12	50.25 %	0.0204	0.0029
PLA	13.29	1.9043	2.5	59.57 %	0.0189	-

Dado que los resultados obtenidos se distanciaban significativamente de lo esperado, se realizó una calibración utilizando materiales previamente caracterizados a 15 GHz. Se dispuso de un material con una permitividad de 13 y otro con una permitividad de 2.8:

Sumando estos datos a la frecuencia propia del anillo se pudo hallar el polinomio que calibra al anillo en la frecuencia de operación:

$$\epsilon_r = 0,4319f_{rMUT}^2 - 13,2365f_{rMUT} + 102,3582 \quad (5.19)$$

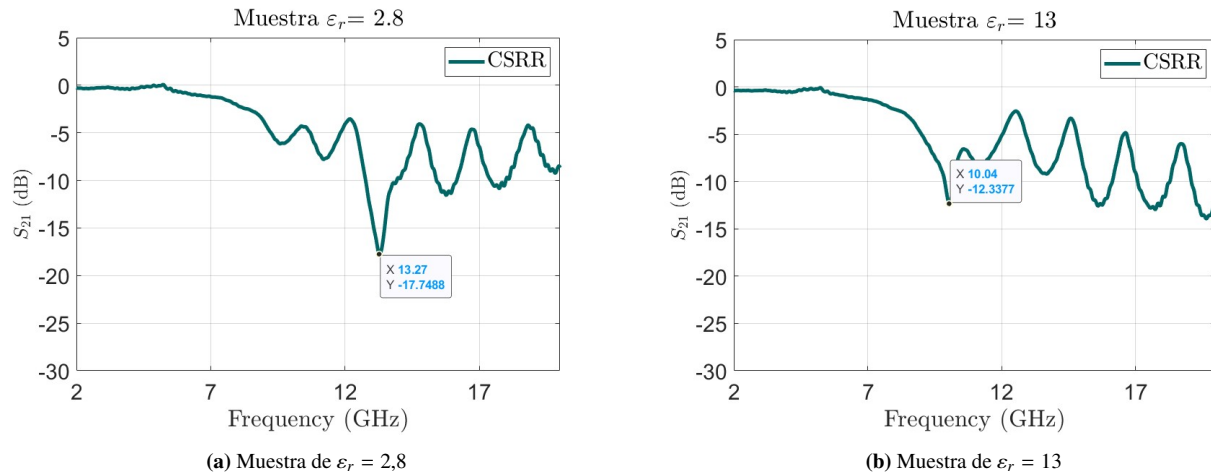


Figura 5.19: Frecuencia de resonancia obtenidas al medir muestras con permitividades conocidas en 15GHz con el CSRR

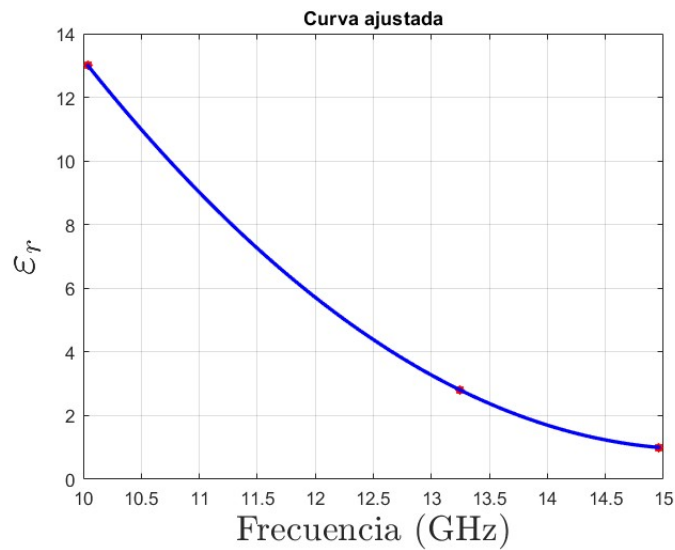


Figura 5.20: Ajuste polinomial usando los datos experimentales obtenidos al medir muestras cuya permitividad en 15GHz ya es conocida

Tabla 5.7: Comparación de la permitividad teórica y experimental usando los ajustes obtenidos al usar muestras cuyas permitividades son conocidas en 15GHz

Material	f_r [GHz]	ϵ_s	ϵ_f	$ \Delta\epsilon $	$\tan \delta$	$\tan \delta_f$
ABS320	13.04	3.1364	3.2	1.9 %	0.0187	-
ABS440	12.28	4.9966	4.4	13.5 %	0.0184	-
ABS650	11.8	6.2749	6.5	3.5 %	0.0192	-
ABS800	11.53	7.1258	8	10.9 %	0.0194	0.0033
ABS1000	11.09	8.6840	10	13.2 %	0.0195	0.004
ABS1200	10.35	10.37	12	13.6 %	0.0204	0.0029
PLA	13.29	2.8	2.5	10.7 %	0.0189	-

Los resultados obtenidos se adjuntan en la tabla 5.7. A partir de ellos, se concluye que, para determinar la parte real de la permitividad, este método requiere utilizar materiales previamente caracterizados en la frecuencia de interés, lo

que permite una calibración adecuada del sensor. Además, es esencial que las muestras sean lo suficientemente pequeñas para asegurar un buen contacto con el anillo, pero al mismo tiempo deben cubrirlo completamente.

Por otro lado, la tangente de pérdidas obtenida sugiere que todos los materiales estudiados presentan pérdidas moderadas en la frecuencia evaluada. Sin embargo, durante las mediciones, se observó que la magnitud del parámetro S_{21} variaba con el más mínimo movimiento del sensor, mientras que la frecuencia de resonancia permanecía constante siempre que la muestra lo cubriera. Dado que el factor de pérdidas depende de este valor, es más difícil obtener resultados satisfactorios. Una de las desventajas conocidas de este método es su sensibilidad al entorno (tabla 4.2), lo que sugiere que las mediciones deben realizarse en ambientes más controlados para obtener mejores resultados. Además, este método es más efectivo con materiales de bajas pérdidas.

Finalmente, se ha demostrado que las simulaciones de este método deben utilizarse principalmente para diseñar y verificar la frecuencia de resonancia, pero no son recomendables para extraer el polinomio necesario para calcular la permitividad

5.3. Resumen del capítulo

El Anillo Resonador Complementario (CSRR) fue introducido en 2004 y se demostró que al grabar un CSRR en el plano de tierra de una línea microstrip, se puede generar una banda de rechazo en la misma frecuencia que un anillo resonador (SRR) de dimensiones equivalentes. Este fenómeno se atribuye a la permitividad negativa del CSRR, lo que provoca una rápida atenuación de las ondas electromagnéticas.

Para la caracterización de materiales, los CSRR se emplean como sondas de campo cercano, donde el material a caracterizar se coloca sobre el anillo, que es excitado por un campo eléctrico inducido por la línea microstrip acoplada. Este proceso modifica la distribución del campo y causa un cambio en la frecuencia de resonancia, lo que permite la caracterización de la permitividad del material. A diferencia de los SRR, los CSRR confinan el campo magnético en las trazas y extienden el campo eléctrico, facilitando su interacción con la muestra.

El diseño de un CSRR considera múltiples formas geométricas, siendo el anillo circular más eficiente en términos de variación de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad en comparación con un diseño cuadrado. Los parámetros de diseño, como el tamaño del anillo y las brechas entre ellos, afectan directamente la capacitancia e inductancia del resonador, influyendo en la frecuencia de resonancia.

Para un CSRR circular, se parte del cálculo del radio exterior para lograr una frecuencia de resonancia cercana a 15 GHz, ajustando los parámetros de diseño para optimizar su desempeño. Estos parámetros se seleccionan según su impacto en la variación de la frecuencia de resonancia.

El sensor usado en este trabajo se diseñó y simuló utilizando Ansys HFSS, enfocándose en el análisis del parámetro S_{21} para verificar su funcionamiento. Se realizaron simulaciones con materiales ficticios, variando la permitividad y la tangente de pérdidas, para estudiar cómo estas propiedades afectaban la frecuencia de resonancia y la magnitud del coeficiente de transmisión. Estas simulaciones permitieron modelar el comportamiento del sensor y predecir su respuesta ante diferentes materiales.

Al implementar el anillo se comprobó que la frecuencia de los anillos sin carga era cercana a 15GHz; sin embargo al colocar las primeras muestras no se pudo visualizar la frecuencia de resonancia producto de la presencia de los ejemplares. Para solucionar esto se hicieron nuevas mediciones con muestras de otros tamaños, lo que permitió notar que muestras con menores dimensiones daban mejores resultados.

Una vez obtenidos los valores de la frecuencia de resonancia de los materiales a caracterizar, se evidenció que el comportamiento del anillo debe calibrarse con valores experimentales de otros materiales ya caracterizados en la frecuencia de operación. Al hacerlo, se logró extraer la permitividad con un error porcentual aceptable, aunque se obtuvieron valores elevados para la tangente de pérdidas.

En conclusión, el contacto adecuado entre la muestra y el sensor es crucial para visualizar la frecuencia de resonancia. Se necesitan materiales con propiedades conocidas en la frecuencia de caracterización para obtener buenos valores de permitividad y La sensibilidad del anillo puede ser un desafío para caracterizar la tangente de pérdidas.

6 | Método: Nicolson-Ross-Weir

El método Nicolson-Ross-Weir (NRW) es una técnica de caracterización de materiales que se utiliza para determinar las propiedades electromagnéticas, específicamente la permitividad y la permeabilidad, de una muestra homogénea e isotrópica. Este método se basa en medir los coeficientes de reflexión (S_{11}) y transmisión (S_{21}) de una onda electromagnética que incide sobre la muestra. La muestra, que se asume ocupa la región entre dos planos, recibe una onda que proviene de un medio libre (espacio libre) y se propaga a través del material. A partir de las mediciones de S_{11} y S_{21} , se calculan parámetros clave como el coeficiente de reflexión generalizado (Γ) y el factor de propagación (P), que luego se utilizan para determinar la permitividad relativa (ϵ_r) y la permeabilidad relativa (μ_r) del material. Este método puede aplicarse bajo diferentes configuraciones y estructuras de guía de onda, tales como en espacio libre, en modos guiados TEM (como en cables coaxiales) y en modos TE_{10} (como en guías de onda rectangulares). La metodología involucra el uso de ecuaciones específicas para cada configuración, permitiendo así una caracterización precisa del material bajo estudio

6.1. Fundamentos teóricos del método Nicolson-Ross-Weir

Los parámetros S pueden ser expresados como:

$$S_{11} = \frac{(1 - P^2)\Gamma}{1 - P^2\Gamma^2}, \quad S_{21} = \frac{(1 - \Gamma^2)P}{1 - P^2\Gamma^2} \quad (6.1)$$

El factor de propagación P puede expresarse como:

$$P = e^{-jk_z d} \quad (6.2)$$

Donde k_z es el componente z del vector de propagación definido como:

$$k_z^2 = k^2 - \kappa^2 \quad (6.3)$$

Con $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ siendo el número de onda en el material.

- Guías de onda TEM: $\kappa = 0$
- Guías de onda TE_{10} : $\kappa = \frac{\pi}{a}$
- Espacio libre: $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0\epsilon_0}$

El coeficiente de reflexión en la interfaz es:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (6.4)$$

- Guías de onda TEM:

$$Z = \eta \quad Z_0 = \eta_0 \quad \text{Con } \eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \text{ y } \eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$$

- Guías de onda TE_{10} :

$$Z = \frac{\omega\mu}{k_z} \quad Z_0 = \frac{\omega\mu_0}{k_{z0}} \quad \text{Con } k_{z0}^2 = k_0^2 - \kappa^2$$

- Espacio libre:

$$Z = \begin{cases} \frac{k\eta}{k_z}, & \perp \text{-pol}, \\ \frac{k_z\eta}{k}, & \parallel \text{-pol}, \end{cases} \quad Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta_0}{\cos \theta_0}, & \perp \text{-pol}, \\ \eta_0 \cos \theta_0, & \parallel \text{-pol}. \end{cases} \quad (6.5)$$

El método NRW define las cantidades intermedias[68][69]:

$$V_1 = S_{21} + S_{11} = \frac{P + \Gamma}{1 + \Gamma P}, \quad V_2 = S_{21} - S_{11} = \frac{P - \Gamma}{1 - \Gamma P} \quad (6.6)$$

Reorganizando estas expresiones las cantidades P y Γ se pueden determinar en términos de las cantidades medidas S_{11} y S_{21} . Primero, P se elimina de las ecuaciones, resultando en una ecuación cuadrática para Γ :

$$\Gamma^2 - 2\Gamma X + 1 = 0 \quad (6.7)$$

donde

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} = \frac{1 - S_{21}^2 + S_{11}^2}{2S_{11}} \quad (6.8)$$

La solución es

$$\Gamma = X \pm \pm 1 \sqrt{X^2 - 1} \quad (6.9)$$

La ambigüedad del signo generalmente se resuelve asumiendo $|\Gamma| \leq 1$. Una vez que se determina Γ , P se encuentra fácilmente como:

$$P = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - V_1 \Gamma} = |P|e^{j\phi} = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma_{12}}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_{12}}, \quad -\pi < \phi \leq \pi \quad (6.10)$$

La constante de fase β_z en la dirección z se relaciona con los parámetros S como:

$$\beta_z^2 = \frac{-1}{d} \ln\left(\frac{1}{P}\right) \quad (6.11)$$

Esta ecuación revela una de las dificultades conocidas del método NRW. El entero n define la rama de la función logarítmica pero puede ser difícil de determinar, ya que su valor no se conoce a priori. Aunque es un valor relacionado con el grosor eléctrico de la muestra, no se puede solucionar al desconocer este parámetro.

Al reemplazar la expresión 6.10 en la ecuación 6.11 la constante de fase se puede reducir a:

$$\beta_z = \frac{j \ln(e^{-jd\beta_z})}{d} \quad (6.12)$$

Para eliminar la ambigüedad de fase del logaritmo natural, se introduce un valor entero positivo n :

$$\beta_z = \frac{\ln |P| - j(\phi_P + 2n\pi)}{-jd} \quad (6.13)$$

Donde n representa el número de rotaciones de fase completas de 360° desde el punto de funcionamiento en corriente continua (DC). Esto se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$n = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_P}{df} \quad (6.14)$$

Aunque el método NRW generalmente proporciona resultados confiables y precisos, existen condiciones en las que pueden surgir errores. Algunos de los errores conocidos se atribuyen a la preparación de la muestra, aunque se han observado errores incluso con muestras perfectamente preparadas. Estos errores generalmente resultan en una sobre estimación de las pérdidas y valores poco realistas para la permeabilidad, y se ha demostrado que están asociados con errores de fase en los coeficientes de reflexión y transmisión. En [70] se utiliza un modelo matemático, separado del NRW, para construir y calcular los coeficientes de reflexión y transmisión de un material conocido dentro de una guía de ondas en la banda X; en donde se insertan errores de fase con modelos conocidos para luego extraer la permitividad y permeabilidad usando el método NRW:

Las ecuaciones ya presentadas corresponder a una onda plana incidiendo en dirección normal a la frontera de la muestra, a continuación se describirá el análisis realizado para una onda con incidencia oblicua, para así desarrollar una fórmula general que abarque tanto las ondas TE y TEM. En [70] se determina que la componente z de la constante de fase, ecuación 6.13, sigue siendo válida para este tipo de incidencia, sin embargo esto no se extiende al valor de β .

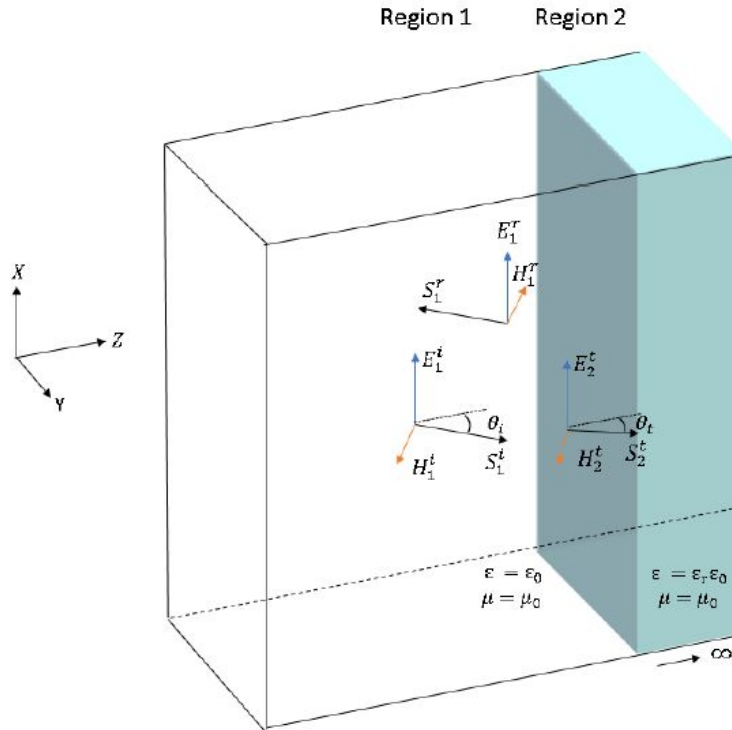


Figura 6.1: Esquema de una onda plana con incidencia oblicua a la cara de la muestra [70]

La incidencia oblicua al plano genera un ángulo de incidencia θ_i respecto al plano yz y θ_t , el ángulo de la transmisión dentro del dieléctrico. El ángulo de incidencia se representa como:

$$\theta_i = \cos^{-1} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} \right) \quad (6.15)$$

Donde f_c es la frecuencia de corte de un modo en particular y f la frecuencia de la onda transmitida. La ley de Snell (ecuación 6.16) permite relacionar ambos ángulos:

$$n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_t) \quad (6.16)$$

Donde n es el índice de refracción definido como $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$. Asumiendo que el campo eléctrico tiene una orientación perpendicular en la incidencia, se utiliza el coeficiente de reflexión de Fresnel (ecuación 6.17) para la polarización perpendicular:

$$\Gamma_{12} = \frac{\eta_2 \cos(\theta_i) - \eta_1 \cos(\theta_t)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} \quad (6.17)$$

En un escenario de incidencia oblicua se puede definir la constante de fase β como:

$$\beta = \frac{\beta_z}{\cos(\theta_t)} \quad (6.18)$$

En [70] se desarrollan matemáticamente las ecuaciones 6.15, 6.16 y 6.17 para obtener el valor de β independiente al valor de β_z , ya que por las características de las mediciones este valor no es medible.

$$\beta = \sqrt{\beta_z^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2} \quad (6.19)$$

Usando la ecuación 6.19 y teniendo en cuenta el parámetro Γ_{12} definido en 6.17, es posible derivar las siguiente expresiones para la permeabilidad y permitividad

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_{12}}{1 - \Gamma_{12}} \left(\frac{c\beta_z}{\omega \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \right) \quad (6.20)$$

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_o^2}{\mu_r} \left(\left(\frac{\beta_z}{2\pi} \right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c} \right)^2 \right) \quad (6.21)$$

Donde, c representa la velocidad de la luz en el vacío, λ_o es la longitud de onda en el vacío, f_c es la longitud de onda de corte del modo TE_{10} y $\omega = 2\pi f$.

6.2. Simulación

El método se simuló previamente en el software Ansys HFFS, para poder ver el comportamiento del sistema en condiciones ideales, con este método se busca caracterizar la banda Ka por lo que el rango de frecuencias de la simulación va desde los 26 hasta las 40[GHz]. Las guías de ondas simuladas son WR-28(tabla 6.1), el portamuestras tiene un grosor de 3[mm] y las dimensiones de la muestra usada son 7.112[mm] x 3.556[mm].

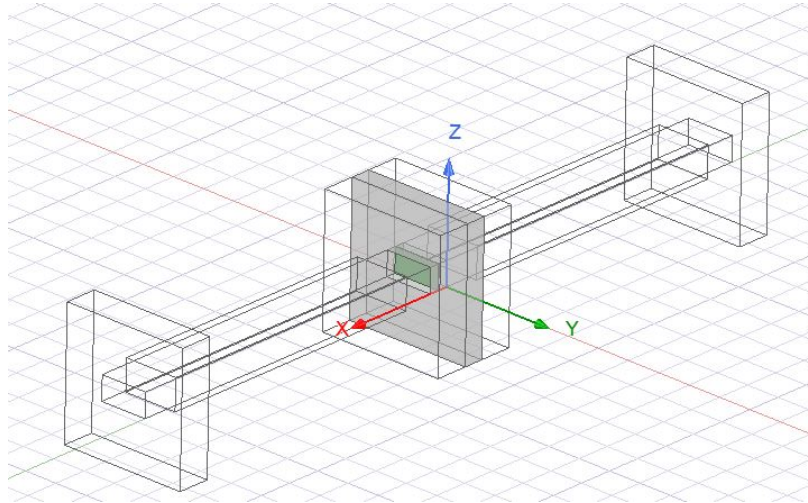


Figura 6.2: Simulación realizada para analizar el método NRW en la banda Ka usando Ansys HFSS

En el software se hicieron simulaciones de muestras con tres permitividades distintas con cuatro diferentes grosores, luego se exportaron los resultados con la extensión .s2p para poder procesar los datos obtenidos con el código del anexo A.1. Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

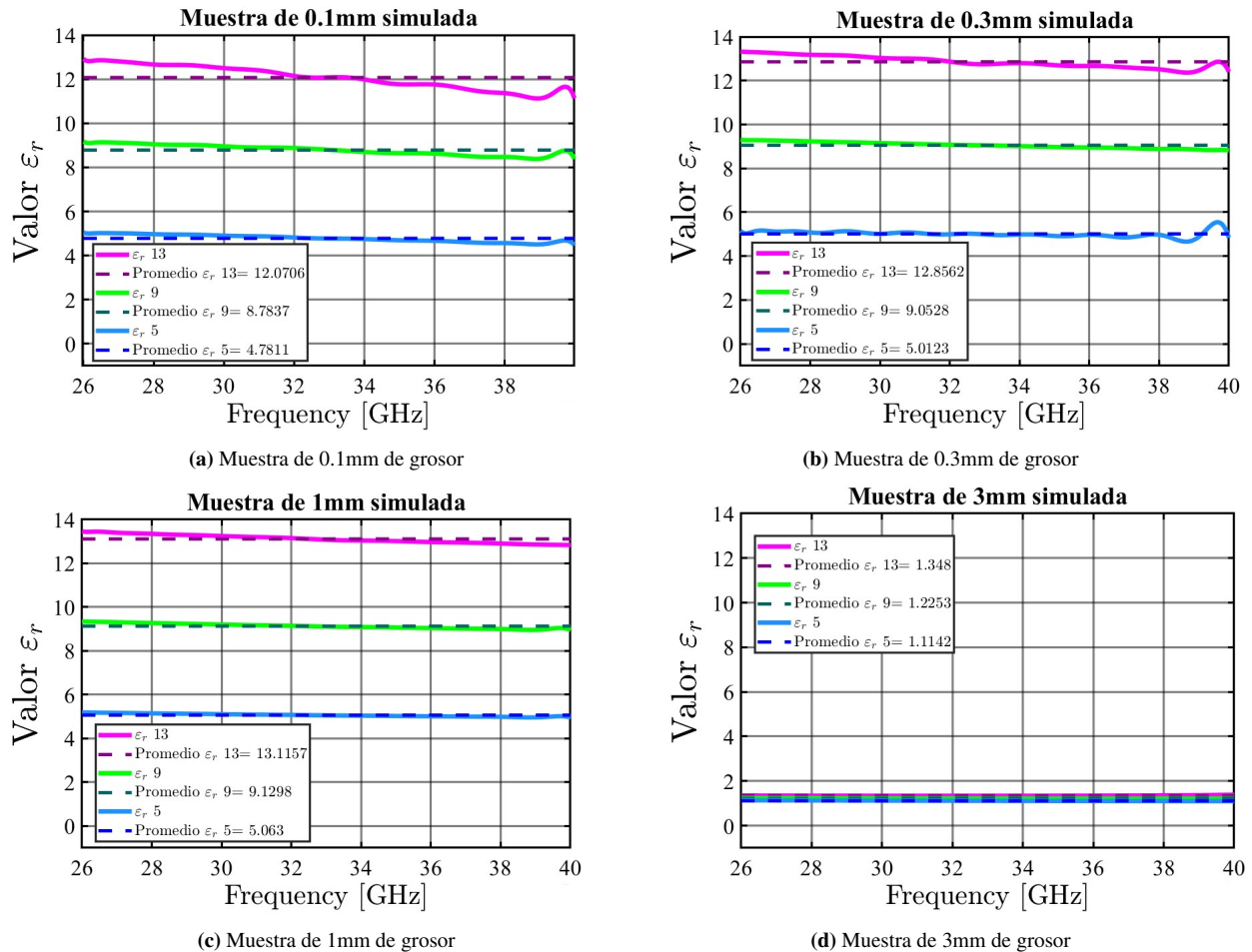


Figura 6.3: Simulación del cálculo de la permitividad variando el grosor de la muestra usando el método NRW

Los resultados muestran que una muestra de 1[mm] de grosor debería proporcionar buenos resultados, tamaños menores también serían útiles pero más difícil de manipular y encajar en el portamuestras.

6.3. Implementación y Resultados

Para la implementación del método se utilizó una guía de onda WR-28 con un adaptador a cable coaxial, en las tablas 6.1 y 6.2 se muestran las especificaciones técnicas de cada elemento. El VNA utilizado en esta banda fue un MS46122B de la marca Anritsu, su calibración fue realizada a través de los estándares SOLT con el kit de la calibración TOSLK50A-40; esta calibración es realizada para corregir errores sistemáticos que puede haber debido a las conexiones y reflexiones. La conexión completa utilizada en las mediciones se muestra en la figura 6.4a.

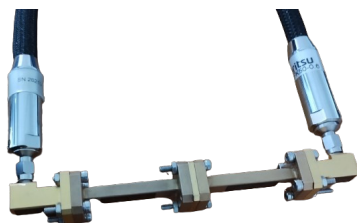
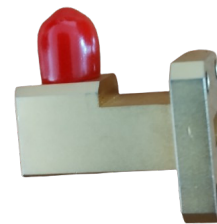
Tabla 6.1: Guía de onda utilizada en la banda Ka para mediciones usando el método NRW

Especificación	WR-28
Marca	Eravant
SKU	SWG-28020
Rango de frecuencias	26.5 a 40[GHz]
Dimensiones	7.112 [mm] x 3.556 [mm]

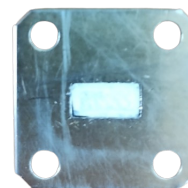


Tabla 6.2: Conector coaxial de la guía WR-28 usado para las mediciones realizadas en banda Ka con el método NRW

Especificación	Adaptador
Marca	Eravant
SKU	SWC-28KF-R1
Rango de frecuencias	26.5 a 40[GHz]
Guía de onda	WR-28
Conector coaxial	2.92mm (K)



(a) Conexión utilizada para las mediciones



(b) Portamuestras con muestra de 3[mm]

Figura 6.4: Conexión y portamuestras utilizados para la implementación práctica del método NRW

Las muestras impresas fueron confeccionadas con una impresora Ender 3 S1 Pro, en primer lugar se realizaron cuatro muestras con distintos grosores para poder verificar cual daba los mejores resultados; estos grosores fueron 0.3[mm], 1[mm], 2[mm] y 3[mm]. Los resultados de este primer análisis se encuentran en las figuras 6.5 y 6.6.

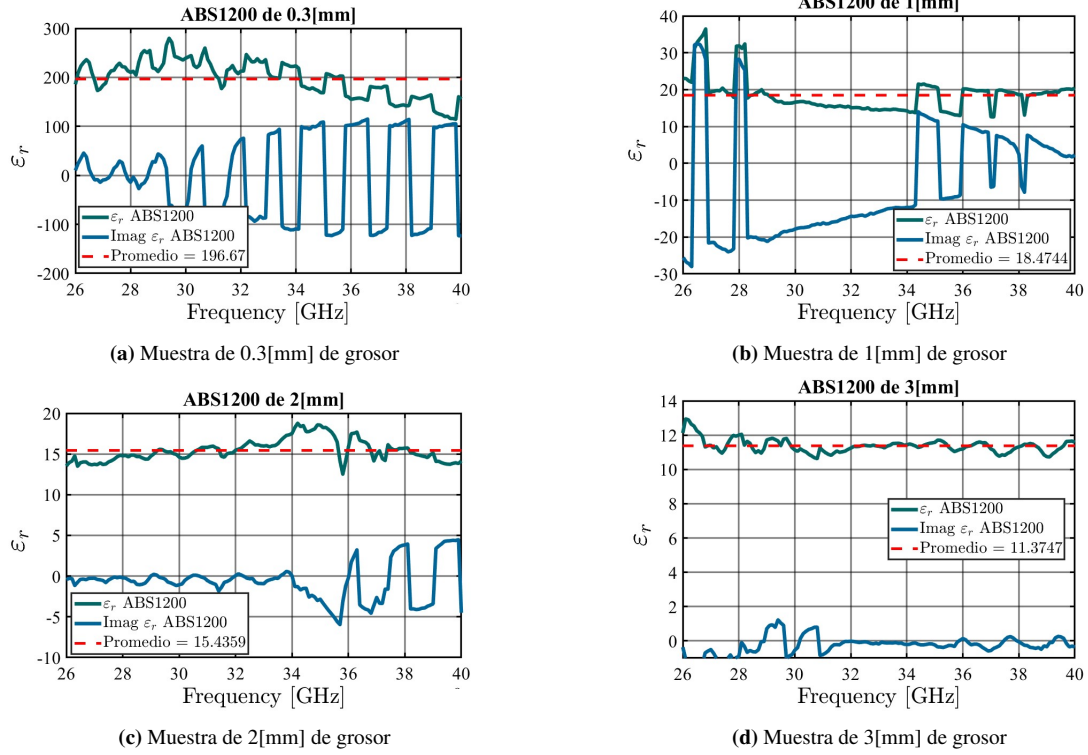


Figura 6.5: Primeros resultados de la permitividad experimental variando el grosor de una muestra ABS1200 utilizando el método NRW

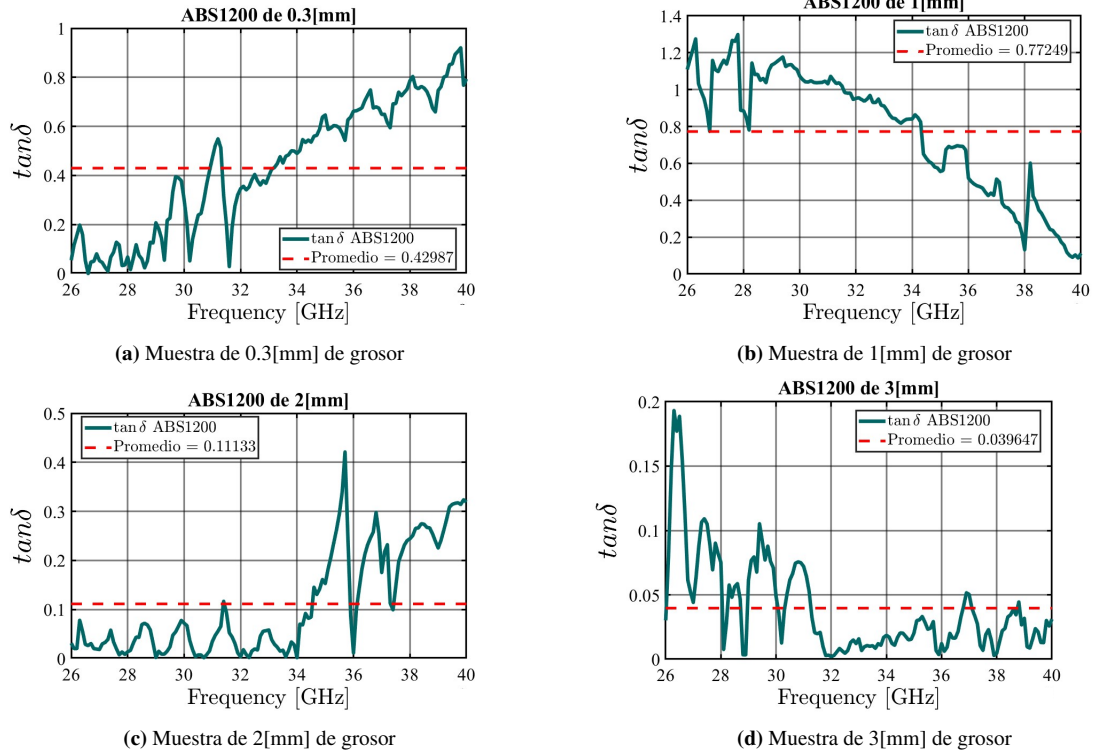


Figura 6.6: Primeros resultados de la tangente de pérdidas experimental variando el grosor de una muestra ABS1200 utilizando el método NRW

Como se puede apreciar en las figuras 6.5 y 6.6, los resultados experimentales distan de los obtenidos en las simulaciones, considerando esto la muestra que permite una mejor caracterización son aquellas que tienen un grosor de 3[mm], el cual coincide con el grosor del holder(figura 6.4b) lo que implica una inserción más ajustada. Las muestras impresas fueron de ABS320 (figura 6.7), ABS440 (figura 6.8), ABS650 (figura 6.9), ABS800 (figura 6.10), ABS1000 (figura 6.11), ABS1200 (figura 7.21) y PLA (figura 7.23).

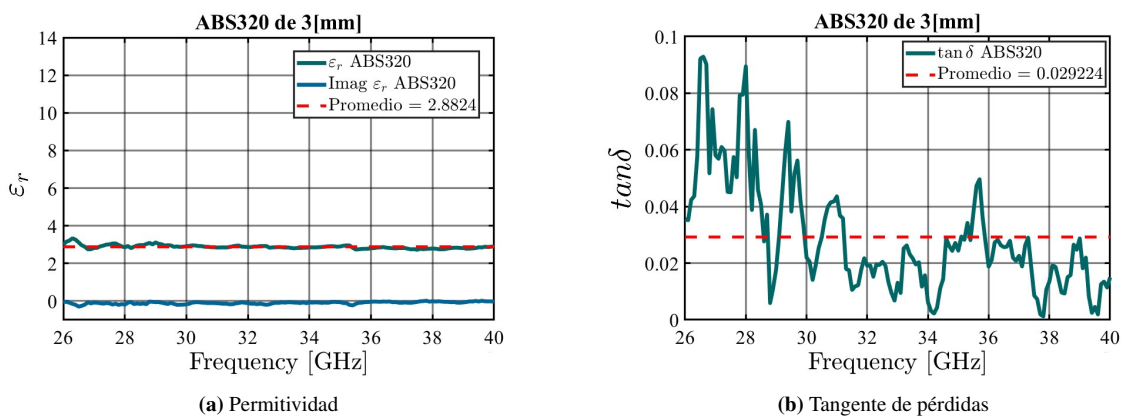


Figura 6.7: Caracterización de muestra ABS320 de 3[mm] utilizando el método NRW

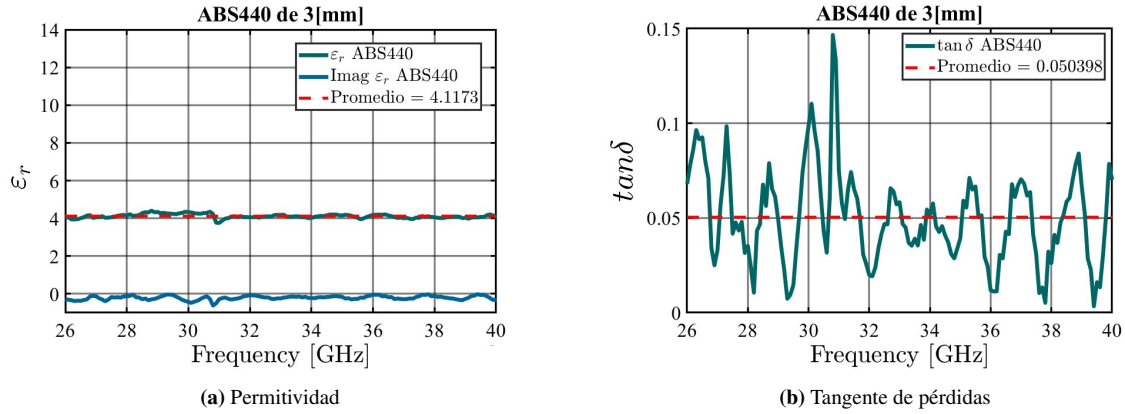


Figura 6.8: Caracterización de muestra ABS440 de 3[mm] utilizando el método NRW

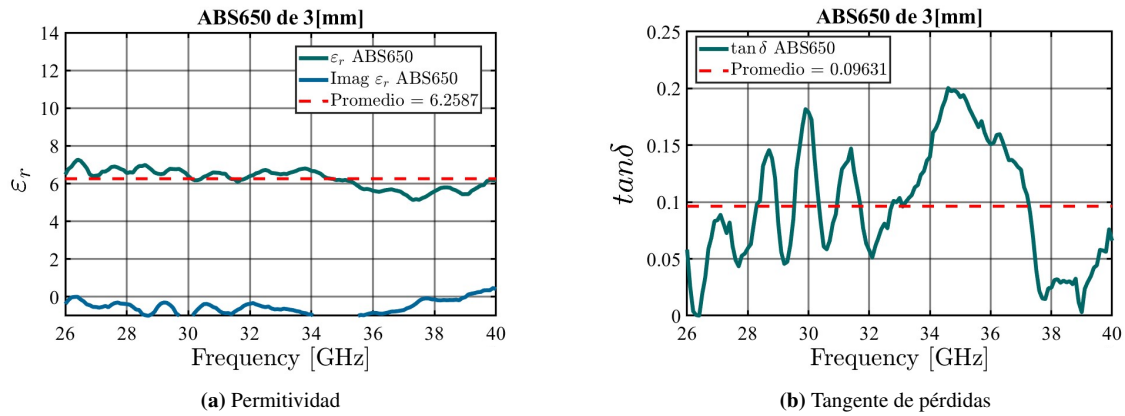


Figura 6.9: Caracterización de muestra ABS650 de 3[mm] utilizando el método NRW

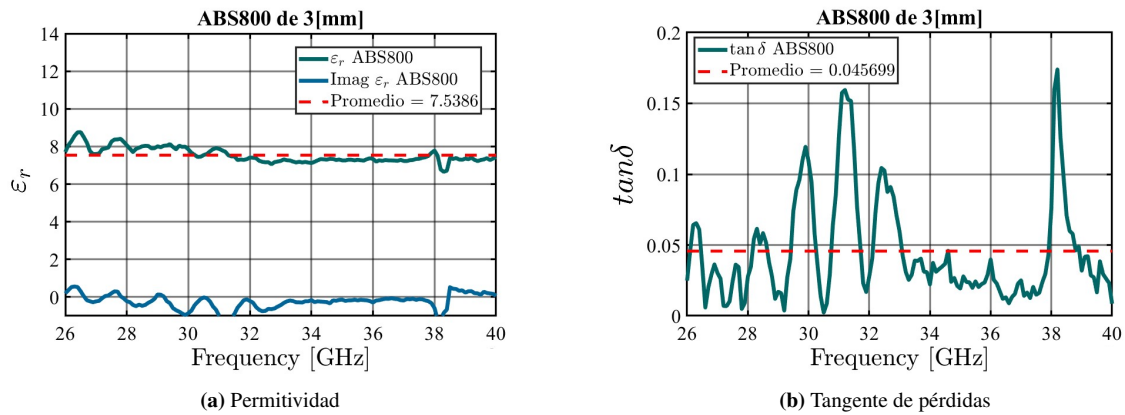


Figura 6.10: Caracterización de muestra ABS800 de 3[mm] utilizando el método NRW

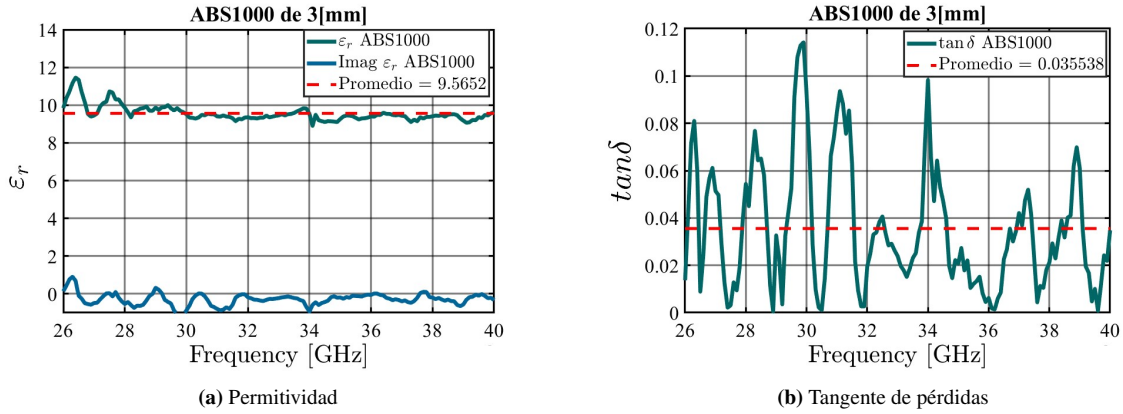


Figura 6.11: Caracterización de muestra ABS1000 de 3[mm] utilizando el método NRW

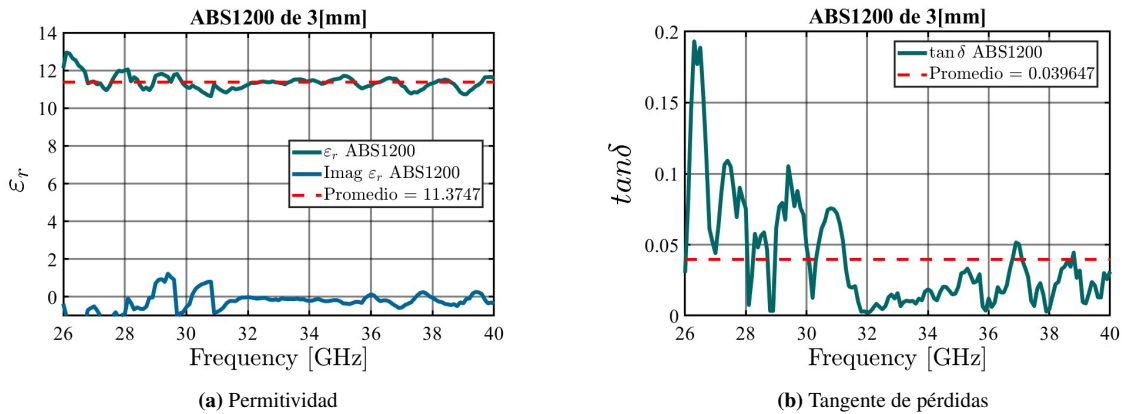


Figura 6.12: Caracterización de muestra ABS1200 de 3[mm] utilizando el método NRW

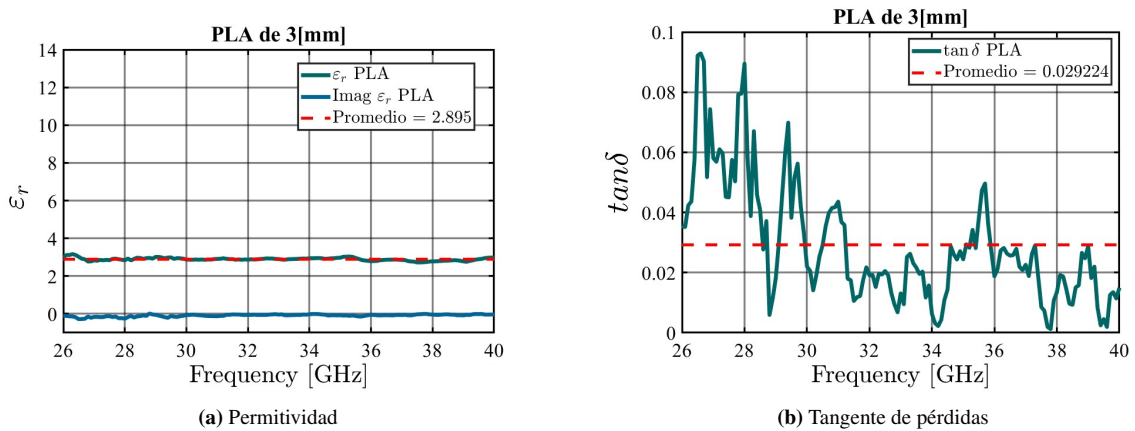


Figura 6.13: Caracterización de muestra PLA de 3[mm] utilizando el método NRW

Los resultados obtenidos para la permitividad de los siete materiales caracterizados están dentro de lo esperado, y al igual que en el método de anillo resonador la tangente de pérdidas hallada indica que son de moderadas pérdidas en esta banda. En la tabla se resumen los resultados obtenidos utilizando el código del anexo A.1 y los respectivos errores considerando los datos dados por el fabricante (ϵ_f).

Tabla 6.3: Comparación permitividad teórica y experimental para 7 materiales usando muestras de 3[mm] con el método NRW

Material	ϵ_s	ϵ_f	$ \Delta\epsilon $	$\tan \delta$	$\tan \delta_f$
ABS320	2.288	3.2	9.93 %	0.029	-
ABS440	4.117	4.4	6.43 %	0.050	-
ABS650	6.259	6.5	3.71 %	0.096	-
ABS800	7.539	8	5.77 %	0.045	0.0033
ABS1000	9.565	10	4.35 %	0.036	0.004
ABS1200	11.375	12	5.21 %	0.039	0.0029
PLA	2.895	2.5	15.8 %	0.029	-

Se puede concluir que el método NRW se puede usar en la banda K_a con muestras del mismo grosor que la ranura, ya que al quedar más ajustada la probabilidad de brechas de aire es menor, siendo este uno de los mayores problemas de este tipo de métodos.

6.4. Resumen del capítulo

El método Nicolson-Ross-Weir (NRW) es una técnica utilizada para caracterizar las propiedades electromagnéticas de materiales homogéneos e isotrópicos, como la permitividad y la permeabilidad. Este método se puede aplicar en diferentes configuraciones de guías de onda: en espacio libre, en modos guiados TEM (como en cables coaxiales) y en modos TE_{10} (como en guías de onda rectangulares). La metodología emplea ecuaciones específicas para cada configuración, lo que permite una caracterización precisa del material bajo estudio.

Este método se basa en las mediciones de los coeficientes de reflexión (S_{11}) y transmisión (S_{21}) de una onda electromagnética que incide sobre la muestra. A partir de estos coeficientes, se calculan el coeficiente de reflexión (Γ) y el factor de propagación (P), los cuales están relacionados con las propiedades del material. Además, el factor de propagación se asocia con la constante de fase β_z . Sin embargo, existen ambigüedades al determinar la fase.

En situaciones de incidencia oblicua, se deben considerar los ángulos de incidencia y transmisión mediante la ley de Snell y los coeficientes de Fresnel, ajustando la constante de fase β para tener en cuenta esta incidencia. A partir de estas consideraciones, se derivan las expresiones para la permitividad y la permeabilidad del material.

Para aplicar este método, se realizaron simulaciones en el software Ansys HFSS, considerando los mismos elementos que se utilizarían en la práctica. Estas simulaciones mostraron que, en un entorno simulado, las muestras con un grosor menor a 1 mm ofrecían mejores resultados. No obstante, al replicar estos experimentos en condiciones reales, no se obtuvieron los mismos resultados.

Al utilizar el mismo código para procesar los datos simulados en las pruebas reales, se observó que las muestras con un grosor de 3 mm ofrecían los mejores resultados. Debido a este hallazgo, se fabricaron muestras de los materiales a caracterizar con dimensiones de 7.112 mm x 3.556 mm x 3 mm, obteniendo resultados satisfactorios.

7 | Método: Espacio libre

El método de espacio libre es una de las técnicas más utilizadas para altas frecuencias debido a la facilidad con la que permite manipular las muestras; en muchos otros métodos, los ejemplares a caracterizar son de dimensiones tan pequeñas que dificultan las mediciones. Además el método de espacio libre no requiere contacto directo con la muestra, lo que permite realizar pruebas con muestras a temperaturas elevadas; sin embargo, es crucial que las muestras sean planas para evitar el fenómeno de difracción. Como la señal se propaga por el espacio libre, puede verse afectada por diversos factores externos, lo que limita la precisión de este método, tanto para materiales con bajas pérdidas como para aquellos con altas pérdidas.

Existen múltiples configuraciones para aplicar este método, las cuales se clasifican en configuraciones de reflexión y de transmisión. En este trabajo se utilizará la configuración de transmisión directa entre antenas, colocando la muestra a caracterizar en el camino de la señal transmitida (figura 7.1).

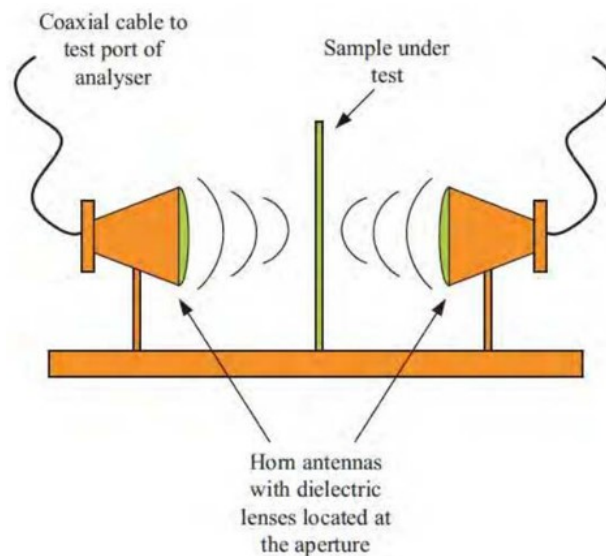


Figura 7.1: Configuración de transmisión del método de espacio libre. [31]

7.1. Análisis numérico

En la documentación se usan muchos métodos numéricos para extraer las propiedades dieléctricas del material a partir de las mediciones realizadas en espacio libre. En especial destacan los tres descritos a continuación, la elección de ellos depende de la precisión y velocidad de cálculo que se requiera.

7.1.1. Algoritmo Nicolson Ross Weir

Cuando se habla de Nicolson Ross Weir (NRW), se puede estar haciendo alusión al método que fue empleado por estos tres autores en sus trabajos el cual fue estudiado en el capítulo anterior, o puede referirse al proceso numérico que usaron para extraer las propiedades dieléctricas de los materiales.

Este algoritmo se caracteriza por ser rápido, no iterativo y permite caracterizar un ancho banda de frecuencias; además de permitir la extracción tanto de permitividad como de la permeabilidad a partir de los parámetros S.

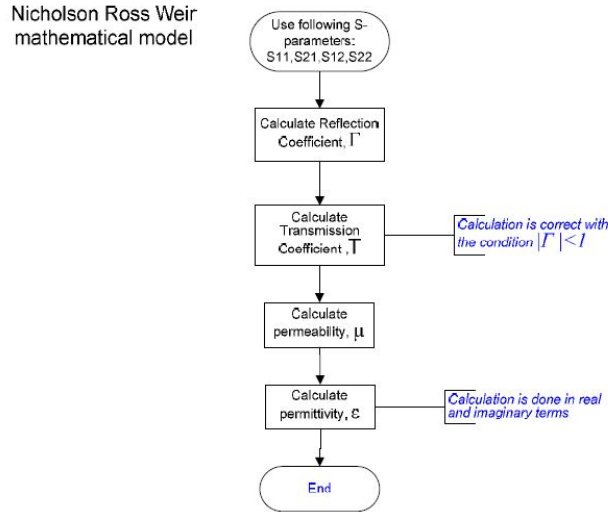


Figura 7.2: Algoritmo NRW usado en la caracterización de materiales con espacio libre[71]

Usando el las mismas variables mostradas en el diagrama de la figura 7.2, las ecuaciones que desarrollan el algoritmo serían:

$$S_{11} = \frac{(1 - T)}{(1 + T)} \quad S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{(1\Gamma^2 T^2)} \quad (7.1)$$

Luego el coeficiente de reflexión se calcula como:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (7.2)$$

donde $|\Gamma| < 1$ es necesario para encontrar la raíz correcta

La solución a la ecuación anterior es:

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (7.3)$$

Y el coeficiente de transmisión se escribe como:

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (7.4)$$

La permeabilidad está dada por:

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_1}{\Lambda(1 - \Gamma_1) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (7.5)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda en espacio libre, λ_c es la longitud de onda de corte y el factor de longitud de onda Λ está dado por:

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 \quad (7.6)$$

Por otro lado la permitividad se define como:

$$\varepsilon_r = \frac{2\lambda_0^2}{\mu_r \lambda_c^2} \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (7.7)$$

La presencia del logaritmo causa ambigüedad en la fase, una de las soluciones que se puede usar es comparando el retardo del grupo medido (τ_{meas}) con el calculado (τ_{cal}), cuando $\tau_{cal} - \tau_{meas} \approx 0$, se obtiene la solución correcta.

7.1.2. Algoritmo NIST Iterativo

Este método requiere un valor inicial. Este valor puede obtenerse aplicando previamente el método NRW o, si se tiene un valor aproximado de la permitividad, se puede calcular utilizando el factor de propagación junto con los coeficientes de transmisión y reflexión. El algoritmo para este método es:

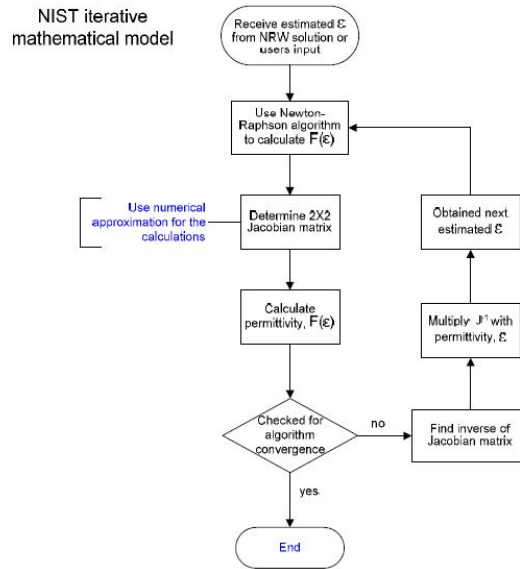


Figura 7.3: Algoritmo NIST usado en la caracterización de materiales para el método de espacio libre [71]

Para llevar a cabo este algoritmo se debe hacer converger la ecuación 7.8 a cero.

$$F(\varepsilon_r) = \frac{S_{21} + S_{12}}{2(1 - \Gamma^2 T^2)} - T(1 - \Gamma^2)e^{-j\gamma_0(L_{aire} - L)} \quad (7.8)$$

Donde L_{aire} es el largo de la línea (aire) más el largo de la muestra. La solución se halla usando la matriz Jacobiana considerando:

$$F(\varepsilon_1) = f_1 = (\varepsilon', \varepsilon'') \quad F(\varepsilon_2) = f_2 = (\varepsilon', \varepsilon'') \quad (7.9)$$

Siendo la matriz Jacobiana:

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \frac{f_1(\varepsilon'_r + h, \varepsilon''_r) - f_1(\varepsilon'_r - h, \varepsilon''_r)}{2h} & \frac{f_1(\varepsilon'_r, \varepsilon''_r + h) - f_1(\varepsilon'_r, \varepsilon''_r - h)}{2h} \\ \frac{f_2(\varepsilon'_r + h, \varepsilon''_r) - f_2(\varepsilon'_r - h, \varepsilon''_r)}{2h} & \frac{f_2(\varepsilon'_r, \varepsilon''_r + h) - f_2(\varepsilon'_r, \varepsilon''_r - h)}{2h} \end{pmatrix} \quad (7.10)$$

Luego se debe volver a iterar, considerando que el nuevo valor de la ε_r es:

$$\Delta \varepsilon_r = \mathbf{J}^{-1} \cdot F(\varepsilon_r) \quad \text{y} \quad \varepsilon_r^{(\text{nuevo})} = \varepsilon_r + \Delta \varepsilon_r \quad (7.11)$$

Como se debe iterar es un método más exacto que los otros, pero mucho más lento lo que significa un mayor gasto computacional.

7.1.3. Nuevo método no iterativo (New Non-Iterative Conversion Method)

Es un método similar al método NRW, su diferencia está en la introducción de parámetros efectivos para los cálculos, se considera que tiene mejor precisión que el método ya mencionado, y al no ser iterativo también se le considera una técnica rápida. El esquema del algoritmo se muestra en la figura 7.4.

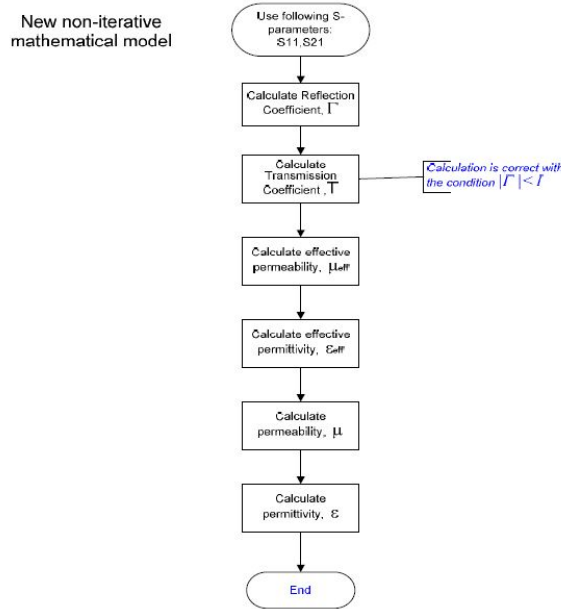


Figura 7.4: Algoritmo no iterativo utilizado para caracterizar materiales usando el método de espacio libre[71]

El desarrollo del método es el mismo realizado en la sección de NRW hasta la ecuación 7.6, luego de ella se debe considerar el siguiente desarrollo:

$$\lambda_{og} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (7.12)$$

Donde λ_{og} representa la longitud de onda en una celda vacía y se calcula con la longitud de onda en el vacío (λ_0) y la de corte (λ_c). Los parámetros efectivos introducidos en este método son:

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\lambda_{og}}{\Lambda} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad \varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\lambda_{og}}{\Lambda} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (7.13)$$

Juntando ambas ecuaciones se tiene que la permitividad y permeabilidad relativa son:

$$\mu_r = \mu_{\text{eff}} \frac{1}{\Lambda} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.8)$$

$$\epsilon_r = \left(1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \right) \epsilon_{\text{eff}} + \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \frac{1}{\mu_{\text{eff}}} \quad (3.9)$$

7.2. Metodología seguida

Considerando que las bandas a caracterizar con este método son la banda V y la banda W, y teniendo en cuenta la documentación revisada, en la cual los algoritmos mencionados se aplican en bandas más bajas o más altas sin proporcionar mucha información sobre las dimensiones de la muestra, se decidió extraer la permitividad utilizando el enfoque descrito en [72], donde se modela la permitividad a través del modelo de relajación de Debye.

7.2.1. Modelamiento de la permitividad

Los dieléctricos son materiales formados por átomos, donde cada uno de estos está conformado por una nube de electrones rodeando una carga puntual positiva en el centro. Cuando se está en presencia de un campo eléctrico la distribución dentro de estos átomos se ve alterada (figura 7.5). El momento dipolar expresado como M en la figura 7.5 corresponde a la separación de las cargas positivas y negativas; la suma de estos momentos corresponden a la polarización del dieléctrico.

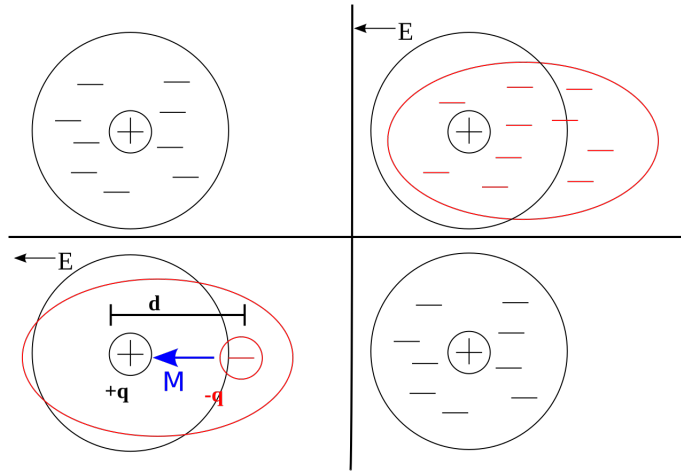


Figura 7.5: Diagrama de la alteración provocada por la interacción campo eléctrico-átomo en materiales dieléctricos. [73]

La nueva orientación de los dipolos no ocurre de forma instantánea; hay un retraso en la alineación y desalineación provocadas por el campo eléctrico. Este fenómeno, conocido como relajación dieléctrica, puede representarse mediante el modelo de relajación de Debye (figura 7.6), el cual describe la variación de la permitividad compleja en función de la frecuencia.

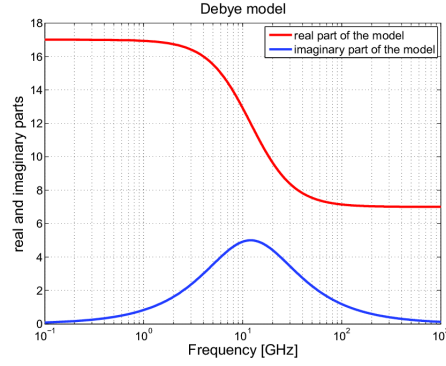


Figura 7.6: Parte real e imaginaria del modelo de relajación de Debye [72]

El modelo de Debye es el más simple de las representaciones existentes, ya que considera que el material tiene un único tiempo de relajación. La permitividad compleja se expresa como:

$$\epsilon(f) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + j\frac{f}{f_r}} \quad (7.14)$$

Donde ϵ_s es la permitividad estática, ϵ_{∞} es la permitividad a alta frecuencia y f_r es la frecuencia de relajación.

Otro modelo que refleja el comportamiento de la relajación dieléctrica es el modelo de Cole-Cole, una generalización del modelo de Debye, introduce una distribución de tiempos de relajación para tener en cuenta la heterogeneidad de los materiales, agregando un parámetro. Este modelo expresa la permitividad compleja como:

$$\epsilon^*(f) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + j\left(\frac{f}{f_r}\right)^{1-\alpha}} \quad (7.15)$$

El nuevo parámetro α ($0 \leq \alpha < 1$) es un parámetro adimensional que describe la distribución de los tiempos de relajación en el material.

Otra generalización del modelo de Debye, es el modelo Cole-Davidson utilizado para describir materiales con una caída más gradual de la permitividad respecto a la frecuencia, introduce el parámetro β el cual indica dispersión de los tiempos de relajación.

$$\epsilon(f) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{\left(1 + j\left(\frac{f}{f_r}\right)\right)^{\beta}} \quad (7.16)$$

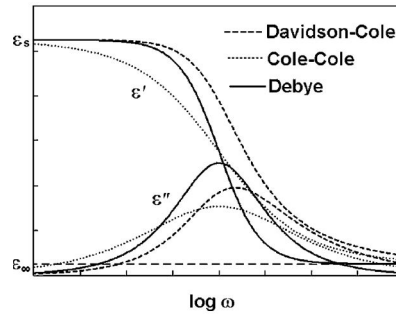


Figura 7.7: Comparación de la parte real e imaginaria entre los modelos de relajación de Debye, Cole-Cole y Cole-Davidson [74]

El modelo de Havriliak-Negami es una combinación de los modelos de Cole-Cole y Cole-Davidson y es el más general de los tres. Introduce dos parámetros adicionales, α y β , para ajustar la forma y la dispersión de la curva de relajación:

$$\epsilon(f) = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{\left(1 + \left(\frac{f}{f_r}\right)^{1-\alpha}\right)^{\beta}} \quad (7.17)$$

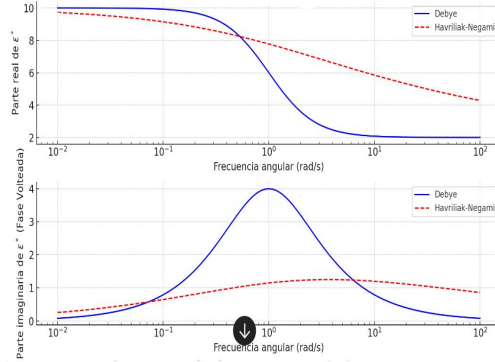


Figura 7.8: Comparación de la parte real e imaginaria entre los modelos de relajación de Debye y Havriliak-Negami

7.2.2. Cálculo de variables

Los valores necesarios para poder hacer uso del modelo de Debye son ϵ_{∞} , ϵ_s y f_r

- Permitividad estática (ϵ_s): es la medida de la permitividad cuando el material interactúa con un campo eléctrico estático; es decir, a frecuencia cero o muy baja. El cálculo se puede hacer de dos formas:

$$\epsilon_s = \frac{C}{C_{air}} \quad (7.18)$$

Donde C es la capacitancia de un condensador cuyo dieléctrico es el material a caracterizar y C_{air} es la capacitancia de un condensador que tiene una distancia de separación entre las placas igual al tamaño de la muestra, sin ningún dieléctrico en este espacio. Por lo que para este caso, es necesario contar con dos condensadores[72].

Por otro lado, en la siguiente relación solo se necesita un condensador de área y separación conocida [75].

$$C = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{A}{\Delta x} \quad (7.19)$$

Donde, C es la capacitancia, ϵ_0 es la permitividad en el vacío y Δx es la separación entre las placas, en este caso sería el grosor de la muestra.

- Permitividad a frecuencias altas (ϵ_{∞}): Este valor se halla graficando la amplitud del parámetro S calibrado.
- Frecuencia de relajación (f_r): Este valor se halla graficando la fase del parámetro S calibrado.

Las mediciones necesarias para poder encontrar la permitividad usando este método son:

$$S_{21cal} = \frac{S_{21meas}}{S_{21through}} \quad (7.20)$$

Donde S_{21meas} es la medición del parámetro con la muestra colocada en la apertura de las antenas, $S_{21through}$ es la medición cuando sólo hay aire entre las antenas y S_{21cal} es la señal calibrada.

También se puede hacer uso de la medición del parámetro de reflexión para tener un modelo para comparar, esto lo hacen tanto en [72] y [75] sin obtener buenos resultados. Las mediciones necesarias para hallar el valor calibrado de este coeficiente son:

$$S_{11cal} = \frac{S_{11meas} - S_{11foam}}{S_{11alu} - S_{11foam}} \quad (7.21)$$

Donde S_{11meas} es la medición cuando la muestra esta en junto a una de las antenas, S_{11foam} es el parámetro medido cuando se coloca un material absorbente justo frente a una de las antenas, S_{11alu} es la medición cuando se coloca un metal frente a una de las antenas y S_{11cal} es el coeficiente de reflexión calibrado.

7.3. Implementación

La implementación de este método no se llevó a cabo de manera satisfactoria; sin embargo, se detallará todo el proceso de implementación, su evolución, y los resultados obtenidos a partir de las diferentes acciones realizadas. Todas las mediciones comparten una calibración de tipo SOLT en ambas bandas y se realizaron con los siguientes materiales:

- **VNA:** Cobalt Series C4420
- **Banda V**
 - **Guía de onda:** WR-15
 - **Extensor de frecuencia:** FEV-15
 - **Antena:** SAZ-2410-15-S1 (tabla 7.1)
- **Banda W**
 - **Guía de onda:** WR-10
 - **Extensor de frecuencia:** STO-1020305-C-E1
 - **Antena:** SAQ-943010-10-S1 (tabla 7.2)

Tabla 7.1: Especificaciones dadas por el fabricante de la antena utilizada para caracterizar la banda V con el método de espacio libre

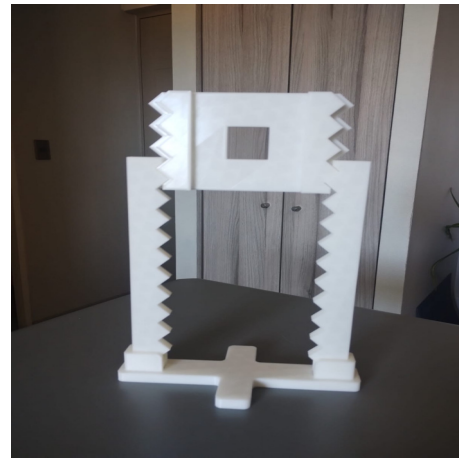
Especificación	Antena
Marca	Eravant
SKU	SAZ-2410-15-S1
Rango de frecuencias	50 a 75[GHz]
Guía de onda	WR-15
Ganancia	24 dBi
Polarización	lineal

Tabla 7.2: Especificaciones dadas por el fabricante de la antena con lente utilizada para caracterizar la banda W con el método de espacio libre

Especificación	Antena
Marca	Eravant
SKU	SAQ-943010-10-S1
Rango de frecuencias	75 a 110[GHz]
Guía de onda	WR-10
Distancia focal	25.4[mm]
Tamaño del punto	4.572[mm]
Polarización	lineal

7.3.1. Primeras mediciones

Las primeras mediciones se realizaron únicamente en la banda W, colocando la muestra equidistante entre ambas antenas. Dado que las antenas estaban equipadas con lentes, el fenómeno de difracción provocado por los bordes de la muestra se atenúa, ya que la transmisión se focaliza en un punto conocido. Estas antenas generan un punto focal (spotsize) de 4.572 mm, por lo que la muestra debe tener al menos tres veces el tamaño de este punto. En cuanto al grosor, la documentación sugiere que la muestra puede tener un grosor de $\lambda/4$ o $3\lambda/4$; por facilidad de manipulación, se optó por el grosor de $3\lambda/4$. Por lo tanto, en las primeras mediciones se utilizaron plataformas regulables (figura 7.9a), muestras de 30 mm x 30 mm x 2.4 mm, y se diseñó un portamuestras (figura 7.9b) en el software Fusion 360 para acomodar ejemplares de estas dimensiones.

**(a)** Plataformas regulables en altura**(b)** Primer portamuestras diseñado**Figura 7.9:** Elementos usados para implementar el método de espacio libre en las primeras mediciones

El código utilizado para procesar los datos se encuentra en el anexo A.2. Es importante mencionar que el alineamiento de las antenas se realizó manualmente; aunque los resultados no se documentaron, no fueron satisfactorios. Debido a esta situación, se procedió a evaluar el método numérico empleado, el cual se basaba en los parámetros S.

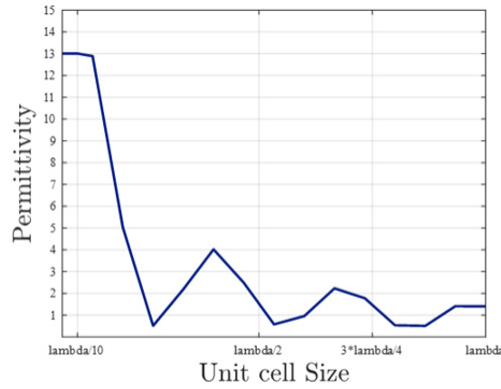
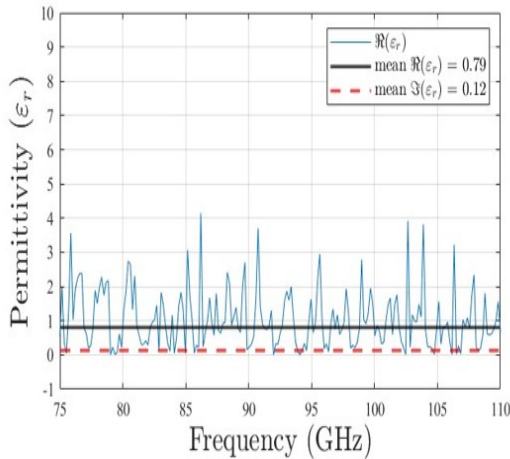
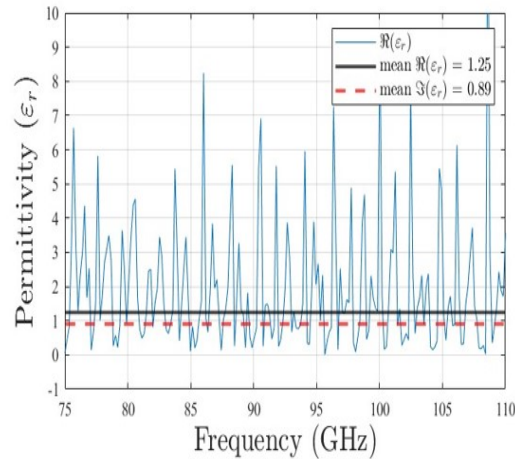


Figura 7.10: Análisis del método numérico utilizado en las primeras implementaciones del método de espacio libre

En la figura 7.10 se observa que el método proporciona la permitividad deseada para valores cercanos a $\lambda/10$. Considerando estos resultados, se repitieron las mediciones utilizando muestras con un grosor de $\lambda/10$, lo que implicó reducirlo a 0.32 mm. Los resultados de estas mediciones se presentan en la figura 7.11.



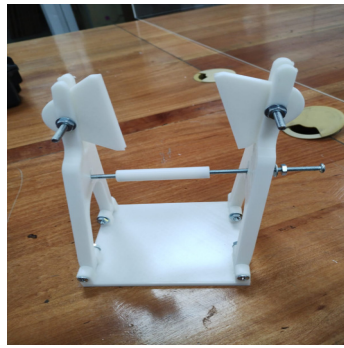
(a) Medición para aire



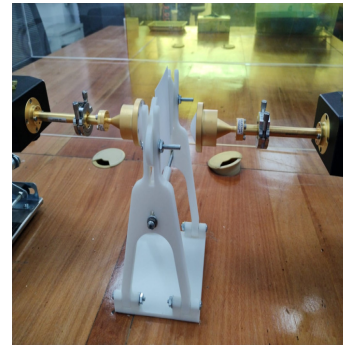
(b) Medición para PLA

Figura 7.11: Medición considerando muestra de 0,32mm de grosor usando el método de espacio libre en la banda W

Los resultados y las iteraciones realizadas permitieron identificar importantes fuentes de error: la alineación del sistema completo, la regulación de las alturas, el tamaño de las muestras y la precisión en las distancias. Para mitigar estos errores, se implementaron varias acciones. En primer lugar, se optó por aumentar el tamaño de las muestras para obtener una mayor superficie útil para la transmisión entre las antenas, lo que a su vez facilitaría la alineación del sistema. Con este objetivo, se diseñó un segundo portamuestras (figura 7.12a) capaz de sostener muestras de diferentes tamaños, quedando el banco de pruebas configurado como se muestra en la figura 7.12b.



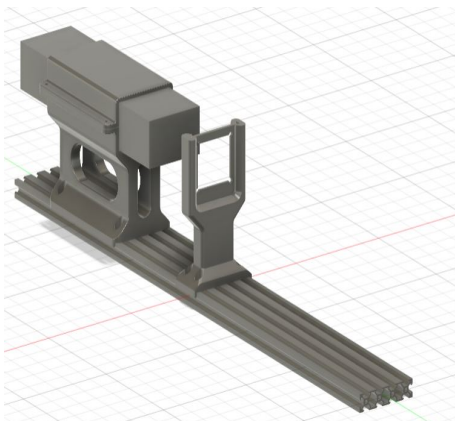
(a) Plataformas regulables en altura



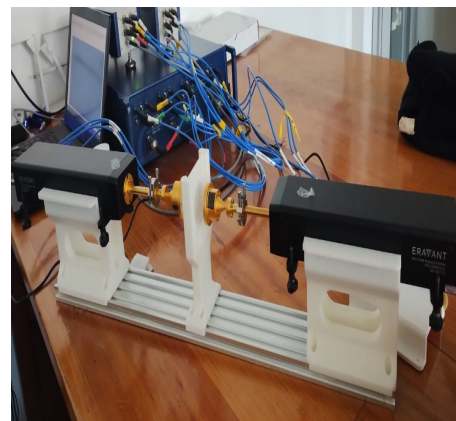
(b) Segundo banco de pruebas utilizado

Figura 7.12: Implementación del segundo banco de pruebas para caracterizar materiales con el método de espacio libre

Sin embargo, este diseño fue rápidamente descartado, ya que no resolvía los problemas de alineación ni la variabilidad en las alturas. Se procedió entonces a iterar un nuevo diseño, teniendo en cuenta estos errores. La alineación de las antenas se solucionó mediante un riel de aluminio que permitía colocar pilares para ajustar la altura de las antenas, además de un portamuestras que utilizaba el mismo riel como base y permitía cambiar las muestras sin necesidad de mover el sistema. El diseño modelado se muestra en la figura 7.13.



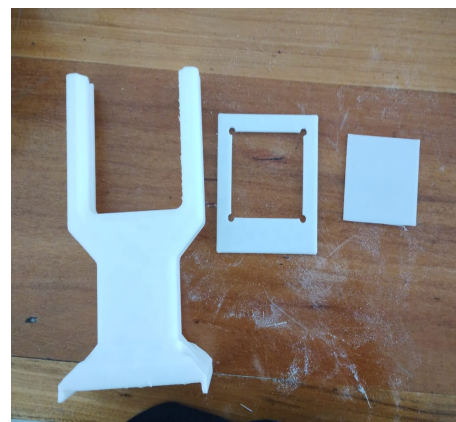
(a) Modelo en Fusion 360



(b) Banco de pruebas montado



(c) Base de antenas



(d) Portamuestras con tarjeta extraíble

Figura 7.13: Diseño e implementación del tercer banco de pruebas, utilizando un riel para alinear las antenas al utilizar el método de espacio libre

A pesar de las mejoras implementadas, los resultados mantuvieron la misma tendencia observada en los datos previos. En las muestras de 1 mm de grosor, los valores obtenidos para el aire y el PLA se acercaban a 1. Sin embargo, al usar una muestra de 0.32 mm de grosor, los resultados aumentaban, alcanzando valores cercanos a 2.5. Esto significa que, en ninguno de los grosores evaluados, se lograron obtener resultados satisfactorios para ambas medidas simultáneamente.

7.3.2. Implementación usando modelo de Debye

Como se explicó anteriormente, la metodología seleccionada fue la modelación de la permitividad utilizando el modelo de relajación de Debye. En el documento de referencia [72], las muestras empleadas tenían un grosor de 2 mm en todas las bandas y un diámetro de 8 a 10 cm. En este trabajo, se confeccionaron muestras con dimensiones similares: 9 cm de diámetro y 2 mm de grosor. Esto requirió modificar el portamuestras, originalmente diseñado para muestras rectangulares. El nuevo diseño adoptó una forma circular, manteniendo las mismas características, pero sin incluir una tarjeta extraíble (figura 7.14).



Figura 7.14: Último banco de pruebas creado para la implementación del método de espacio libre para las bandas V y W

Para implementar este método, se construyó un condensador ajustable (figura 7.15a); sin embargo, finalmente se optó por utilizar el parámetro ϵ_s proporcionado por el fabricante a bajas frecuencias. Además, a diferencia de las mediciones previas, la muestra se colocó lo más cerca posible de una de las antenas para realizar las mediciones (figura 7.15b).



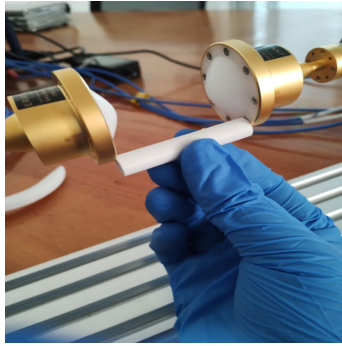
(a) Condensador diseñado



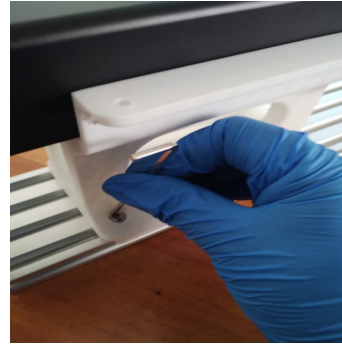
(b) Posicionamiento de la muestra

Figura 7.15: Condensador diseñado para hallar valores de la muestra en baja frecuencia y el posicionamiento de la muestra al tomar los datos en el método de espacio libre

Para asegurar una toma de datos precisa, se utilizó un pequeño tubo impreso en 3D para ajustar la distancia entre las antenas de manera precisa (figura 7.16a), y se fijaron las bases de los elementos al riel mediante pernos (Figura 7.16b).



(a) Separación de las antenas con ayuda de un elemento impreso



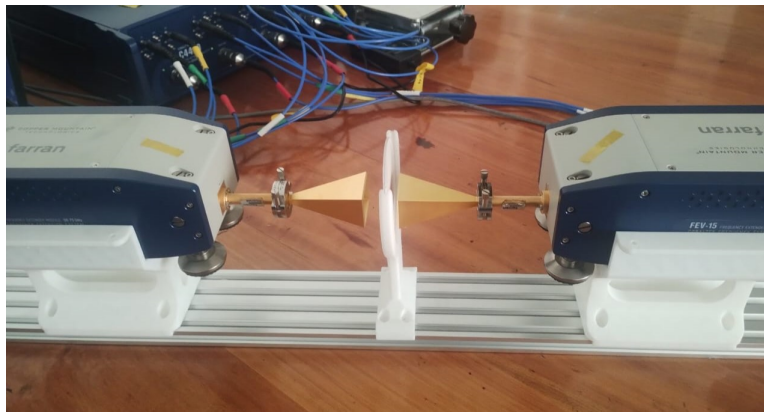
(b) Fijación de los pilares al riel

Figura 7.16: Acciones aplicadas para disminuir errores en las mediciones del método de espacio libre

7.3.3. Resultados

Banda V

Las antenas utilizadas en esta banda no contaban con un lente focalizador, lo que complicó las mediciones, dado que las muestras empleadas en la banda W son demasiado pequeñas para obtener resultados óptimos. En [75], un trabajo que empleó el mismo método utilizado en este proyecto, se usaron muestras de 200 mm x 200 mm x 2 mm al no contar con un lente, pero se descartó esta opción en el presente trabajo, ya que los resultados obtenidos en la banda W no justificaban una inversión de recursos tan significativa. Por lo tanto, en este trabajo se utilizaron las mismas muestras para ambas bandas, manteniendo los mismos cuidados en la toma de datos.

**Figura 7.17:** Implementación del método de espacio libre para caracterizar materiales en la banda V

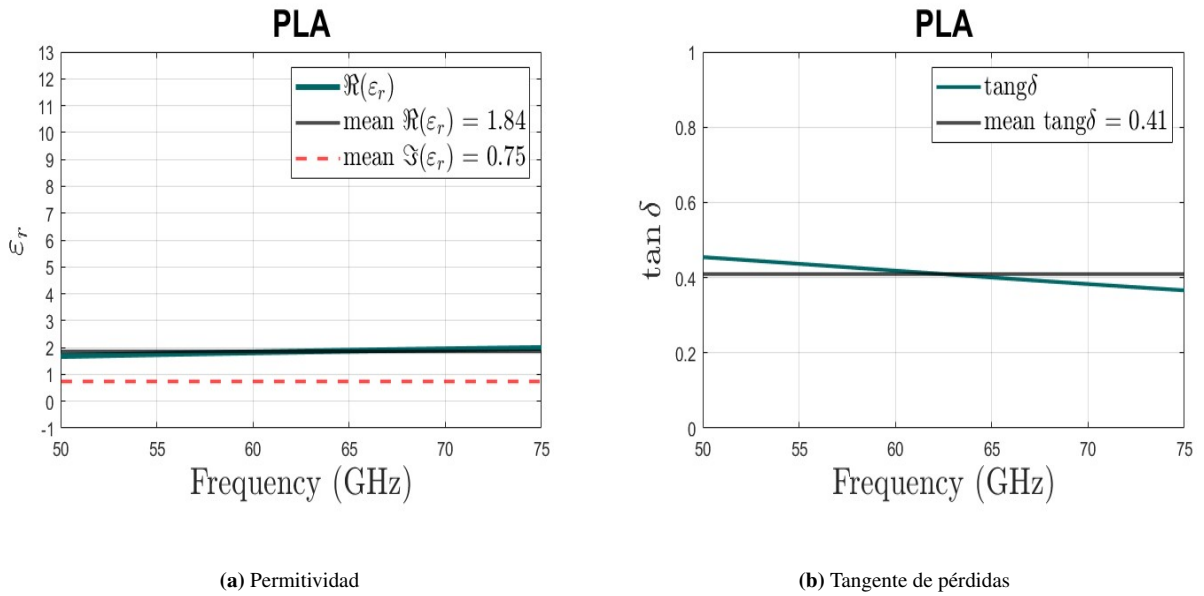


Figura 7.18: Caracterización de muestra PLA en banda V usando el método de espacio libre

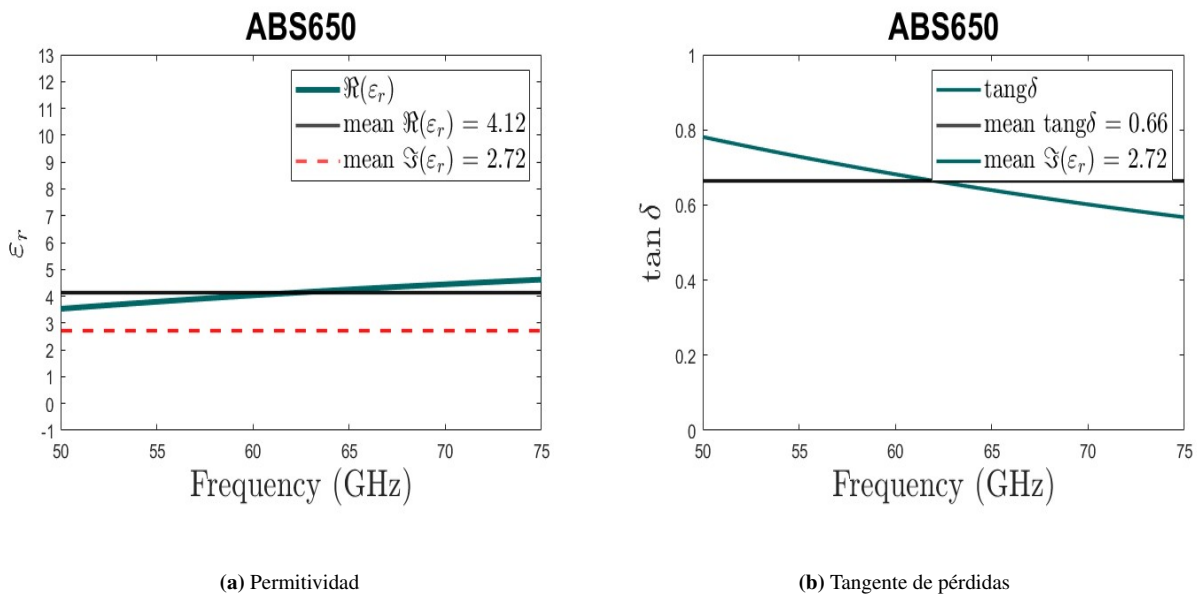


Figura 7.19: Caracterización de muestra ABS 650 en banda V usando el método de espacio libre

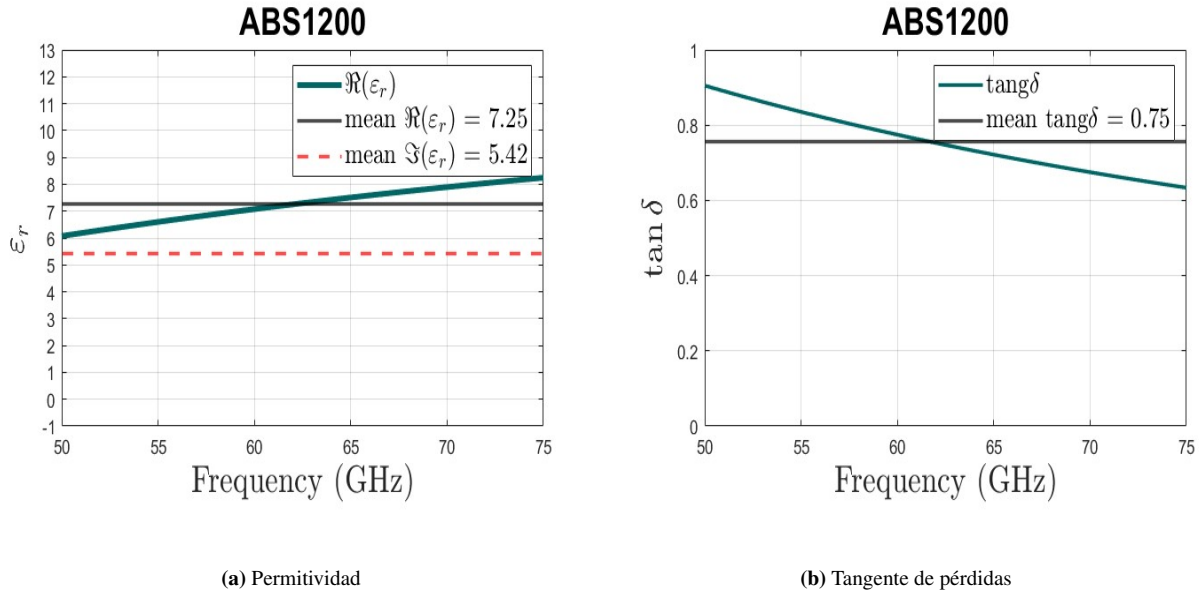


Figura 7.20: Caracterización de muestra ABS 1200 en banda V usando el método de espacio libre

Banda W

En la banda W, se utilizaron antenas con un lente focalizador integrado, lo que permitió que las mejoras implementadas durante el desarrollo se basaran en los resultados obtenidos en esta banda. Los resultados que se adjuntan a continuación son los obtenidos tras aplicar todas las acciones descritas para minimizar los errores. El código utilizado para procesar estos datos, así como los de la banda V, se encuentra en el anexo A.3.

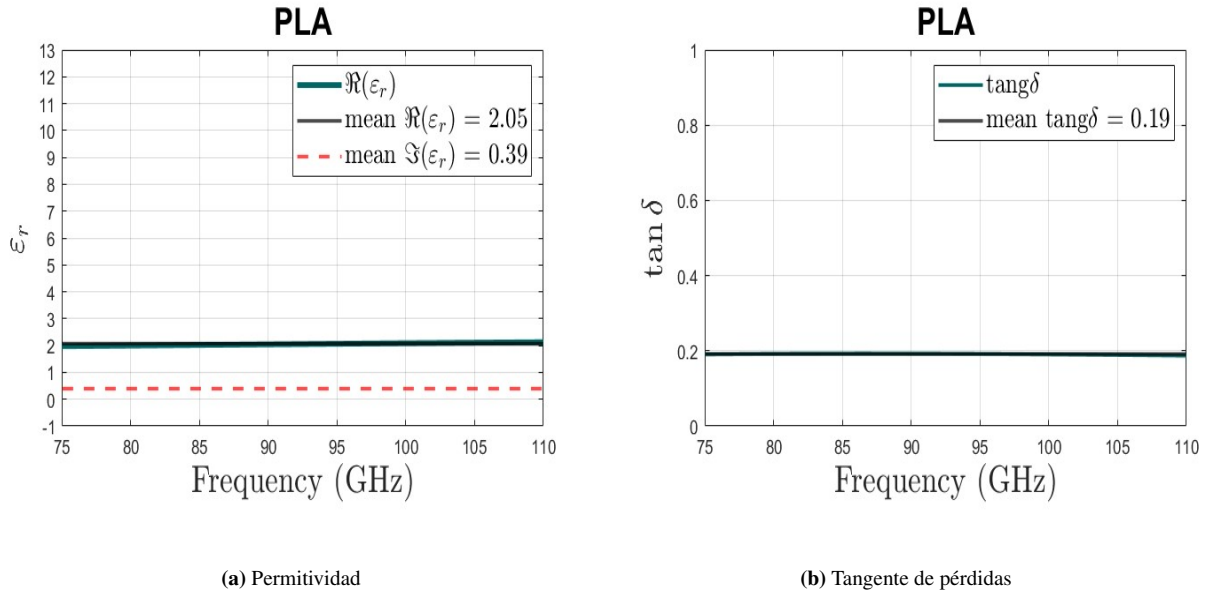


Figura 7.21: Caracterización de muestra PLA en banda W usando el método de espacio libre

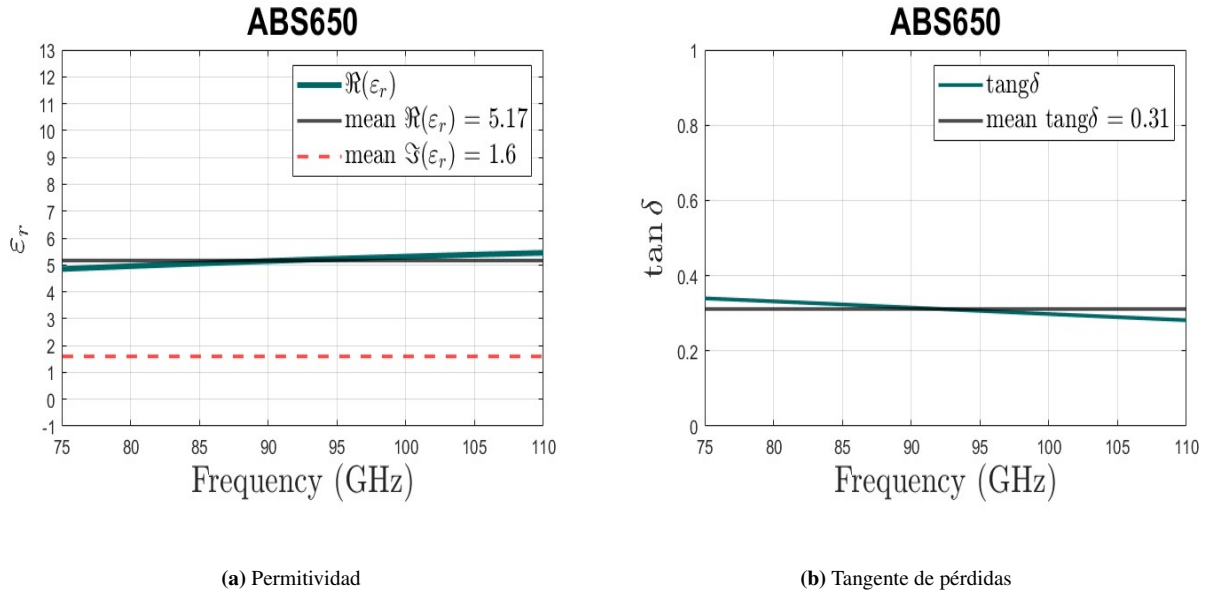


Figura 7.22: Caracterización de muestra ABS 650 en banda W usando el método de espacio libre

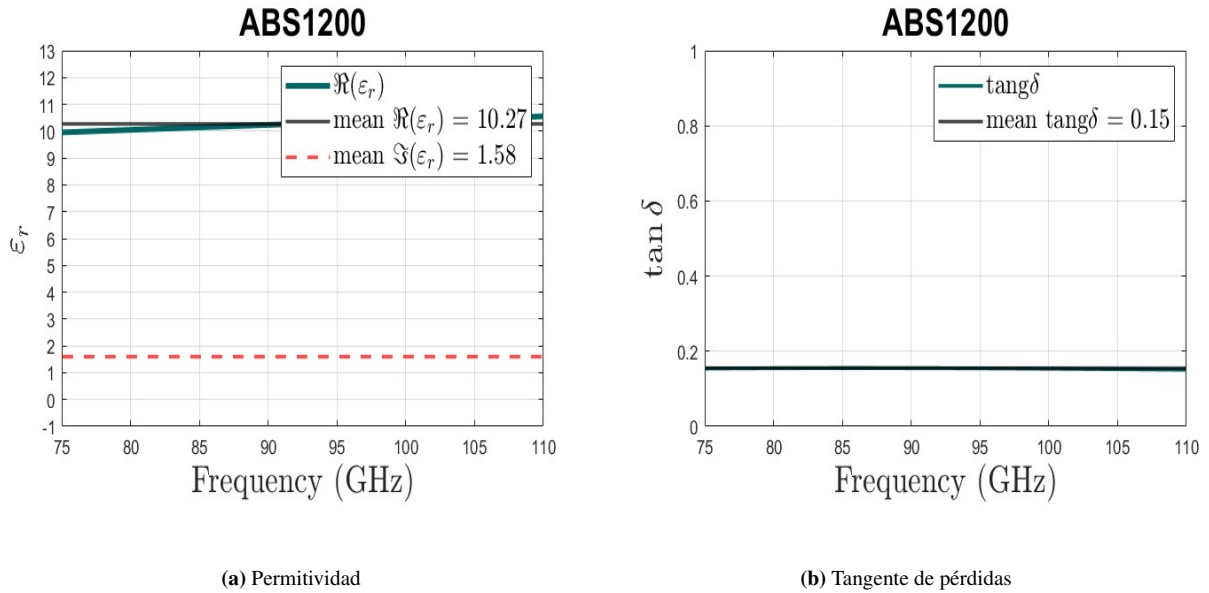


Figura 7.23: Caracterización de muestra ABS 1200 en banda W usando el método de espacio libre

Los resultados se pueden encontrar resumidos y ordenados en las tablas 7.3 y 7.4. Además en el anexo B.2 se adjuntan los gráficos de la magnitud y fase del parámetros S_{21} calibrado de cada medición.

Los resultados obtenidos en la banda V no son sorprendentes, ya que se utilizó una muestra de menor tamaño de lo recomendado, y además se carecía de un lente para concentrar la señal. Por otro lado, aunque los resultados en la banda W fueron superiores, no pueden considerarse satisfactorios. Esto se debe a que, a pesar de que el método utilizado es conocido por su imprecisión, aún falta realizar más mediciones para obtener datos adicionales para la comparación.

Tabla 7.3: Resumen resultados obtenidos al aplicar el método de espacio libre en la banda V

Material	ϵ_s	$\tan \delta$
PLA	1.84	0.41
ABS650	4.12	0.66
ABS1200	7.25	0.75

Tabla 7.4: Resumen resultados obtenidos al aplicar el método de espacio libre en la banda W

Material	ϵ_s	$\tan \delta$
PLA	2.05	0.19
ABS650	5.17	0.31
ABS1200	10.27	0.15

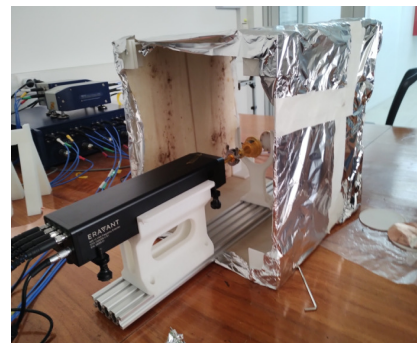
Además, persisten errores que deben ser corregidos para mejorar la precisión de los resultados.

El banco de pruebas diseñado e implementado facilita una adecuada alineación entre las antenas y las muestras, así como garantiza que todos estos elementos estén a la misma altura. Sin embargo, no se resolvió el problema de la distancia entre ellos, es decir, no se puede variar con precisión en esta medida. En el condensador mostrado en la figura 7.15a, se empleó un husillo de paso conocido para ajustar milimétricamente las placas del condensador. Sería recomendable incorporar un sistema similar para lograr una distancia precisa entre todos los componentes del sistema, ya que se realizaron mediciones que confirmaron grandes variaciones en la señal transmitida al mover mínimamente una antena.

Por otro lado, también sería recomendable aislar el lugar de medición simulando una cámara anecoica. En este trabajo se consideró la posibilidad de construir una caja forrada de aluminio para simular una jaula de Faraday y equiparla con material absorbente en forma piramidal, típico de las cámaras anecoicas (figura 7.24). Sin embargo, esta idea tuvo que ser descartada por falta de materiales. No obstante, sigue siendo una opción a considerar si se busca obtener mejores resultados.



(a) Intento de proteger el espacio de medición



(b) Idea a aplicar para disminuir el error de las mediciones

Figura 7.24: Posibles acciones a implementar para mejorar las mediciones realizadas al usar el método de espacio libre

7.4. Resumen del capítulo

El método de espacio libre es ampliamente utilizado en altas frecuencias debido a su facilidad para manipular muestras y su capacidad de realizar mediciones sin contacto, lo que resulta especialmente beneficioso para la caracterización de materiales a altas temperaturas. Este método requiere que las muestras sean planas para evitar la difracción y, aunque su precisión puede verse afectada por factores externos, sigue siendo eficaz tanto para materiales con bajas como con altas pérdidas. Existen configuraciones de reflexión y transmisión para aplicar este método, siendo la configuración de transmisión la que se utiliza en este trabajo.

Los parámetros medidos en esta técnica son los parámetros de dispersión S , y para extraer la permitividad compleja es necesario emplear algoritmos numéricos. Entre los más utilizados se encuentran el algoritmo de Nicolson-Ross-Weir (NRW), el NIST iterativo, y el “New Non-iterative”. El algoritmo NRW, que sirve como base para los otros dos, es conocido por su precisión media y su análisis numérico rápido. El NIST iterativo, como su nombre indica, busca converger a cero a partir de un valor inicial; aunque es lento y requiere un alto costo computacional, ofrece una alta precisión. Por último, el método “New Non-iterative” es similar al NRW, pero introduce valores efectivos de permitividad y permeabilidad para extraer los términos relativos.

Después de analizar estos métodos numéricos y revisar otros trabajos que los utilizan, se decidió adoptar un enfoque diferente en este proyecto. Se asumió que la permitividad seguía un modelo de relajación de Debye, por lo que se utilizó esta relación para extraer las variables de interés. Las incógnitas necesarias para aplicar este modelo son la permitividad en baja (ϵ_s) y alta frecuencia (ϵ_∞), así como la frecuencia de relajación (f_r).

Con el fin de realizar las mediciones, se fue mejorando el banco de trabajo a medida que se aprendía más sobre el método. Tras varias iteraciones, se logró construir un banco de pruebas que reducía varios errores, aunque aún presenta margen de mejora. El único parámetro utilizado y calibrado fue el S_{21} . Los resultados obtenidos con este coeficiente no fueron satisfactorios, especialmente en la banda V, donde las antenas carecían de lentes focalizadores y las mediciones se realizaron con muestras demasiado pequeñas para las condiciones presentes. Sin embargo, se cree que se podrían obtener mejores resultados utilizando muestras de 20 cm x 20 cm x 2 mm.

8 | Conclusiones

En este trabajo, se buscó caracterizar la permitividad compleja de materiales dieléctricos utilizados en impresión 3D para diseñar y fabricar antenas dieléctricas de onda milimétrica, con el objetivo de comprender el comportamiento de estos materiales en esta banda de frecuencias. Para alcanzar este objetivo, se emplearon tres métodos distintos, abarcando el amplio espectro correspondiente a esta banda.

Primero, se caracterizaron los materiales dieléctricos a una frecuencia de 15 GHz utilizando un anillo resonador complementario. Para ello, se diseñó el anillo en el software Ansys HFSS y, posteriormente, se fabricó para realizar las mediciones. Durante la implementación, se observó que las muestras deben ser pequeñas para asegurar un mejor contacto con el sensor, ya que de lo contrario, la frecuencia de resonancia no es fácilmente distinguible. Además, se evidenció que esta técnica requiere una curva de calibración con materiales cuya permitividad sea conocida en esa frecuencia. Considerando estos factores, se lograron obtener valores razonables de la permitividad compleja para siete materiales en esta frecuencia: ABS320, ABS440, ABS650, ABS800, ABS1000, ABS1200 y PLA. Cabe destacar que esta caracterización se realizó calibrando el anillo únicamente con dos materiales conocidos, por lo que es posible obtener valores más precisos al utilizar una mayor cantidad de materiales para construir la curva de ajuste.

El segundo método aplicado fue el de Nicolson-Ross-Weir para la caracterización en la banda K_a . Este método utiliza una guía de onda en la que se coloca una ranura para insertar la muestra a caracterizar. Se realizaron simulaciones en Ansys antes de la implementación, y se planteó inicialmente realizar las mediciones con muestras de 1 mm o menos de espesor. Sin embargo, las pruebas prácticas revelaron que un grosor de 3 mm, coincidente con el valor del grosor de la ranura, facilitaba la inserción y evitaba la presencia de brechas de aire entre la muestra y la pared de la guía. Con esta técnica, se caracterizaron los mismos siete materiales que se habían caracterizado con el anillo resonador.

Finalmente, para las bandas V y W, se empleó el método de espacio libre, que consiste en colocar la muestra entre la transmisión de dos antenas enfrentadas. Esta configuración puede conllevar varios errores, como la alineación vertical y horizontal de las antenas, el alineamiento con la muestra, y el distanciamiento entre los elementos del sistema. El banco de trabajo construido permitió solucionar problemas de alineación y nivelación.

El método de espacio libre no tiene un procesamiento de datos definido, pero generalmente se utilizan tres: Nicolson-Ross-Weir, NIST iterativo y “New Non-Iterative”. No obstante, en este trabajo se optó por un enfoque alternativo, modelando la permitividad compleja mediante un modelo de relajación de Debye. Por lo tanto, las mediciones se realizaron con el objetivo de obtener las variables necesarias para este modelo: permitividad en bajas frecuencias (ϵ_s), permitividad en altas frecuencias (ϵ_∞), y frecuencia de resonancia (f_r).

Los resultados en la banda V fueron los menos satisfactorios, debido a la falta de un lente focalizador en las antenas utilizadas y al uso de una muestra de dimensiones menores a las recomendadas. Por otro lado, en la banda W, los resultados mejoraron al no presentar estos dos factores de error, aunque aún no fueron óptimos. Con base en lo estudiado y aprendido, se pueden realizar una serie de recomendaciones para mejorar la implementación:

- La distancia entre las antenas debe ser muy precisa, ya que se comprobó que un desplazamiento de unos pocos milímetros alteraba drásticamente la señal recibida. Sería recomendable implementar un sistema regulador de distancia basado en un husillo de paso conocido, para ajustar con precisión el distanciamiento entre los elementos, como se hizo en el condensador diseñado para este trabajo.
- La calibración utilizada en este método fue del tipo SOLT, pero la documentación revisada sugiere que es más apropiada una calibración Thru-Reflect-Line (TRL). Para realizar este tipo de calibración, las antenas deben

desplazarse con precisión, lo cual está relacionado con la sugerencia anterior. A grandes rasgos, esta calibración requiere una carga de alta reflexión y dos líneas de diferentes longitudes; la parte de reflexión se puede lograr fácilmente con una placa de metal colocada en el centro del sistema, pero las otras dos mediciones deben realizarse con una distancia de un cuarto de longitud de onda de diferencia, lo que requiere mucha precisión.

- Para mediciones en espacio libre siempre es mejor realizar las mediciones en un entorno libre de ruido, como una cámara anecoica o similar, para reducir las interferencias y reflexiones que se producen en espacio libre.
- Por último, si se desea implementar el modelo de Debye y utilizar los parámetros S_{11} , tanto el material absorbente como la placa de metal deben ser planos y tener el mismo grosor que la muestra que se está caracterizando.

Referencias

- [1] 3D Market. *Impresoras 3d Como Funcionan*. [Internet; visitado 6-Agosto-2024]. 2015. URL: <https://www.3dmarket.mx/tipos-de-impresion-3d/impresora-3d-amazon/>.
- [2] Xometry China. *Selective laser sintering (SLS) 3D printing: Technology overview*. [Internet; visitado 6-Agosto-2024]. 2021. URL: <https://xometry.asia/en/selective-laser-sintering-sls-3d-printing-technology-overview/>.
- [3] Everything RF. *What are mmWaves or Millimeter Waves?* [Internet; visitado 8-Agosto-2024]. 2023. URL: <https://www.everythingrf.com/community/what-are-millimeter-waves>.
- [4] Lorenzo Luini, Roberto Nebuloni y Carlo Riva. “Ka-to-W Band EM Wave Propagation: Tropospheric Effects and Countermeasures”. En: *Wave Propagation Concepts for Near-Future Telecommunication Systems*. Ed. por Sandra Costanzo. Rijeka: IntechOpen, 2017. Cap. 3. DOI: [10.5772/66660](https://doi.org/10.5772/66660). URL: <https://doi.org/10.5772/66660>.
- [5] Escort. *What Does Ka Mean on a Radar Detector?* [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. URL: <https://www.escortradar.com/blogs/news/what-does-ka-mean-on-a-radar-detector#:~:text=The%20Ka%20band%20spans%20from,important%20for%20drivers%20to%20monitor>.
- [6] Inmarsat. *Inmarsat Announces 1,2bnInvestmentinNextGenerationKa-bandSatelliteNetwork*. [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. 2010. URL: <https://web.archive.org/web/20130511072329/http://www.inmarsat.com/corporate/media-centre/press-releases/inmarsat-announces-1.2bn-investment-in-next-generation-ka-band-satellite-network>.
- [7] Escort. *What Are Radar Detector Bands?* [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. URL: https://www.escortradar.com/blogs/news/k-ka-x-band-radar?srltid=AfmB0opBcY7vyMis7_p-X_iKzmKFYhVcsx8TLxcm2f00Se4PQeuVLlnD.
- [8] Everything RF. *What is the V Band?* [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. URL: <https://www.everythingrf.com/community/v-band#:~:text=The%20V%20Bband%20is%20license,capacity%2C%20line%20of%20sight%20communications..>
- [9] TeraSense. *W band technology*. [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. URL: <https://terasense.com/terahertz-technology/w-band-technology/>.
- [10] *Efecto del dieléctrico en un condensador*. [Internet; visitado 6-Agosto-2024]. URL: http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/campo_electrico/dielectrico/dielectrico.htmhttp://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/campo_electrico/dielectrico/dielectrico.htm.
- [11] Agilent-Technologies. *Basics Of Measuring The Dielectric Properties Of Material*. 2006.
- [12] José Luis Monroy Amado, Fernando Luis Bianco y G. Naldini. “Caracterización de amplificadores de microondas: de los Parámetros-S a los Parámetros-X”. En: 2016. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:172067490>.
- [13] John Fuchs. *Ultrasonics – Transducers – What is “Q”?* [Internet; visitado 12-Agosto-2024]. 2012. URL: <https://techblog.ctgclean.com/2012/01/ultrasonics-transducers-what-is-q/>.
- [14] Mónica Campos, Paulina Flores y Fabian Saenz. “Implementación de una cámara anecoica en la banda de 2 - 3 GHz”. En: (dic. de 2006).
- [15] Laura Linaldelli. *Cámara Anecoica*. [Internet; visitado 25-Agosto-2024]. 2004. URL: <https://proyectoidis.org/camara-anecoica/>.

- [16] Y Pinto Ballesteros. “Diseño y especificación de una cámara anecoica”. En: [Internet; visitado 9-Agosto-2024]. Uniandes, 2004. URL: <https://repositorio.uniandes.edu.co/server/api/core/bitstreams/437210dd-0ff6-442e-a697-0b5254764680/content>.
- [17] Electronics-notes. *Full 2-Port Calibration What is a Vector Network Analyzer, VNA: how it works*. [Internet; visitado 15-Agosto-2024]. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/test-methods/rf-vector-network-analyzer-vna/what-is-a-vna.php>.
- [18] Keysight. *Full 2-Port Calibration*. [Internet; visitado 15-Agosto-2024]. URL: https://helpfiles.keysight.com/csg/e5061b/measurement/calibration/basic_calibrations/full_2_port_calibration.htm.
- [19] All3DP. *The Official History of the RepRap Project*. [Internet; visitado 5-Agosto-2024]. 2016. URL: <https://all3dp.com/history-of-the-reprap-project/>.
- [20] L. Huitema y T. Monediere. “Dielectric Materials for Compact Dielectric Resonator Antenna Applications”. En: *Dielectric Material*. Ed. por Marius Alexandru Silaghi. Rijeka: IntechOpen, 2012. Cap. 2. doi: [10.5772/50612](https://doi.org/10.5772/50612). URL: <https://doi.org/10.5772/50612>.
- [21] Francesco Chietera, Riccardo Colella y Luca Catarinucci. “Dielectric Resonators Antennas Potential Unleashed by 3D Printing Technology: A Practical Application in the IoT Framework”. En: *Electronics* 11 (dic. de 2021), pág. 64. doi: [10.3390/electronics11010064](https://doi.org/10.3390/electronics11010064).
- [22] Senior RF Applications Engineer Colby Hobart. *Dielectric Resonator Antennas (DRA): Applications, Design, Fabrication Methods*. [Internet; visitado 5-Agosto-2024]. 2022. URL: <https://3dfortify.com/complete-guide-to-dielectric-resonator-antennas/>.
- [23] Graham Brodie, Mohan Jacob y Peter Farrell. *Microwave and Radio-Frequency Technologies in Agriculture: An Introduction for Agriculturalists and Engineers*. Dic. de 2015. ISBN: 9783110455403. doi: [10.1515/9783110455403](https://doi.org/10.1515/9783110455403).
- [24] Jyh Sheen. “Study of microwave dielectric properties measurements by various resonance techniques”. En: *Measurement* 37 (mar. de 2005), págs. 123-130. doi: [10.1016/j.measurement.2004.11.006](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2004.11.006).
- [25] Muhammad Talha Khan y Syed Muzamil Ali. “A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials”. En: *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering* 1.1 (2012).
- [26] Jerzy Krupka. “Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies”. En: *Measurement Science and Technology* 17 (2006), R55-R70.
- [27] Jerzy Krupka. “Microwave Measurements of Electromagnetic Properties of Materials”. En: *Materials* 14 (sep. de 2021), pág. 5097. doi: [10.3390/ma14175097](https://doi.org/10.3390/ma14175097).
- [28] Graham Brodie, Mohan Jacob y Peter Farrell. *Microwave and Radio-Frequency Technologies in Agriculture: An Introduction for Agriculturalists and Engineers*. Dic. de 2015, págs. 52-74. ISBN: 9783110455403. doi: [10.1515/9783110455403](https://doi.org/10.1515/9783110455403).
- [29] Andrew Gregory y Robert Clarke. “A Review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids”. En: *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* 13 (sep. de 2006), págs. 727-743. doi: [10.1109/TDEI.2006.1667730](https://doi.org/10.1109/TDEI.2006.1667730).
- [30] Shyam Jha et al. “Measurement techniques and application of electrical properties for nondestructive quality evaluation of foods—A review”. En: *Journal of food science and technology* 48 (ago. de 2011), págs. 387-411. doi: [10.1007/s13197-011-0263-x](https://doi.org/10.1007/s13197-011-0263-x).
- [31] Kashif Saeed et al. “Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications”. En: feb. de 2012. ISBN: 978-953-51-0103-1. doi: [10.5772/36302](https://doi.org/10.5772/36302).
- [32] Nicolas Reyes et al. “Complex Dielectric Permittivity of Engineering and 3D-Printing Polymers at Q-Band”. En: *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 39 (nov. de 2018). doi: [10.1007/s10762-018-0528-9](https://doi.org/10.1007/s10762-018-0528-9).
- [33] Richard G. Geyer et al. “Measuring the permittivity and permeability of lossy materials :: solids, liquids, metals, building materials, and negative-index materials”. En: 2005.
- [34] Ouassan, Youssef, Bri, Seddik y Habibi, Mohamed. “Complex permittivity of FeSiAl/Al2O3 ceramic composite at X-band frequencies”. En: *E3S Web Conf.* 297 (2021), pág. 01013. doi: [10.1051/e3sconf/202129701013](https://doi.org/10.1051/e3sconf/202129701013). URL: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202129701013>.

- [35] Edward J Rothwell et al. "Analysis of the Nicolson-Ross-Weir method for characterizing the electromagnetic properties of engineered materials". En: *Progress In Electromagnetics Research* 157 (2016), págs. 31-47.
- [36] MS Venkatesh y GSV Raghavan. "An overview of dielectric properties measuring techniques". En: *Canadian biosystems engineering* 47.7 (2005), págs. 15-30.
- [37] Jyh Sheen, wei-lung Mao y Weihsing Liu. "Study on the Measurements Techniques of Microwave Dielectric Properties". En: (ene. de 2009).
- [38] Martina Delgado-Pinar et al. "Whispering Gallery Modes for Accurate Characterization of Optical Fibers' Parameters". En: nov. de 2018. ISBN: 978-1-78985-351-3. doi: [10.5772/intechopen.81259](https://doi.org/10.5772/intechopen.81259).
- [39] Olena Shaforost. "Microwave whispering-gallery resonators for nanolitre liquid sensing". En: (2009). URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:139008902>.
- [40] Jerzy Krupka. "Precise Measurements of the Complex Permittivity of Dielectric Materials at Microwave Frequencies". En: *Materials Chemistry and Physics* 79 (abr. de 2003), págs. 195-198. doi: [10.1016/S0254-0584\(02\)00257-2](https://doi.org/10.1016/S0254-0584(02)00257-2).
- [41] Giuseppe Annino, Mario Cassettari y Massimo Martinelli. "Study On Planar Whispering Gallery Dielectric Resonators. I. General Properties". En: *International Journal of Infrared and Millimeter Waves* 23 (ene. de 2002), págs. 597-615. doi: [10.1023/A:1015709927809](https://doi.org/10.1023/A:1015709927809).
- [42] Krzysztof Derzakowski, Adam Abramowicz y Jerzy Krupka. "Whispering gallery resonator method for permittivity measurements". En: *Journal of Telecommunications and Information Technology* (ene. de 2002), págs. 43-47. doi: [10.1109/MIKON.2000.913961](https://doi.org/10.1109/MIKON.2000.913961).
- [43] C. Rubinger y L. Costa. "Building a resonant cavity for the measurement of microwave dielectric permittivity of high loss materials". En: *Microwave and Optical Technology Letters* 49 (jul. de 2007), págs. 1687-1690. doi: [10.1002/mop.22506](https://doi.org/10.1002/mop.22506).
- [44] MS Venkatesh. "Cavity perturbation technique for measurement of dielectric properties of some agri-food materials". En: *Unpublished M.Sc. thesis. Montreal, QC*. Department of Agricultural Engineering, McGill Universit. 1996.
- [45] Stephen J. Hogan. "Use of a Fabry-Perot Resonator at Millimeter Wave Frequencies in the Determination of Thin Film Resistivities". En: (ago. de 1979). doi: [10.2172/5927333](https://doi.org/10.2172/5927333). URL: <https://www.osti.gov/biblio/5927333>.
- [46] Mohammed Nurul Afsar y Kenneth J. Button. "Millimeter-wave dielectric measurement of materials". En: *Proceedings of the IEEE* 73 (1985), págs. 131-153.
- [47] James Baker-Jarvis et al. "Dielectric Characterisation of Low-Loss Materials—A Comparison of Techniques". En: *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* 5 (sep. de 1998), págs. 571-577. doi: [10.1109/94.708274](https://doi.org/10.1109/94.708274).
- [48] Giuseppe Di Massa. "Microwave Open Resonator Techniques – Part I: Theory". En: nov. de 2012. ISBN: 978-953-51-0848-1. doi: [10.5772/51513](https://doi.org/10.5772/51513).
- [49] Ahmet Aykan. "Calibration of circular loop antennas". En: *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 47 (mayo de 1998), págs. 446-452. doi: [10.1109/19.744189](https://doi.org/10.1109/19.744189).
- [50] M. Naftaly et al. "Intercomparison of Terahertz Dielectric Measurements Using Vector Network Analyzer and Time-Domain Spectrometer". En: *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 37 (jul. de 2016). doi: [10.1007/s10762-016-0256-y](https://doi.org/10.1007/s10762-016-0256-y).
- [51] B. Riddle y James Baker-Jarvis. "Dielectric measurements using a reentrant cavity :: mode-Matching analysis James Baker-Jarvis, Bill F. Riddle." En: 1996.
- [52] A. Aykan. "Calibration of circular loop antennas". En: *IEEE Transactions on Instrumentation Measurement* 47.2 (abr. de 1998), págs. 446-452. doi: [10.1109/19.744189](https://doi.org/10.1109/19.744189).
- [53] David Marques-Villarroya et al. "Analysis of an overmoded re-entrant cavity". En: *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)* (2017), págs. 440-443.
- [54] Wander Jesus et al. "Modified parallel plate method for electromagnetic characterization of thin films in the microwave range". En: *Measurement* 204 (oct. de 2022), pág. 112069. doi: [10.1016/j.measurement.2022.112069](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2022.112069).

- [55] Timothy Grove, Mark Masters y Richard Meirs. “Determining Dielectric Constants Using a Parallel Plate Capacitor”. En: *Physics Faculty Publications* 73 (ene. de 2005). doi: [10.1119/1.1794757](https://doi.org/10.1119/1.1794757).
- [56] Muhammed Said Boybay y Omar M Ramahi. “Material characterization using complementary split-ring resonators”. En: *IEEE Transactions on instrumentation and Measurement* 61.11 (2012), págs. 3039-3046.
- [57] Chieh-Sen Lee y Chin-Lung Yang. “Thickness and permittivity measurement in multi-layered dielectric structures using complementary split-ring resonators”. En: *IEEE Sensors Journal* 14.3 (2013), págs. 695-700.
- [58] J.B. Pendry et al. “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”. En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47.11 (1999), págs. 2075-2084. doi: [10.1109/22.798002](https://doi.org/10.1109/22.798002).
- [59] Luis M. Castellanos, Francisco Lopez y Erick Reyes - Vera. “Metamateriales: principales características y aplicaciones”. En: *Revista de la Academia Colombiana de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales* 40.156 (oct. de 2016), págs. 395-401. doi: [10.18257/raccefyn.345](https://doi.org/10.18257/raccefyn.345). URL: <https://raccefyn.co/index.php/raccefyn/article/view/345>.
- [60] F. Falcone et al. “Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials”. En: *Phys. Rev. Lett.* 93 (19 nov. de 2004), pág. 197401. doi: [10.1103/PhysRevLett.93.197401](https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.93.197401). URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.93.197401>.
- [61] F. Falcone et al. “Effective negative-/spl epsiv/ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators”. En: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 14.6 (2004), págs. 280-282. doi: [10.1109/LMWC.2004.828029](https://doi.org/10.1109/LMWC.2004.828029).
- [62] M. Arif Hussain Ansari et al. “Multi-Band RF Planar Sensor Using Complementary Split Ring Resonator for Testing of Dielectric Materials”. En: *IEEE Sensors Journal* 18 (2018), págs. 6596-6606. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:50781088>.
- [63] M. Arif Hussain Ansari, Abhishek Kumar Jha y Mohammad Jaleel Akhtar. “Design and Application of the CSRR-Based Planar Sensor for Noninvasive Measurement of Complex Permittivity”. En: *IEEE Sensors Journal* 15 (2015), págs. 7181-7189. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:37033506>.
- [64] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2012. ISBN: 9781118213636. URL: <https://books.google.cl/books?id=JegbAAAAQBAJ>.
- [65] Jurgen K. A. Nogueira et al. “A Compact CSRR-Based Sensor for Characterization of the Complex Permittivity of Dielectric Materials”. En: *Electronics* 11.11 (2022). ISSN: 2079-9292. doi: [10.3390/electronics11111787](https://doi.org/10.3390/electronics11111787). URL: <https://www.mdpi.com/2079-9292/11/11/1787>.
- [66] Carlos G. Juan et al. “Study of Q-Based Resonant Microwave Sensors and Design of 3-D-Printed Devices Dedicated to Glucose Monitoring”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 70 (2021), págs. 1-16. doi: [10.1109/TIM.2021.3122525](https://doi.org/10.1109/TIM.2021.3122525).
- [67] Chen Wang et al. “A Sensor for Characterisation of Liquid Materials with High Permittivity and High Dielectric Loss”. En: *Sensors* 22 (feb. de 2022), pág. 1764. doi: [10.3390/s22051764](https://doi.org/10.3390/s22051764).
- [68] AM Nicolson y GF Ross. “Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques”. En: *IEEE Transactions on instrumentation and measurement* 19.4 (1970), págs. 377-382.
- [69] William B Weir. “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies”. En: *Proceedings of the IEEE* 62.1 (1974), págs. 33-36.
- [70] Paul Galvin. “Investigation of Magnitude and Phase Errors in Waveguide Samples for the Nicolson-Ross-Weir Permittivity Technique”. En: *University of New Hampshire* 1 (2016), págs. 1-73.
- [71] RohdeSchwarz. *Measurement of Dielectric Material Properties*. 2012. URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/00aps_undefined/RAC-0607-0019_1_5E.pdf.
- [72] Irena Zivkovic y Axel Murk. “Free-Space Transmission Method for the Characterization of Dielectric and Magnetic Materials at Microwave Frequencies”. En: nov. de 2012. ISBN: 978-953-51-0848-1. doi: [10.5772/51596](https://doi.org/10.5772/51596).
- [73] Wikipedia. *Dieléctrico — Wikipedia, La enciclopedia libre*. [Internet; descargado 9-julio-2024]. 2024. URL: <https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Diel%C3%A9ctrico&oldid=161203153>.
- [74] A. Lukichev. “Relaxation function for the non-Debye relaxation spectra description”. En: *Chemical Physics* 428 (ene. de 2014), págs. 29-33. doi: [10.1016/j.chemphys.2013.10.021](https://doi.org/10.1016/j.chemphys.2013.10.021).

- [75] T. Ghigna et al. "Permittivity and permeability of epoxy–magnetite powder composites at microwave frequencies". En: *Journal of Applied Physics* 127 (ene. de 2020), pág. 045102. doi: [10.1063/1.5128519](https://doi.org/10.1063/1.5128519).

A | Códigos

A.1. NRW

Código NRW

```
1 s11_s21 = sparameters('Muestra_imm.s2p');
2 s11 = rfparam(s11_s21,1,1);
3 s21 = rfparam(s11_s21,2,1);
4
5 s12 = rfparam(s11_s21,1,2);
6 s22 = rfparam(s11_s21,2,2);
7 phase_s11 = rad2deg(angle(s11));
8 phase_s21 = rad2deg(angle(s21));
9 phase_s22 = rad2deg(atan2(imag(s22),real(s22)));
10 phase_s12 = rad2deg(atan2(imag(s12),real(s12)));
11
12 %----- Constantes -----%
13
14 f = transpose(linspace(26,40,length(s11)))*10^9;
15 c=3e8;
16 lam0=c./f;
17 a = 7.112e-3;
18 d=1e-3;
19 fc=c/(2*a);
20 chi=(s11.^2-s21.^2+1)./(2.*s11); % K
21 rho=chi+sqrt(chi.^2-1); %coef reflx
22 rho(abs(rho)>1)=chi(abs(rho)>1)-sqrt(chi(abs(rho)>1).^2-1);%coef reflx cuando rho>1
23 prop=(s11+s21-rho)./(1-(s11+s21).*rho);%Z o T
24 %n=floor(abs(mean(diff(unwrap(angle(prop))))*f1/(diff(f(1:2))*2*pi)));% numero entero phase n (2*n*pi)
25 n=0
26 prop=(real(-log(prop))+1j*(unwrap(imag(-log(prop)))+n*2*pi))/d; %gamma
27 u=1;
28 %u=((1+rho)./(1-rho)).*prop.*c./(2*j*pi.*f.*sqrt(1-(fc./f).^2));
29 eps_r=((fc./c).^2-(prop/(2*pi)).^2).*lam0.^2./u;
30
31
32
33
34 tan_delta = (2.*pi.*f.*1e9.*abs(imag(eps_r)))/(2.*pi.*f.*1e9.*real(eps_r));
35
36 mean_a = mean(tan_delta);
37 mean_tan_delta = mean_a.*ones(1,length(tan_delta)).';
38
39
```

A.2. Primer código espacio libre

Código NRW

```
1 filename = 'meas65_medio.s4p';
2 % filename = 'measurement1.s4p';
```

```

3 % filename = 'measurement2.s4p';
4 % filename = 'measurement3.s4p';
5 % filename = 'measurement4.s4p';
6 %...
7
8 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
9 % Grosor de muestra a medir
10 d = 2e-3;
11
12 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
13 % Asignación de banda de frecuencia | W Band (74 - 110) GHz
14 fin = 75; % Frecuencia inicial
15 fend = 110 ; % Frecuencia final
16
17 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
18 % Extracción de datos
19 hs = sparameters(filename); % Extrae datos del archivo de medición
20 s_44 = rfparam(hs, 2, 2); % s44 forma compleja
21 s_33 = rfparam(hs, 1, 1); % s33 forma compleja
22 s_34 = rfparam(hs, 1, 2); % s33 forma compleja
23 s_43 = rfparam(hs, 2, 1); % s33 forma compleja
24
25 % Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
26 s11 = s_33;
27 s22 = s_44;
28 s12 = s_34;
29 s21 = s_43;
30
31 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
32 % Procesamiento de datos
33
34 c = physconst('LightSpeed');
35
36 freq = transpose(linspace(fin,fend,length(s_44))); % Freq. Sweep
37
38 k0 = (2.*pi./c).*(freq.*1e9); % Wavenumber at free space
39
40 Z = sqrt(((1 + s11).^2 - s21.^2)/(((1 - s11).^2) - s21.^2)); % Characteristic impedance
41
42 G = (s21)./(1 - s11.*((Z-1)./(Z+1))); % Transmission Coefficient
43
44 R = (Z - 1) ./ (Z + 1); % Reflection coefficient
45
46
47 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
48 %%% eqn. 15 - All 3-D Printed Free-Space Setup for Microwave Dielectric Characterization of Materials
49 log_part = (log(1) - log(G));
50 n_values = -(1./(k0.*d)).*log_part;
51
52 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
53 eps_r = (n_values./(Z)); % complex relative permittivity
54 eps_real = real(n_values./(Z)); % real relative permittivity
55 eps_imag = imag(n_values./(Z)); % real relative permittivity
56
57
58 plot(freq, abs(eps_real))
59 mean_eff_real = abs(mean((eps_real)));
60 yline(mean_eff_real, 'k-', 'LineWidth', 2)
61 hold on
62 mean_eff_imag = abs(mean((eps_imag)));
63 yline(mean_eff_imag, 'r--', 'LineWidth', 2)
64

```

A.3. Segundo código espacio libre

Código NRW

```

1 % Free Space
2 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
3 % Nombre del archivo de medición (guardar en formato '.s4p')
4
5 filename_s21_meas = 'meas65_medio_2_meno1.s4p';
6 filename_s21_through='Through.s4p';
7 % filename_s11_AlumMeas='S11_AlumMeasW.s4p';
8 % filename_s11_Foam='S11_Foam.s4p';
9 % filename_s11_Alum='S11_Alum.s4p';
10 % filename_s11_Cobre='Medicion_Cobre.s4p';
11
12 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
13 %Asignación de banda de frecuencia | W Band (74 - 110) GHz
14 fin = 75; % Frecuencia inicial
15 fend = 110 ; % Frecuencia final
16
17 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
18 %Extracción de datos
19 hs_meas = sparameters(filename_s21_meas); % Extrae datos del archivo de medición
20 s_33_meas = rfparam(hs_meas, 3, 3); % s33 forma compleja
21 s_43_meas = rfparam(hs_meas, 4, 3); % s33 forma compleja
22
23 %Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
24 %Medición a través de la muestra
25 s11_meas = s_33_meas;
26 s21_meas = s_43_meas;
27
28 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
29 %Extracción de datos
30 hs_through = sparameters(filename_s21_through); % Extrae datos del archivo de medición
31 s_33_through = rfparam(hs_through, 3, 3); % s33 forma compleja
32 s_43_through = rfparam(hs_through, 4, 3); % s33 forma compleja
33
34 %Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
35 %Medición a aire sin la muestra
36 s11_through = s_33_through;
37 s21_through = s_43_through;
38
39 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
40 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
41 %Extracción de datos
42 % hs_AlumMeas = sparameters(filename_s11_AlumMeas); % Extrae datos del archivo de medición
43 % s_33_AlumMeas = rfparam(hs_AlumMeas, 3, 3); % s33 forma compleja
44 % s_43_AlumMeas = rfparam(hs_AlumMeas, 4, 3); % s33 forma compleja
45 % % Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
46 % % Medición a aire sin la muestra
47 % s11_AlumMeas = s_33_through;
48 % s21_AlumMeas = s_43_through;
49 %
50 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
51 % %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
52 % % Extracción de datos
53 % hs_Foam = sparameters(filename_s11_Foam); % Extrae datos del archivo de medición
54 % s_33_Foam = rfparam(hs_Foam, 3, 3); % s33 forma compleja
55 % s_43_Foam = rfparam(hs_Foam, 4, 3); % s33 forma compleja
56 %
57 % % Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
58 % % Medición a aire sin la muestra
59 % s11_Foam = s_33_Foam;
60 % s21_Foam = s_43_Foam;
61 %
62 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
63 % %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
64 % % Extracción de datos
65 % hs_Alum = sparameters(filename_s11_Alum); % Extrae datos del archivo de medición
66 % s_33_Alum = rfparam(hs_Alum, 3, 3); % s33 forma compleja
67 % s_43_Alum = rfparam(hs_Alum, 4, 3); % s33 forma compleja

```

```

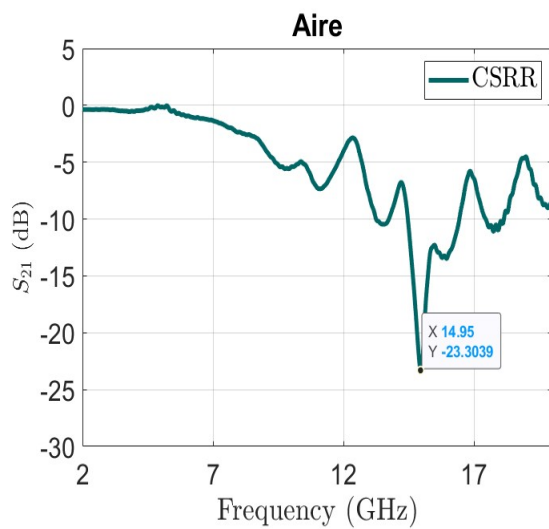
68 %
69 % % Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
70 % % Medición a aire sin la muestra
71 % s11_Alu = s_33_Alu;
72 % s21_Alu = s_43_Alu;
73 %
74 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
75 % %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
76 %
77 % % Extracción de datos
78 % hs_Cobre = sparameters(filename_s11_Cobre); % Extrae datos del archivo de medición
79 % s_33_Cobre = rfparam(hs_Cobre, 3, 3); % s33 forma compleja
80 % s_43_Cobre = rfparam(hs_Cobre, 4, 3); % s33 forma compleja
81 %
82 % % Puerto 3 asignado como 1 y puerto 4 como puerto 2 (solo por conveniencia)
83 % % Medición a aire sin la muestra
84 % s11_Cobre = s_33_Cobre;
85 % s21_Cobre = s_43_Cobre;
86 % %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
87 % s11_cal=(s11_meas - s11_Foam) ./ (s11_Cobre-s11_Foam)
88
89 % Procesamiento de datos
90 s21_cal = s21_meas./s21_through;
91
92 freq = transpose(linspace(fin,fend,length(s_44_meas))); % Freq. Sweep
93 %% S21 cal
94 real_21_cal = real(s21_cal);
95 imag_21_cal = imag(s21_cal);
96 s21_Ult_cal = 20*log10(sqrt(real_21_cal.^2 + imag_21_cal.^2));
97
98 y_cal = s21_Ult_cal;
99 x = freq;
100 N = 1 ;
101 freq = movmean(x,N,'Endpoints','discard');
102 s21_Ult_cal = movmean(y_cal,N,'Endpoints','discard');
103
104 Fsim2 = [min(freq):0.01:max(freq)];
105 Y2_cal = interp1(freq,s21_Ult_cal,Fsim2,'spline');
106 freq_meas = Fsim2;
107 s21_meas_cal = Y2_cal;
108
109 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
110
111 x = freq_meas;
112 y_cal = s21_meas_cal;
113
114 %% Cálculo
115 freq_Hz=freq*10^9
116
117 % Extraccion fase
118
119 c = 3e8;
120 S21_phase = (angle(s21_cal));
121
122
123 dphi_df = diff(S21_phase) ./ diff(freq_Hz);
124
125 [~, idx_resonance] = max(abs(dphi_df));
126
127 f_resonance = freq_Hz(idx_resonance);
128
129 eps_inf=abs(funcion_fit_cal(3501)) ;
130
131 eps_s=6.5
132
133 freq_resonancia=f_resonance/10^9;
134
135 for pos=1:length(freq)

```

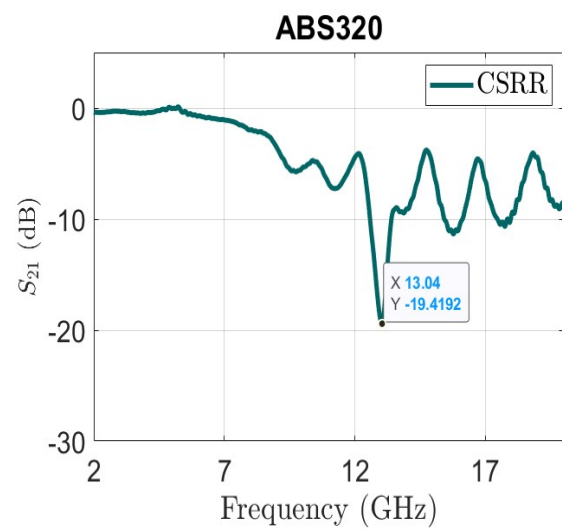
```
136
137     permitividad(pos)=eps_inf + (eps_s - eps_inf)/(1+(freq_resonancia/freq(pos)*i))
138
139 end
140
141 tan_loss = mean_eff_imag./mean_eff_real % Muestra tangente de perdidas
142
```

B | Gráficos

B.1. CSRR: Frecuencia de resonancia de los materiales medidos

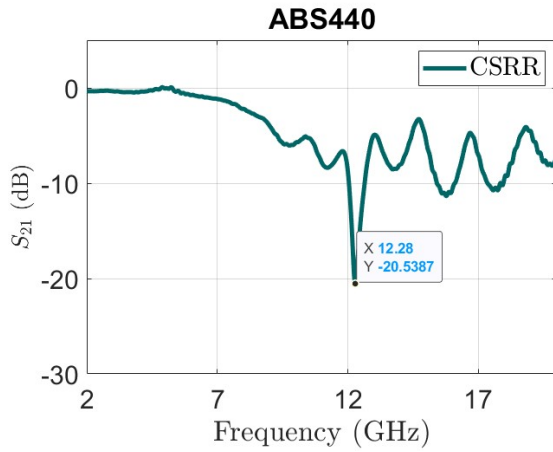
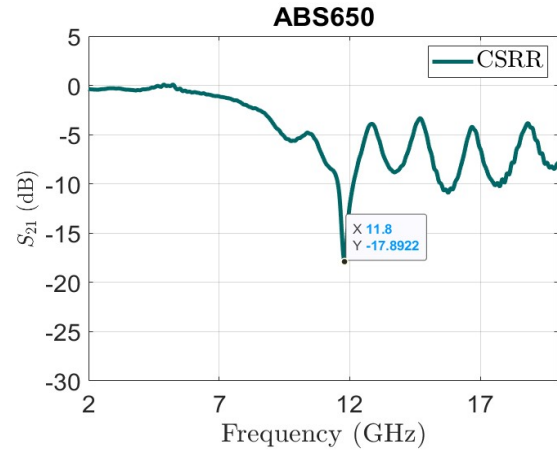


(a) Aire

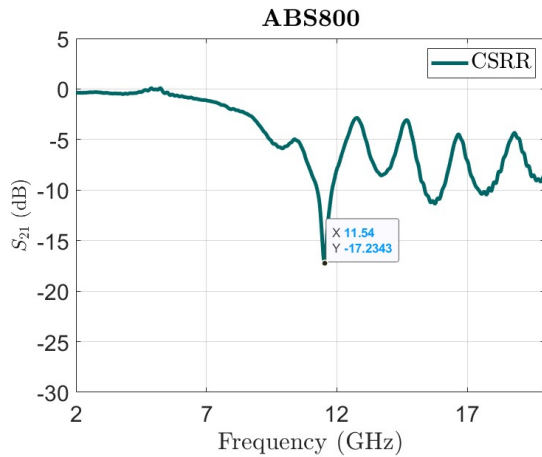


(b) ABS320 de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

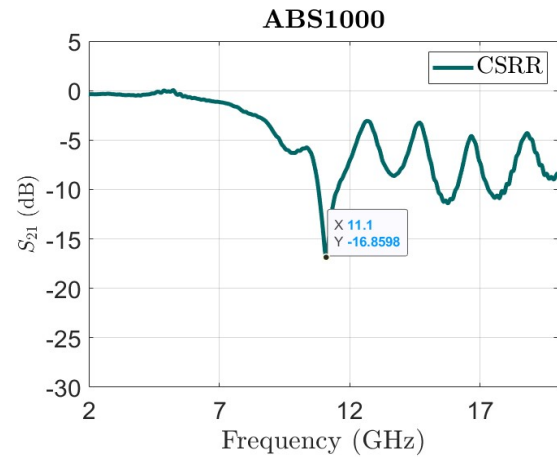
Figura B.1: Frecuencia de resonancia del anillo sin carga y con muestra ABS320 lijada

(a) Magnitud S_{21} calibrada en banda V

(b) ABS650 de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

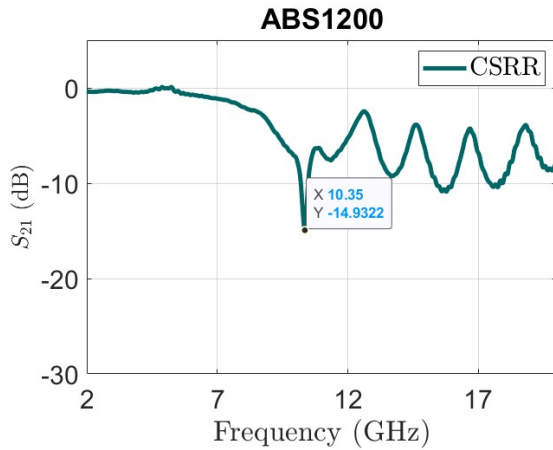
Figura B.2: Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS440 y ABS650 lijadas

(a) ABS800 de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

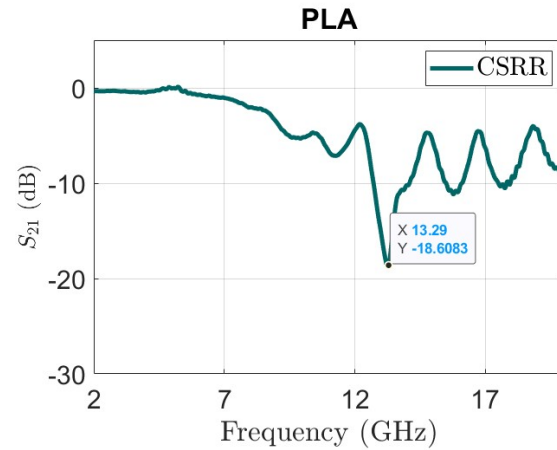


(b) ABS1000 de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

Figura B.3: Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS800 y ABS1000 lijadas



(a) ABS1200 de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

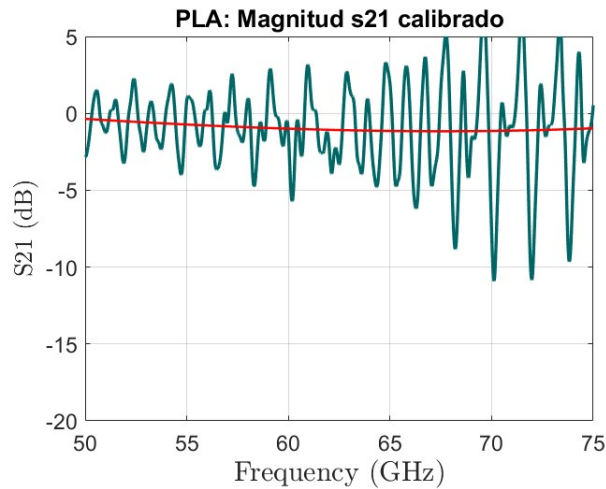


(b) PLA de 3.6[mm] x 7.1[mm] x 1[mm] lijada

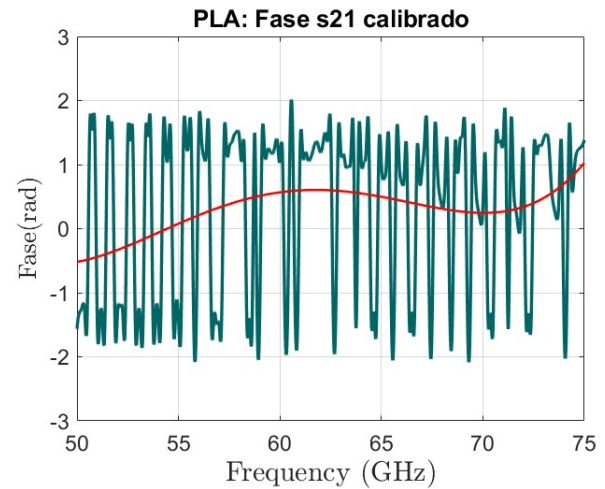
Figura B.4: Frecuencia de resonancia del anillo con muestra ABS1200 y PLA lijadas

B.2. Espacio Libre: Parámetro S_{21} calibrado

Banda V



(a) PLA: Magnitud calibrada en banda V



(b) PLA: Fase calibrada en banda V

Figura B.5: Parámetro S_{21} calibrado en banda V para PLA

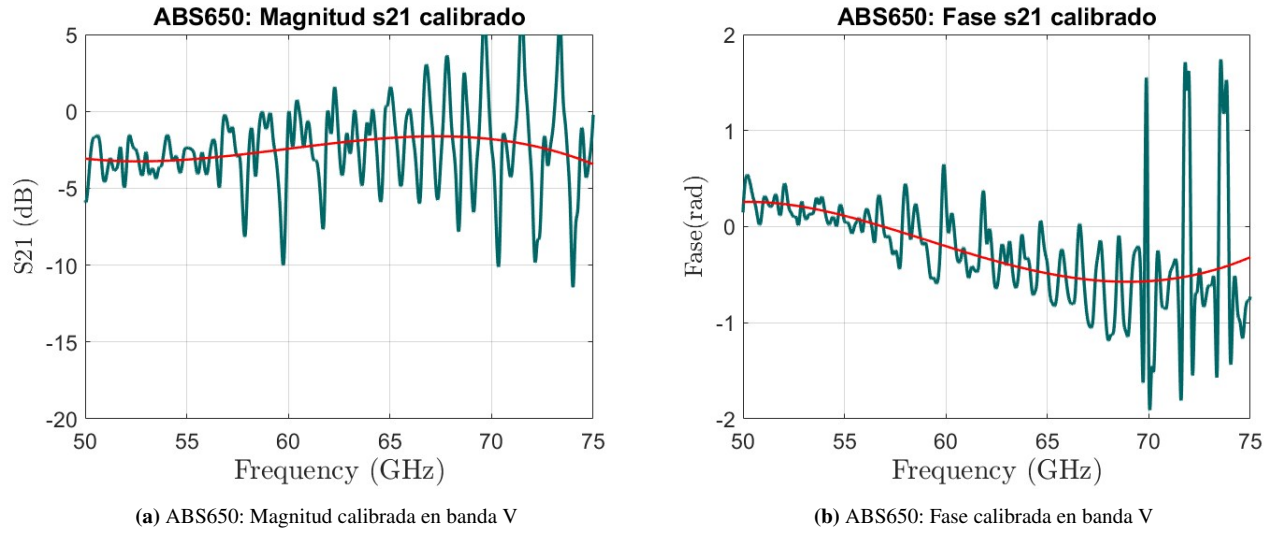


Figura B.6: Parámetro S_{21} calibrado en banda V para ABS650

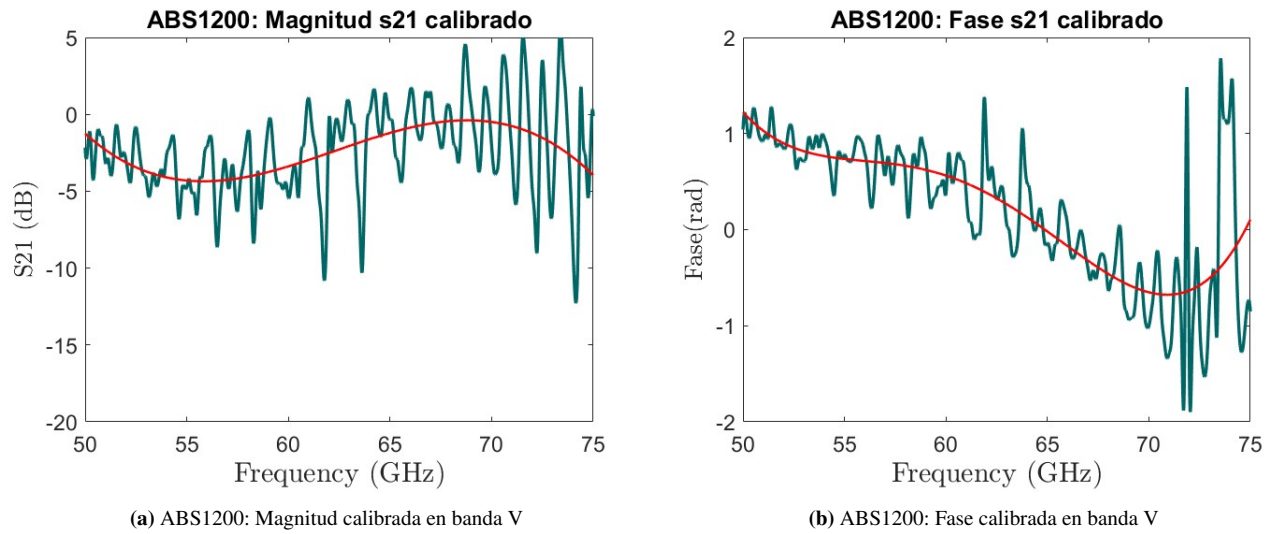
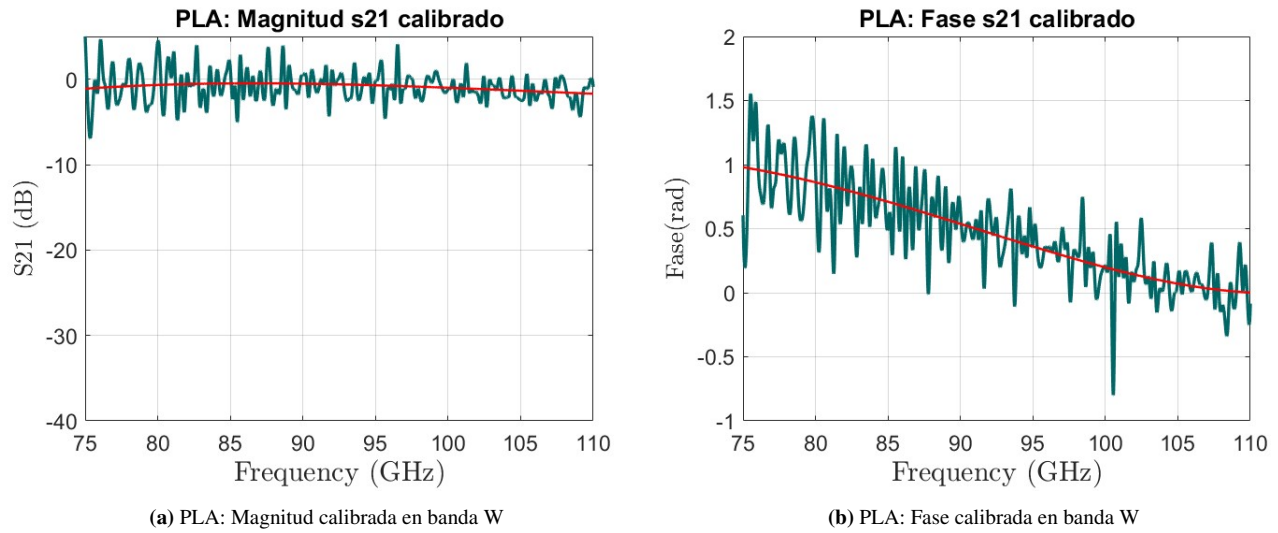
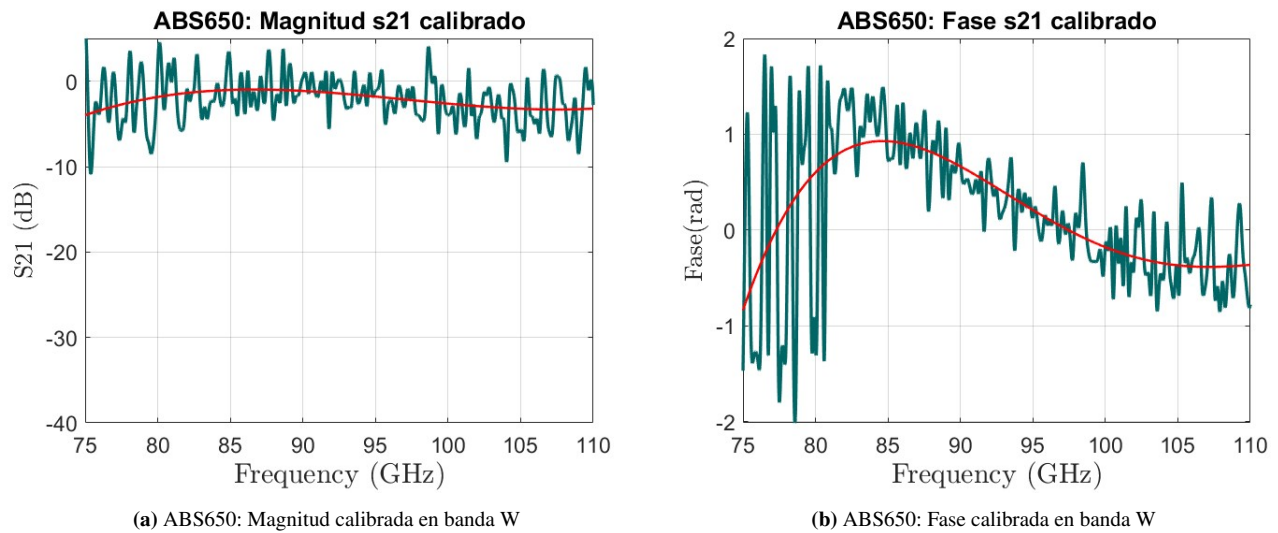
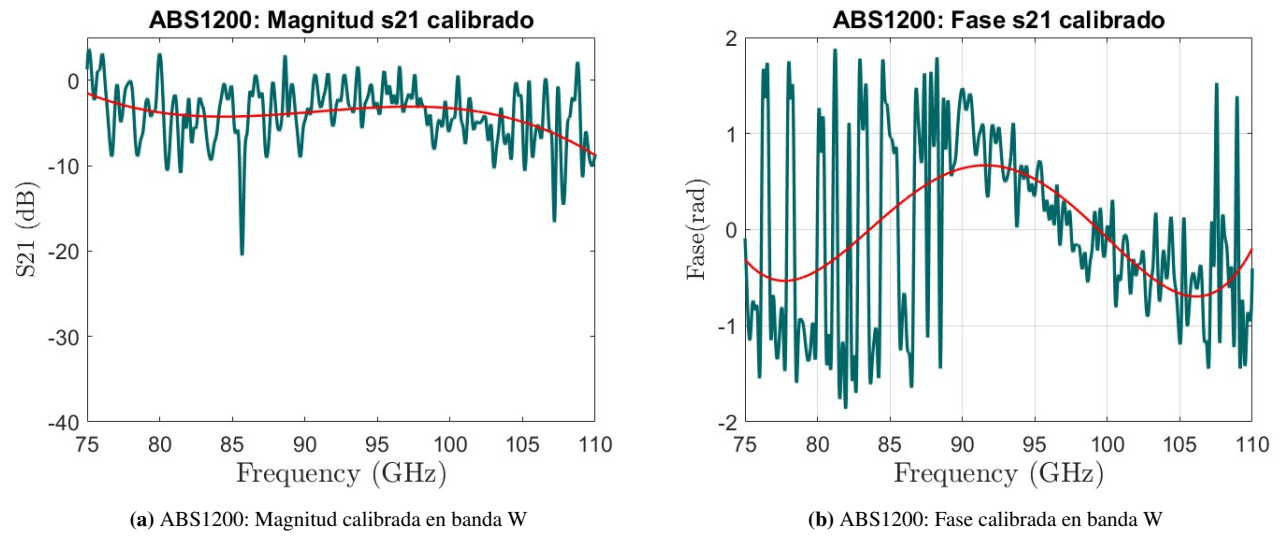


Figura B.7: Parámetro S_{21} calibrado en banda V para ABS1200

Banda W**Figura B.8:** Parámetro S_{21} calibrado en banda W para PLA**Figura B.9:** Parámetro S_{21} calibrado en banda W para ABS650

**Figura B.10:** Parámetro S_{21} calibrado en banda W para ABS1200